

L'ÉLECTRONIQUE CRÉATIVE

N° 220

OCTOBRE 1996

MENSUEL

195 FB • 8,50 FS

ISSN 0181-7450

ELEKTOR

EN POINT DE MIRE :
les logiciels de simulation

**CONVERTISSEUR
DE TAUX
D'ÉCHANTILLONNAGE**

**MINI-
PROGRAMMATEUR
FLASH**

**TESTEUR D'AMPOULE
À INCANDESCENCE**

M 1531 - 220 - 27,00 F



convertisseur de taux d'échantillonnage

20



simulation sur PC

16



mini-programmateur Flash

30



48

testeur d'ampoules à incandescence

RÉALISATIONS

- 12 **enceinte à quartz**
☆☆ **thermostatée**
la fréquence de la meilleure précision possible
- 20 **convertisseur de taux d'échantillonnage**
☆☆ compatibilité dans l'audio numérique
- 28 **fondus vidéo peu coûteux**
☆ trois composants suffisent
- 30 **mini-programmateur Flash**
☆☆ programmeur faible coût pour μ C Flash 89C1051 et 89C2051
- 36 **mini-détecteur de métaux**
☆☆ à la recherche de la fortune
- 42 **générateur de mire SV**
☆☆ 2ème partie : mode VGA, mires, réalisation et mode d'emploi
- 48 **testeur d'ampoules à incandescence**
☆ avec indication de la puissance
- 52 **posemètre pour chambre noire**
☆☆ à la bonne valeur en 12 crans

INFORMATIONS

- 16 **simulation sur PC**
test de schémas sans soudure
- 40 **APPLIKATOR**
capteur boussole analogique 6070
- 57 **infocartes CXA1645P/M**
- 59 **électronique en ligne**
des mires sur Internet
- 61 **unité d'E/S flexible**
☆☆ commander depuis Pascal
- 62 **la collection 95 sur CD-ROM**
Elektor sous forme numérique !

RUBRIQUES

- 35 Élékubrations ...
- 50 Actualités Électroniques
- 56 Petites Annonces Gratuites Elektor
- 56 Répertoire des annonceurs
- 60 Actualités Électroniques
- 63 Publitronic Service

facile

difficile





enceinte à quartz thermostatée

la fréquence de la
meilleure précision
possible

Il est de notoriété publique que la fréquence générée par un oscillateur à quartz présente une légère thermosensibilité. Si, dans bien des cas, cette caractéristique n'a pas de conséquence gênante, elle peut ruiner un projet lorsque le quartz sert à donner l'heure ou à produire une fréquence-étalon et que l'erreur est intégrée dans sa totalité dans la précision de mesure. Ceci explique que les fréquencemètres haut de gamme soient souvent dotés d'une enceinte thermostatée, dite four à quartz, chargée de maintenir le quartz à une température constante.

La température constante de service choisie pour un four à quartz doit toujours se trouver au-delà de la somme de la température ambiante ajoutée à la température d'échauffement propre du système. Si l'on suppose que la température estivale vaut de l'ordre de 30°C, rares seront les occasions où il faudra une température de thermostat supérieure à quelque 40 ou 50°C. L'idée d'utiliser un transistor de puissance en tant qu'élément chauffant n'a rien de révolutionnaire. Dans ce cas-là on fait en règle générale appel à une



thermistance NTC (résistance à coefficient de température négatif) ou à un capteur au silicium en tant que capteur de température, élément dont le signal de sortie pilote, à travers un circuit de régulation, le courant traversant le transistor de « chauffage » et partant la température de ce dernier. Le bon couplage thermique entre le transistor de chauffage et le capteur, élément indispensable à une régulation précise et rapide est en fait l'aspect complexe et délicat dans le cas d'une réalisation personnelle. On fait appel ici à un autre principe, la tension base-émetteur du transistor de chauffage faisant office de grandeur de régulation de commande, sans avoir besoin de capteur de température. Il est connu que la tension d'une jonction P/N silicium traversée par un courant constant varie de quelque $-2,2 \text{ mV/K}$. Il est facile, avec le circuit de traitement adéquat, d'utiliser cette variation de tension en tant que régulation de température pour le transistor de chauffage. À cet effet on interrompt périodiquement le chauffage et on mesure la tension base-émetteur du transistor de chauffage traversé par un courant constant. Cette valeur de mesure est stockée dans un étage échantillonneur-bloqueur et sert à piloter le courant de collecteur du transistor lors de la phase de chauffage suivante.

CHAUFFER & MESURER

Le schéma de la figure 1 montre l'approche pratique adoptée. T1 constitue le transistor de chauffage, alimenté, au cours de la phase de chauffage, en courant de base par le biais de l'interrupteur CMOS IC2d fermé et de R3. Le courant de chauffage circule de la

ligne d'alimentation positive à travers T1 et D1 vers la masse. Lors de mesure de la tension base-émetteur IC2d est ouvert et IC2a/c est fermé. La base de T1 se trouve alors à la masse, D1 bloque et l'on a application, par le biais de R6, d'un courant de base constant à travers T1. La tension d'émetteur (négative) mesurée arrive, à l'amplificateur de régulation IC1, un TL081, où elle subit une comparaison avec une tension de référence fournie par P1. La tension résultant de cette opération est stockée dans C1 et sert à la commande de T1 lors de la phase de chauffage suivante. Le temporisateur IC3, un NE555, est monté en multivibrateur astable et fournit les impulsions nécessaires à l'étage échantillonneur-bloqueur. La durée d'une période est de 1 ms (100 Hz) environ, 800 μs servant au chauffage et 200 μs étant utilisées pour le processus de mesure. La sortie de IC3 attaque directement IC2d. IC2b sert à inverser la chaîne d'impulsion de sorte que IC2a et IC2c sont fermées lorsque IC2d ouvre et vice-versa. Le transistor de chauffage est un darlington mono-étage, un TIP142. En principe n'importe quel darlington de puissance fait l'affaire à condition que sa résistance R_{BE} soit supérieure à de l'ordre de 5 k Ω (R_{BE1}) et 80 Ω (R_{BE2}). Il est très facile d'obtenir, avec un courant de base faible qui ne produit qu'une dissipation négligeable dans les interrupteurs CMOS, un courant de chauffage important aisé à réguler. En plus de cela on dispose, lors des phases de mesure, de 2 tensions base-émetteur prises en série donnant une grandeur de mesure utilisable. L'alimentation est tout ce qu'il y a de plus classique. Nous avons opté, de manière à donner à la

projet: F. Hueber

platine les dimensions les plus compactes possibles, un transformateur 3,3 VA capable, en fonctionnement normal, de fournir au circuit le courant nécessaire. À une température de chauffage de 40 °C la ligne d'alimentation positive doit fournir quelque 35 mA. Pour une température de 55 °C la valeur de ce courant passe à 55 mA environ. La ligne d'alimentation négative doit fournir de l'ordre de 20 mA quelle que soit la température. Une spécificité à remarquer cependant : dans les premiers instants qui suivent la mise sous tension du système le transistor de chauffage est encore froid tirant notablement plus de courant que le transformateur n'est en mesure de fournir. Il faudra de ce fait utiliser un transformateur protégé contre les court-circuits. La tension secondaire s'effondre et la régulation perd quelque peu les pédales, mais cela ne pose pas de problème vu que cette phase cesse au bout de quelque 30 s (si l'on a opté pour une température de four de 50 °C).

AU SAUNA...

La platine dont on retrouve le dessin recto-verso en figure 2 permet une réalisation facile de l'enceinte thermostatée à quartz. Notons que la sérigraphie ne correspond pas totalement au positionnement des composants de la photographie en début d'article, certains des composants ayant été tournés dans la version définitive. Les composants seront, exception faite du transistor de chauffage, mis en place dans l'ordre habituel. Il est important, dans le cas de l'ajustable

1

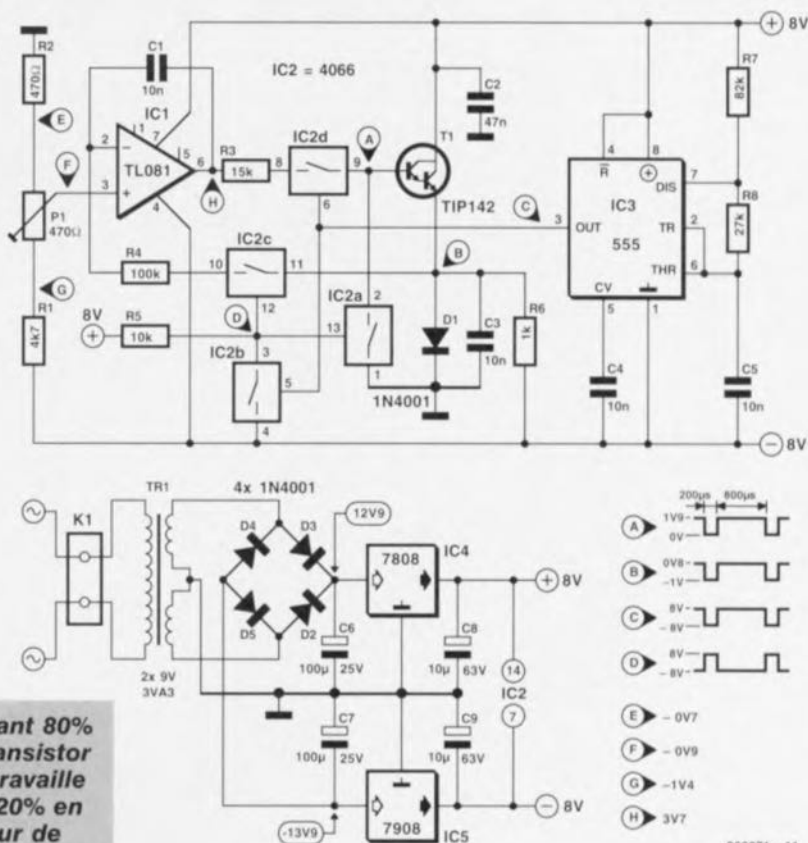


Figure 1. Pendant 80% du temps le transistor darlington T1 travaille en chauffage, 20% en tant que capteur de température.

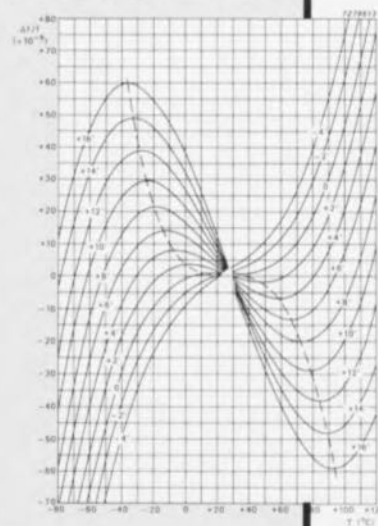
P1, d'utiliser un modèle à faible coefficient de température à long terme, sachant que c'est de lui que dépend la constance de la température adoptée. La solution idéale consiste à utiliser un ajustable à corps céramique. Le transistor T1 n'est pas encore mis en place, les orifices percés dans la platine seront eux dotés de picots. On notera la finesse des pistes allant vers le dit transistor, dessin qui garantit que la chaleur obtenue ne sert pas, via la platine,

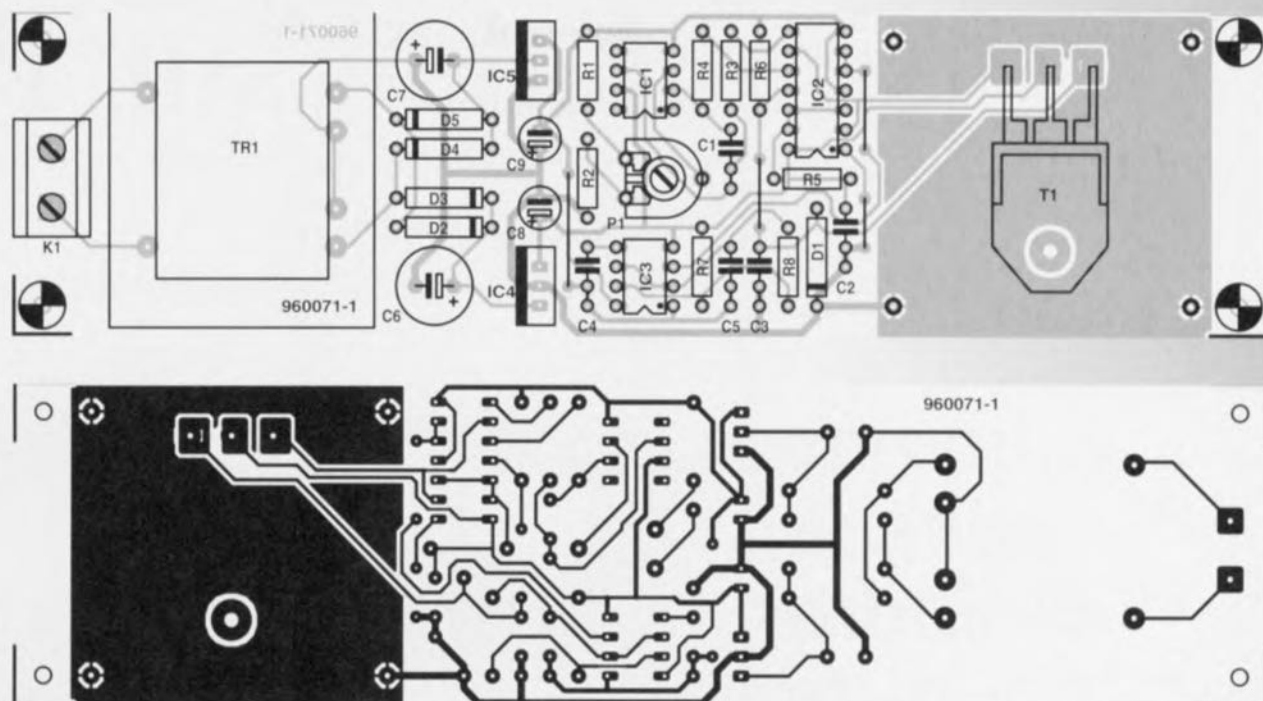
à chauffer l'environnement, mais bien le quartz. En ce qui concerne l'enceinte à quartz thermostatée (figure 3) on réalise un enclos d'une surface de 40 x 45 mm et d'une hauteur de 30 mm fixée aux 4 picots implantés dans la surface de cuivre. On recouvre l'intérieur du « sarcophage » d'une épaisseur de polystyrène expansé de 5 mm et l'on soude les connexions de l'émetteur et de la base de T1 de manière à ce que le polystyrène ne soit pas gêné

La thermo-sensibilité des quartz

Les quartz sont des composants précis. Leur erreur de fréquence n'est pas exprimée en pour cent, voire en pour mille, mais se situe dans le domaine du ppm (part per million, du millionième !). Il en est de même pour la sensibilité aux variations de température et la thermo-stabilité à long terme (ageing). La grande majorité des quartz sont taillés dans le cristal de quartz brut par taille AT. Les quartz obtenus par taille AT couvrent une plage de fréquences allant de 1 à 250 MHz et peuvent osciller à leur fondamentale, voire sur la troisième, la cinquième voire sur une harmonique de fréquence encore plus élevée. l'angle de taille AT est l'élément important en ce qui concerne la courbe de dérive en température. Le diagramme montre par ses courbes hyperboliques que les quartz à angle de taille faible présentent des dérives relativement faibles dans la partie centrale de leur plage de température, et des tolérances très importantes par rapport à leur fréquence fondamentale dès lors que l'on s'essaie aux températures extrêmes hautes ou basses. C'est exactement l'inverse dans le cas des quartz à angle de taille important. La tolérance est la plus importante au centre de la plage de température restant acceptable sur l'ensemble de celle-ci. Le comportement thermique de quartz taillés selon d'autres techniques suit une courbe de forme parabolique. Le choix du type de taille dépend bien évidemment, si l'on veut atteindre la précision maximale, à la fonction que doit remplir l'oscillateur. Pour un appareil de laboratoire destiné à res-

ter en permanence à une température ambiante comprise entre 20 et 30 °C on utilisera un angle de coupe faible, un oscillateur destiné à travailler dans des conditions de température très variables devra avoir l'angle de taille le plus fort possible. La solution la meilleure consiste bien entendu à faire en sorte que la température reste constante en s'aidant d'une enceinte thermostatée. Si le choix d'un quartz dépend, en ce qui concerne son coefficient de température, de l'utilisation que l'on veut en faire, la stabilité à long terme se laisse définir à l'aide de quelques règles immuables. On utilisera, autant que possible, uniquement des quartz travaillant à fréquence faible, oscillant sur leur fondamentale et dotés d'un cocon de laine de verre (plutôt que de métal). Seule la fiche de caractéristiques du dit composant pourra vous donner ces informations.





Liste des composants

Résistances :

R1 = 4k Ω 7
R2 = 470 Ω
R3 = 15 k Ω
R4 = 100 k Ω
R5 = 10 k Ω
R6 = 1 k Ω
R7 = 82 k Ω
R8 = 27 k Ω
P1 = ajustable 470 Ω

Condensateurs :

C1, C3 à C5 = 10 nF
C2 = 47 nF
C6, C7 = 100 μ F/25 V radial
C8, C9 = 10 μ F/63 V radial

Semi-conducteurs :

D1 à D5 = 1N4001
T1 = TIP142 (10K/150 Ω)
IC1 = TL081
IC2 = 4066
IC3 = 555
IC4 = 7808
IC5 = 7908

Divers :

K1 = bornier encartable à 2 contacts
au pas de 7,5 mm
Tr1 = transformateur secteur
2,9 A/3VA3 tel que, par exemple,
Velleman 2090038M, Monacor VTR-
3209 ou Block VR3209

veau de R7 par exemple) et le collecteur de T1 et on met l'alimentation sous tension. Le multimètre devrait maintenant afficher un zéro. On joue ensuite progressivement sur la position de P1 jusqu'à ce que le courant de collecteur se stabilise à quelque 30 mA. T1 s'échauffant, cette valeur chutera rapidement, mais on aura vite fait de modifier la situation en donnant une nouvelle position à P1. On devrait, après reprise de ce processus de réglage, avoir trouvé une position d'équilibre et la température de service. Il est bien évidemment important, en cours de réglage, de suivre la température du radiateur du TIP142. L'idéal serait bien sûr de disposer d'un thermomètre électronique à contact, mais on peut également utiliser un thermomètre médical classique. Un courant de collecteur de 30 mA devrait se traduire par une température de 40 à 50 °C. Si tout se passe comme prévu, on soude le collecteur de T1 à l'endroit prévu, dote le radiateur de T1 d'un rien de pâte thermoconductrice et on y fixe le quartz à l'aide d'une pince en cuivre, d'un morceau de tube de cuivre écrasé voire d'un morceau de lien jardinier tout ce qu'il y a de plus profane. Il n'est pas nécessaire, en règle générale, de prévoir d'isolation entre le transistor et le quartz sachant que normalement le radiateur de T1 est au potentiel du collecteur et partant, non actif au niveau des HF. C2 accroît cette neutralité. On câble ensuite le quartz avec toutes les précautions d'usage et on remplit l'espace restant

Figure 2. Si l'implantation des composants est une affaire vite réglée la présence du four à quartz ne manquera pas de se manifester. Habemus forum !

autour des composants dans l'enclos de polystyrène avant de positionner le couvercle et de le souder à 2 endroits en veillant à ne pas faire fondre cette mousse de plastique. Il est important de limiter au strict indis-

pensable la longueur de câble reliant le quartz au reste de l'oscillateur. Dans le cas d'un boîtier métallique on définit les liaisons de masse des 2 circuits à l'aide de vis à papillon en laiton, si le boîtier en question n'est pas conducteur il faudra positionner un oeil à une vis de fixation et poser une liaison vers l'alimentation de l'appareil principal. Il est fort probable, qu'il faille procéder à un ré-étalonnage de l'oscillateur à quartz à l'aide d'un outil convenable. Il doit falloir de 10 à 15 mn à l'enceinte thermostatée avant d'atteindre sa température de croisière.

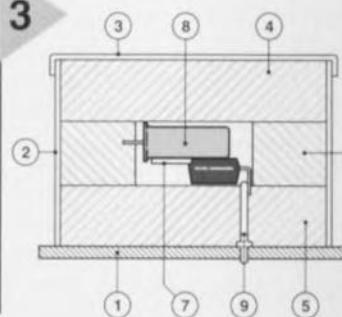
960071-1

Figure 3. La coupe de l'enceinte thermostatée montre la position de la combinaison quartz+transistor enveloppée de polystyrène.

et que son radiateur soit tourné vers le haut. La broche centrale de T1, son collecteur n'est pas encore soudée sachant qu'il va falloir commencer par procéder à l'étalonnage du circuit. Avant de coupler le quartz au transistor et de fermer l'enclos à l'aide du couvercle prévu à cet effet il va falloir procéder à l'étalonnage de l'ensemble. On commence, pour le réglage de la température, par tourner P1 dans le sens antihoraire. On branche ensuite un multimètre (en calibre 200 mA CC) entre la tension d'alimentation réglée (au ni-

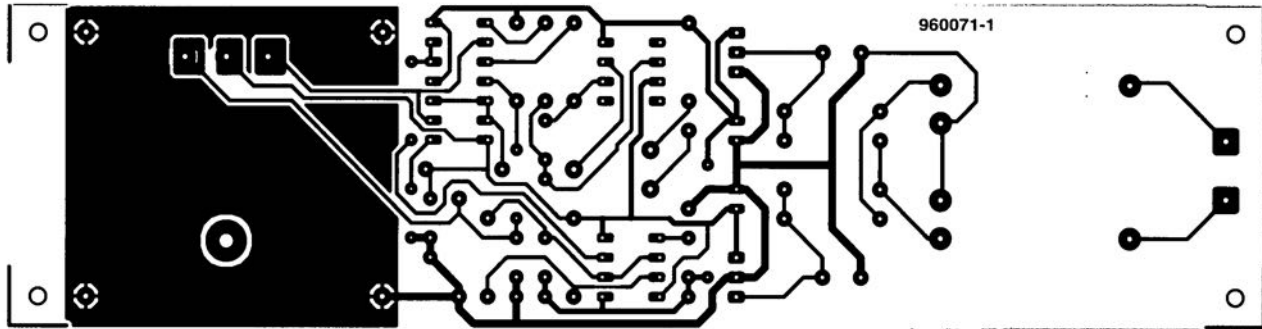
veau de R7 par exemple) et le collecteur de T1 et on met l'alimentation sous tension. Le multimètre devrait maintenant afficher un zéro. On joue ensuite progressivement sur la position de P1 jusqu'à ce que le courant de collecteur se stabilise à quelque 30 mA. T1 s'échauffant, cette valeur chutera rapidement, mais on aura vite fait de modifier la situation en donnant une nouvelle position à P1. On devrait, après reprise de ce processus de réglage, avoir trouvé une position d'équilibre et la température de service. Il est bien évidemment important, en cours de réglage, de suivre la température du radiateur du TIP142. L'idéal serait bien sûr de disposer d'un thermomètre électronique à contact, mais on peut également utiliser un thermomètre médical classique. Un courant de collecteur de 30 mA devrait se traduire par une température de 40 à 50 °C. Si tout se passe comme prévu, on soude le collecteur de T1 à l'endroit prévu, dote le radiateur de T1 d'un rien de pâte thermoconductrice et on y fixe le quartz à l'aide d'une pince en cuivre, d'un morceau de tube de cuivre écrasé voire d'un morceau de lien jardinier tout ce qu'il y a de plus profane. Il n'est pas nécessaire, en règle générale, de prévoir d'isolation entre le transistor et le quartz sachant que normalement le radiateur de T1 est au potentiel du collecteur et partant, non actif au niveau des HF. C2 accroît cette neutralité. On câble ensuite le quartz avec toutes les précautions d'usage et on remplit l'espace restant

3



- 1: platine
- 2: boîtier en tôle
- 3: couvercle
- 4: plaquette de polystyrène supérieure
- 5: plaquette de polystyrène inférieure
- 6: morceau de polystyrène
- 7: transistor de chauffage
- 8: quartz
- 9: picot de soudure

960071 - 12



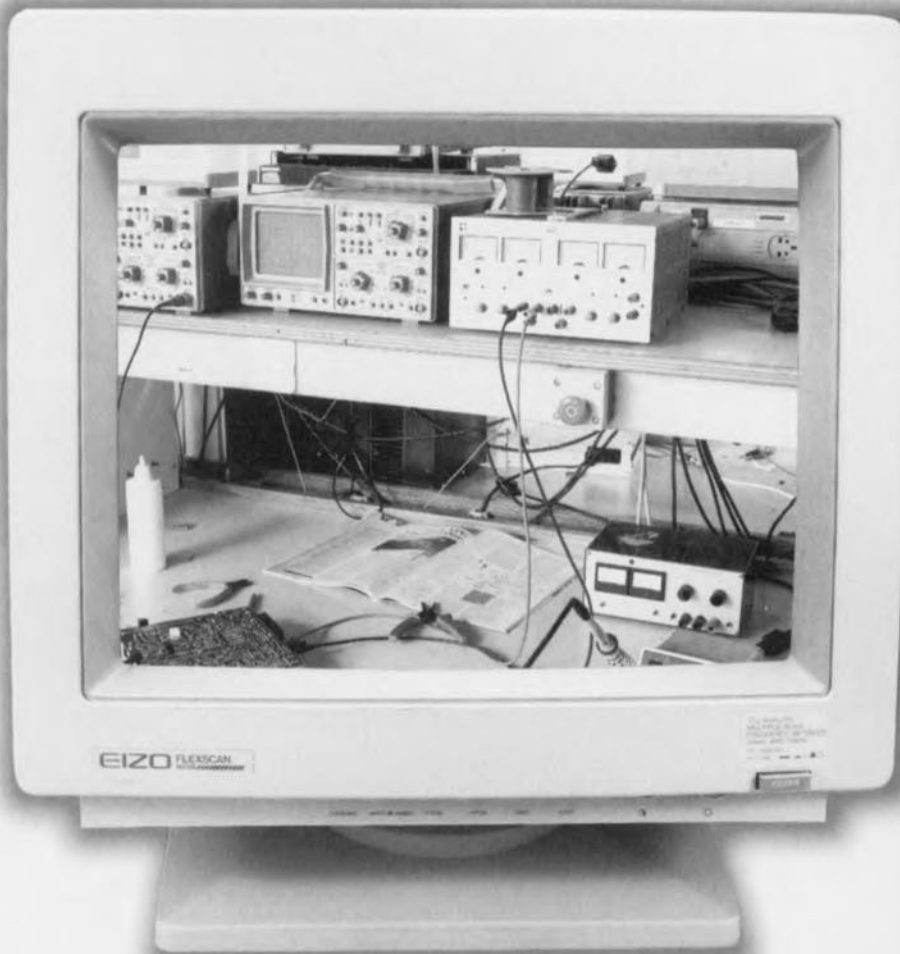


simulation sur PC

test de schémas sans la moindre soudure

Il est de plus en plus souvent fait appel, pour l'analyse de circuits électroniques, à la puissance des ordinateurs.

La qualité des programmes de simulation actuels a atteint un tel niveau que les concepteurs de circuits électroniques connaissent le comportement d'un circuit à quelque 95% avant même d'avoir procédé à la première soudure. De plus, depuis un certain temps déjà, la simulation ne se limite plus uniquement aux schémas, il est devenu possible de simuler l'effet des pistes d'une platine additionnelle montée en gîgogne sur un circuit imprimé terminé. Cet article vous en dira plus sur les programmes de simulation actuels.



La simulation de circuits électroniques est loin d'être une sinécure. Ceci explique qu'elle n'a pu voir le jour qu'après l'apparition de systèmes d'ordinateurs très gros et (pour l'époque) puissants. Le premier simulateur, CANCER, est apparu dans les années 60. Très peu après naquit SPICE (son berceau fut, vers la fin des années 60, l'université américaine de Berkeley). On considère que c'est un développement de ce dernier programme, baptisé SPICE2, qui constitua le grand succès dans le domaine de la simulation de circuits électroniques. SPICE est l'abréviation de *Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*. À l'origine, les programmes SPICE étaient, pour ceux qu'ils pouvaient intéresser, gratuits – ils le sont d'ailleurs toujours dans une certaine mesure. Allez donc voir, pour un panorama plus complet, le site Internet suivant :

[www.paranoia.com/~filipg/HTML/FAQ/BODY/F Free Spice4.html](http://www.paranoia.com/~filipg/HTML/FAQ/BODY/F%20Free%20Spice4.html). Depuis lors, un certain nombre de sociétés ayant développé leur propre programme de simulation sur les bases de SPICE2 ont vu le jour. La majorité de ces programmes tournèrent d'abord sur de gros ordinateurs (*mainframe*) puis sur des stations de travail, mais grâce à la popularité croissante et l'incessante augmentation de puissance des PC

compatibles IBM on transporta, au début des années 80, certains programmes de simulation vers ce type de plateforme. Depuis lors, les programmes tournant sous DOS (et à la manipulation souvent primitive) se sont vus remplacés par des versions modernisées tournant elles sous Windows, approche ô combien bénéfique pour le moins en ce qui concerne le confort d'utilisation. De nos jours, se sont plusieurs dizaines de sociétés qui offrent leur propre logiciel de simulation. Les possibilités de simulation ont en outre énormément évolué et les résultats approchent la réalité de bien plus près qu'il y a un lustre ou 2. Tout au début, les programmes de simulation se limitaient aux composants les plus simples, mais actuellement, les modèles sont si réalistes qu'il est devenu possible de simuler les différentes étapes allant de la conception au test final.

MODÈLES ET NETLISTES

En principe, il suffit de bien peu de choses pour simuler un circuit électronique. Cela tient au fait que tous les composants sont reproduits sous la forme de résistances, d'inductances, de condensateurs, de sources (commandées) de tension ou de courant, voire de combinaisons de plusieurs de ces

éléments. Tous les points nodaux du schéma reçoivent une dénomination. Tous ces éléments sont stockés dans ce que l'on appelle une liste d'équipotentiels (*netlist*) ressemblant à celle représentée en figure 1. Cette liste indique quel composant est pris entre les différents points nodaux et donne ses caractéristiques spécifiques. À partir de cette liste on effectue un certain nombre de comparaisons de courants pour les différents points nodaux. Une fois la matrice de comparaisons née de cette opération résolue tous les courants sont connus et partant il devient possible de calculer les tensions aux bornes de chacun des composants. Tout cela ne paraît pas, à première vue, bien sorcier, mais il est impératif, pour une bonne simulation, de disposer de modèles approchant la réalité d'autant près que possible. L'exemple de la figure 2 est le modèle d'une diode (source : Interactive Image Technologies). On a souvent besoin de modèles modifiés et adaptés, voire d'autres calculs pour déterminer le réglage en tension continue du circuit, ses comportements en alternatif et en transitoires. C'est ce que l'on constate dans notre exemple de diode.

PSPICE & CIE

Les algorithmes de simulation et les modèles utilisés sous SPICE2 servent aujourd'hui, de base aux programmes spécifiques proposés par divers fabricants. L'un des logiciels les plus connus est PSPICE, un programme de la société américaine MicroSim, programme dont la première version a été lancée en 1984. De nombreux autres programmes s'ornent d'une « compatibilité PSpice », ou autre indication similaire, mention par laquelle ils signalent la possibilité de générer ou de traiter des listes d'équipotentiels PSpice. La plupart des programmes de simulation se composent de plusieurs modules remplissant chacun une tâche spécifique. On trouve ainsi, le plus souvent, un module de saisie permettant à l'utilisateur d'entrer son schéma (sous forme textuelle ou graphique), un module de traitement qui résout les équations de réseau et un module de représentation qui visualise les résultats sous forme graphique. Dans le cas d'un programme tel que PSpice il s'agit de modules nettement distincts, mais il existe également des produits tels que MicroCap où tout est intégré dans un environnement unique (*shell*).

POSSIBILITÉS DE SIMULATION

Voyons d'un peu plus près les possibilités de simulation que l'on retrouve dans la quasi-totalité des logiciels :

✕ Analyse en continu (*DC Analysis*).

*AMV

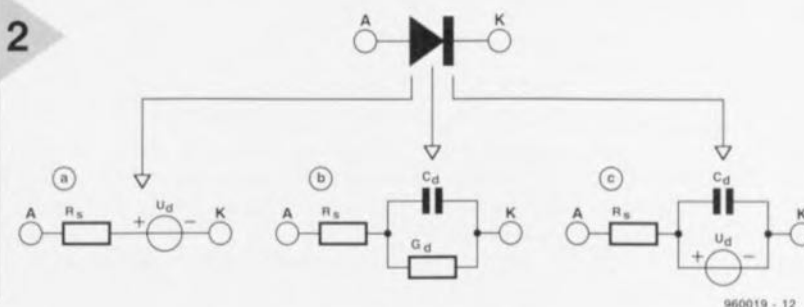
R0	GND	N00000				1m
R1	N00004	N00002				10K
R2	N00003	N00001				10K
C1	N00002	N00001				100N
C2	N00003	N00004				200N
X1	GND	N00004	+5V	-5V	N00002	TL082/301/TI
X2	GND	N00001	+5V	-5V	N00003	TL082/301/TI
V1	+5V	GND				5V
V2	GND	-5V				5V

.LIB

.TRAN 10u 50m

Figure 1. Exemple de liste d'équipotentiels. Chaque ligne donne le type de composant, les noeuds entre lesquels est pris le dit composant et ses caractéristiques spécifiques.

Figure 2. La simulation d'un composant électronique implique de disposer d'un modèle décrivant aussi précisément que possible ses caractéristiques spécifiques. Notre exemple est le modèle d'une diode : a) modèle en continu, b) modèle en alternatif, c) modèle en transitoires.



Comment le circuit s'équilibre-t-il après application de la tension d'alimentation ? On sait alors si tous les composants actifs possèdent un réglage correct pour un fonctionnement sans surprise. Cette étape permet, par exemple, de tirer des conclusions quant à la plage de modulation d'un étage à transistor ou d'une sortie d'amplificateur opérationnel.

✕ Analyse en alternatif (*AC Analysis*).

On calcule, à plusieurs fréquences, le comportement face à un courant alternatif (avec un signal sinusoïdal) d'un circuit en vue de pouvoir générer un graphique de Bode (caractéristique de fréquence et de phase) et en dériver le retard. Il arrive également, très souvent, que l'on fasse la distinction du comportement en courant alternatif face à des signaux faibles et des signaux forts.

✕ Analyse de transitoires (*Transient Analysis*).

Cette opération permet de tester le comportement du circuit face à certains signaux dont les caractéristiques sont laissées à l'utilisateur (un triangle, un rectangle, voire une tension en marches d'escalier par exemple). Au cours de ce processus on peut suivre la réaction du circuit

au signal donné. L'important est ici la situation de départ : on a le choix entre une situation où les réglages en continu sont déjà présents (*steady state*) ou une situation dans laquelle la tension d'alimentation n'est appliquée que lors du début de la mesure. Cette dernière option est particulièrement intéressante lorsque l'on veut, par exemple, voir comment se comporte un circuit d'oscillateur à l'application de la tension d'alimentation.

✕ Analyse en mode mixte (*Mixed Mode Analysis*).

Ce mode consiste à simuler simultanément des composants numériques et analogiques dans un même circuit. Jusqu'à tout récemment il existait des programmes distincts pour la simulation de circuits analogiques et de circuits numériques. De nombreux logiciels récents combinent maintenant ces 2 modes ce qui se traduit par une flexibilité accrue de la saisie des schémas. Il devient possible ainsi de faire autre chose que de s'intéresser au comportement numérique d'un circuit. Comme les modèles de composants numériques comportent souvent des caractéristiques analogiques il devient également possible de découvrir des erreurs de chronologie e/ou

3

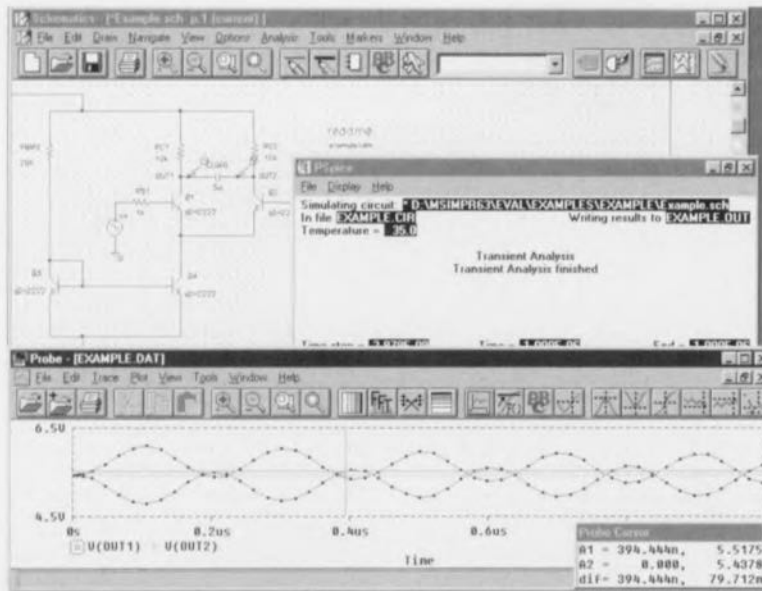


Figure 3. Les 3 modules les plus importants de PSpice réunis : la saisie de schéma, le traitement et la visualisation (oscillo).

plusieurs dizaines de kilo-francs (nouvelle « unité monétaire » ayant cours dans le monde des logiciels modernes). Ce type de logiciels est bien souvent accompagné de programmes auxiliaires, en vue de la conception de filtres ou la simulateur de champs magnétiques par exemple.

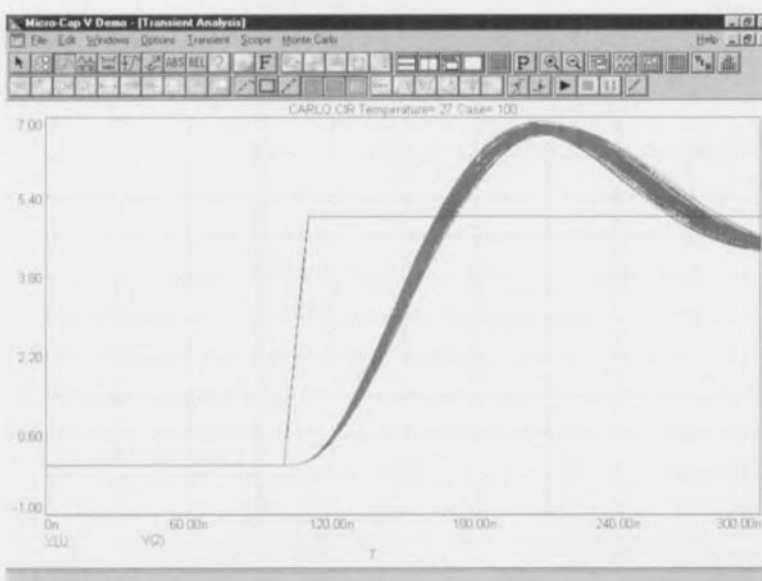
Les programmes d'évaluation (éducation)

Bien qu'il s'agisse là encore de programmes de simulation complets il est important de les différencier des programmes professionnels en raison de leur approche et de leurs possibilités. Les étudiants en particulier sont de gros utilisateurs de programmes de simulation, cette catégorie ayant de grandes chances de se retrouver « aux commandes » de programmes de simulation professionnels. Le programme de simulation à fins éducatives le plus agréable que nous connaissions est sans doute Electronic Workbench (V4.1) de Interactive Image Technologies. On y dispose d'un multimètre, d'un générateur, d'un oscilloscope visualisés à l'écran et que l'on peut, après avoir saisi le schéma, comme dans un vrai laboratoire, facilement connecter au circuit. Même un débutant peut rapidement se débrouiller avec ce programme, ce qui explique qu'il soit utilisé dans de nombreux établissements scolaires. Ce programme a lui aussi évolué et il en existe aujourd'hui une version mode mixte 32 bits pour laquelle il existe des modules additionnels permettant l'importation ou l'exportation de modèles SPICE, des bibliothèques de modèles et des possibilités d'exportation vers des programmes de dessin de circuit imprimé. Intéressantes également, même si leur approche n'est pas aussi didactique, les versions dites « étudiant » proposées par diverses sociétés (dont, entre autres, Intusoft et Spectrum). Il s'agit dans la plupart des cas de versions limitées quant au nombre de points nodaux et de composants proposées aux étudiants (dûment enregistrés) pour un prix abordable, quelques hecto-francs (seulement).

Une telle version « étudiant » peut souvent constituer un bon choix pour l'électronicien-amateur lorsqu'il lui faut simuler des circuits de petite taille.

Figure 4. Les possibilités d'analyses sont multiples. Nous voyons ici une analyse de Monte-Carlo du comportement en transitoires d'un filtre LC simple avec MicroCap V.

4



de pentes de flanc de signal.

- × Transformée de Fourier (*Fourier Analysis*). N'importe quelle forme de signal est, à l'aide d'une transformée de Fourier, décomposée dans les différentes fréquences sinusoïdales de base (avec les amplitudes correspondantes) qui la constituent.
- × Analyse de Monte-Carlo (*Monte-Carlo Analysis*). Il s'agit là d'un test statistique au cours duquel on procède à une série de simulations successives, les caractéristiques des composants étant modifiées aléatoirement à l'intérieur d'une plage de tolérance fixée par l'utilisateur. Cette analyse est utile pour apprendre comment un circuit réagit aux tolérances caractérisant les composants utilisés dans la pratique. On peut, le plus souvent, effectuer une telle analyse en comportement continu ou alternatif.
- × Modification de paramètres, analyse de cas le plus défavorable (*worst case analysis*), etc. Ce mode concerne des situations liées au cours desquelles

on fait parcourir à un composant sa plage de tolérance pas à pas (ou encore on se contente de tester les limites extrêmes de sa plage de tolérance), l'analyse étant à chaque fois répétée.

DU PLUS GROS AU PLUS SIMPLE

Après examen de ce qui existe sur le marché on peut subdiviser les logiciels de simulation actuels en 3 catégories :

Les programmes (semi-)professionnels

Il existe sur le marché différents programmes permettant une simulation précise de circuits analogiques/numériques complexes. Nous nous limitons aux versions pour PC. Nommons, dans le désordre, PSpice A/D de MicroSim, Smash Wizard de Dolphin Integration, ICAP/4 de Intusoft, MicroCap de Spectrum et SpiceAge de Those Engineers. Si l'on veut acquérir une version complète d'un programme de cette catégorie il faut s'attendre à payer entre 15 et

Figure 5. Electronics Workbench simule à l'écran l'ensemble des instruments d'un laboratoire bien équipé. L'utilisateur a vite fait de savoir comment les manipuler.

Les programmes amateurs

Dans le secteur shareware on trouve depuis peu quelques programmes permettant la simulation de circuits électroniques. L'auteur permet le test de son programme avant que l'utilisateur satisfait ne décide de l'acheter pour une somme bien souvent minime. Ce type de programme est la plupart du temps moins professionnel (heureusement !) que les programmes évoqués précédemment et offrent également moins de possibilités. Ils n'en restent pas moins extrêmement intéressants pour se « faire la main ». L'un de ces programmes est Win-Elektronik, qui malheureusement n'existe encore pour le moment qu'en allemand, mais n'en reste pas moins digne d'intérêt.

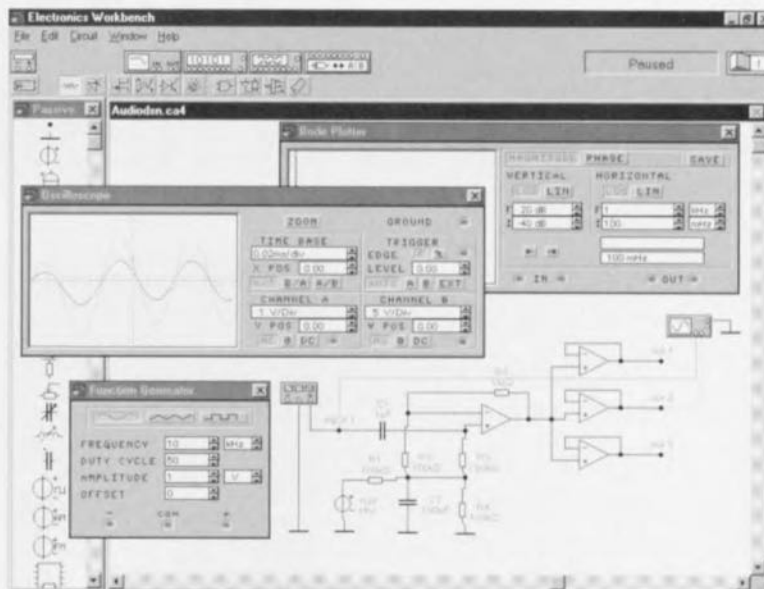
Notons qu'il existe également des versions de démonstration des « gros » programmes proposées gratuitement par les fabricants en vue d'une évaluation (un coup d'oeil sur Internet en vaut la peine : www.intusoft.com ou www.microsim.com). La version de démonstration de PSpice (dernière en date : V6.3) permet de simuler des circuits de faible complexité et de les sauvegarder. Nombre de versions de démonstration (MicroCap V entre autres) bloquent purement et simplement les fonctions d'impression et de sauvegarde, ce qui implique à chaque fois la resaisie d'un schéma. On peut bien entendu utiliser une telle version de démonstration pour tester un petit circuit ou essayer de comprendre le principe de fonctionnement d'un tel programme de simulation.

QUE NOUS RÉSERVE L'AVENIR ?

Dans quelle direction le développement des programmes de simulation se fait-il ? Les modèles proposés ne cesseront de s'affiner et les méthodes de simulation de s'améliorer. Plus importante est cependant la tendance qui se manifeste du côté des logiciels EDA (Electronic Design Automation = automatisé de conception électronique). On essaie, de plus en plus souvent, de remplacer un processus de conception complet allant du schéma

Figure 6. Des programmes aussi simples que Win-Elektronik, d'origine germanique comme le laisse imaginer l'orthographe, permettent de procéder à des simulations intéressantes.

5



au dessin de la platine par un processus déroulant. Il y a quelques années nous avons vu la simulation analogique et la simulation numérique se fondre en un unique programme, aujourd'hui on essaie même d'intégrer le dessin de circuit imprimé dans un même processus. C'est ainsi que l'on voit une société spécialisée dans le logiciel de simulation telle que MicroSim étoffer sa palette dans la direction du dessin de circuits imprimés tandis qu'à l'autre extrémité du spectre des firmes n'ayant rien fait d'autre que des programmes de saisie de schéma et de dessin de platines, ajouter un logiciel de simulation à leur gamme (OrCAD, par exemple, propose depuis peu un programme de simulation pour circuits numériques, baptisé OrCAD Simulate). Il existe déjà aujourd'hui des programmes tenant compte de l'influence des pistes sur un circuit. À l'avenir les programmes de simulation deviendront tellement intelligents et puissants que l'on pourra voir très exactement le comportement d'un

montage en fonction des caractéristiques de la platine sur laquelle il doit prendre place, identifier les produits parasites qu'il génère et savoir s'il passera sous les fourches caudines des normes CEM.

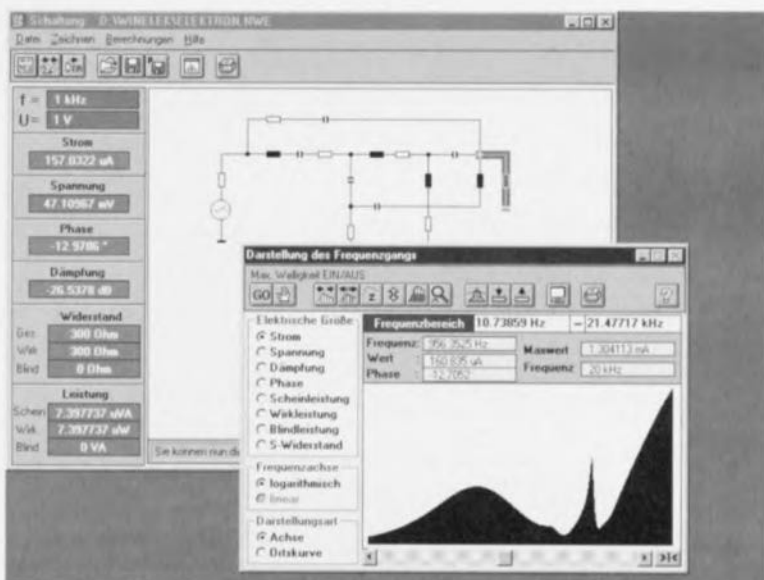
Le mois prochain nous démarrerons un mini-cours consacré à la simulation de circuits électroniques analogiques. Dans ce cours nous parlerons de choses applicables directement dans la pratique en nous aidant d'une version de démonstration de MicroCap V (disponible auprès de l'importateur et des adresses habituelles) ou d'un programme de simulation compatible SPice similaire.

Les adresses des programmes évoqués dans cet article sont disponibles auprès de la rédaction.

Ndlr: Dans cet article, la rédaction n'a fait que donner quelques exemples de logiciels disponibles actuellement. Cette liste n'a pas la prétention d'être exhaustive.

960019-1

6





convertisseur de taux d'échantillonnage

Encore qu'il reste, parmi les « ingénieurs du son » un noyau d'irréductibles de l'enregistrement analogique, nous pouvons affirmer sans l'ombre d'un doute que lorsque l'on a goûté à l'audio numérique il est difficile de rebrousser chemin.

Quel régal de pouvoir manipuler et recopier à niveau numérique des enregistrements sans la moindre perte. Les choses sont cependant moins aisées lorsque l'on essaie, par exemple, de transférer vers CD un enregistrement CAN bien réussi.

C'est alors que l'on s'aperçoit que la fréquence d'échantillonnage du lecteur/enregistreur de CAN est de 48 kHz alors qu'un lecteur/enregistreur de CD exige lui 44,1 kHz. Si l'on veut éviter, pour le passage par des étapes intermédiaires analogiques le convertisseur de taux d'échantillonnage proposé ici pourra constituer une solution attrayante.



Il n'y a malheureusement rien à y faire, les différentes techniques ayant trait aux applications d'audio numérique travaillent presque chacune avec leur propre fréquence d'échantillonnage. Si l'on connaît bien le 44,1 kHz (CD), le 48 kHz (CAN ou DAT) et le 32 kHz (NICAM) il en existe encore d'autres telles que le 18,9 et le 37,8 kHz (CD-i), le 44,056 kHz (VCR) et le 31,5 kHz (VCR 8 mm) pour ne citer que ceux-là. La popularité croissante de l'audio numérique alimente un besoin sans cesse renouvelé de coupler entre eux des appareils aux taux d'échantillonnage très disparates – et cela si possible sans perte de qualité au niveau du son. La seule approche possible consiste à modifier le taux d'échantillonnage de l'un des 2 appareils à combiner et à veiller à une synchronisation adéquate des 2 signaux d'échantillonnage. Ceci implique de faire appel à un convertisseur bien pensé qui prend cette tâche à bras le corps avec l'intelligence nécessaire. Le convertisseur à réaliser soi-même décrit dans cet article est basé sur un circuit intégré spécialement conçu à cet effet, le TDA1373H de Philips un composant à l'universalité remarquable. Il est, en principe, en demeure de procéder à n'importe quelle conversion. L'exemple le plus parlant est certainement l'opération évoquée plus haut, celle de la conversion d'un enregistrement CAN à 48 kHz en un signal de

44,1 kHz de fréquence d'échantillonnage tel qu'en a besoin l'appareillage d'enregistrement de Compact Disc. Il n'y a pas de raison de s'en limiter à cette application standard. C'est ainsi que notre convertisseur de taux d'échantillonnage permet, si l'on ne place pas trop haut la barre de la qualité, d'enregistrer des morceaux provenant d'un CD sur une Cassette Audio Numérique à un taux d'échantillonnage de 32 kHz seulement solution qui se traduit bien entendu par une durée d'enregistrement beaucoup plus importante. La conversion du format S/PDIF vers le format AES/EBU ou inversement est l'une de ces possibilités additionnelles. Il est vrai que ce montage ne dispose pas de connexions AES/EBU, mais le traitement et le codage sont parfaitement possibles avec les circuits intégrés utilisés.

Cela peut sembler à première vue une application au parfum quelque peu « sulfureux » mais outre sa fonction de convertisseur, cette réalisation peut également remplir une fonction d'inhibiteur de copybit. Dans ce mode d'utilisation on garde identiques les taux d'échantillonnage d'entrée et de sortie – à l'image de ce que l'on fait lors de la conversion de format évoquée quelques lignes plus haut – mais on n'oublie pas de définir le code de catégorie ainsi que les bits de copie (copy) et de situation de génération (genera-

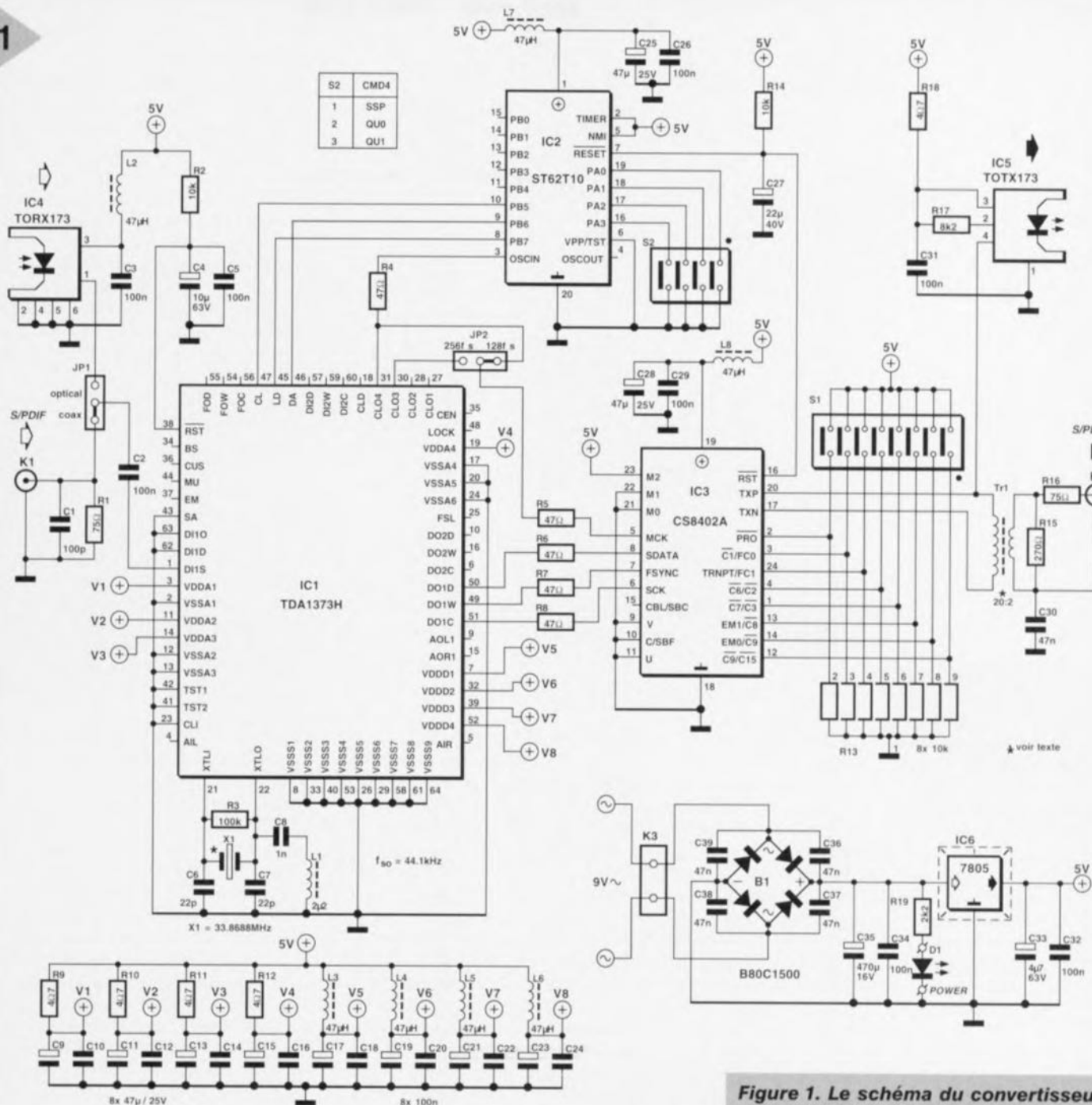


Figure 1. Le schéma du convertisseur de taux d'échantillonnage. IC1 se charge de la conversion proprement dite. IC2 pilote le processus et IC3 assure la transmission des signaux.

tion status). Le taux d'échantillonnage choisi doit, sur la plupart des lecteurs/enregistreurs CAN, correspondre au code défini, sachant que sinon le signal n'est pas accepté. Notons, pour être exhaustifs, que ce montage peut également servir d'éliminateur d'instabilité (*jitter killer*) vu que le registre FIFO intégré dans le circuit intégré de conversion remplit une fonction d'élimination d'instabilité.

LE CONCEPT

La figure 1 nous propose le schéma du convertisseur de taux d'échantillonnage. On peut être étonné au premier abord de la simplicité de l'électronique qui se résume à 3 circuits intégrés. Le pilotage du circuit est l'affaire du contrôleur IC2, IC3 remplissant les fonctions d'une interface de sortie. Le vrai cœur du circuit reste cependant le convertisseur numérique TDA1373H,

IC1. L'intérêt majeur de ce circuit intégré est son ADIC (Audio Digital Input Circuit) interne qui le met en demeure de décoder des signaux IEC958 (S/PDIF ou AES/EBU). Ce circuit est capable de travailler de façon autonome ou sous la houlette d'un microprocesseur. Nous avons quant à nous opté pour cette seconde approche, le dit processeur étant IC2, un ST6 de SGS-Thomson Microelectronics, cette solution ayant l'avantage d'offrir un choix plus riche quant au format de sortie. Le TDA1373H peut traiter un maximum de 20 bits et proposer les données converties en format 16, 18 ou 20 bits.

Le TDA est un circuit intégré multifonctionnel pouvant 4 applications différentes. Comme seule la fonction SRC, (*Sample-Rate Converter*) nous intéressait, nous avons limité l'électronique au strict nécessaire pour remplir la dite fonction.

Un coup d'oeil à l'entrée montre que l'on dispose du choix entre une liaison optique, IC4, et une liaison coaxiale, K1. Le passage d'un mode à l'autre se fait à l'aide d'un cavalier, JP1, sachant que nous supposons que le convertisseur sera, en règle générale, monté à demeure dans une installation et que le changement d'entrée ne se fera que très exceptionnellement. Les 2 broches d'entrées restantes de IC1 sont forcées à la masse. Un fonctionnement correct du TDA1373H implique la définition du contenu de 6 registres de commande, tâche confiée au contrôleur IC2. Après une rapide RAZ à la mise sous tension (R14/C27) IC2 envoie, par le biais d'une liaison série, 12 mots de 8 bits (6 adresses et leurs données) vers IC1.



Figure 2. Le TDA1373H connaît différents modes de fonctionnement. Le trajet du signal en cours de conversion est représenté en gras.

en forme du bruit de bande de base » (*in-band noise shaper*) et de « suppression de la bande coupée » (*stopband suppression*) du filtre 64x. Le contrôleur assure logiciellement un anti-rebond des contacts de l'interrupteur DIL en introduisant une temporisation comprise entre 1 et 1,5 s entre l'instant d'action sur le dit contact et l'activation de la fonction correspondante.

Le taux d'échantillonnage du signal de sortie fso de IC1 dépend du quartz pris entre les broches 21 et 22 de ce circuit intégré. La fréquence de ce quartz répond à la formule : $X1 = 768 \times fso$. Un taux d'échantillonnage de 44,1 kHz se traduit par une fréquence de quartz de 33,8688 MHz, un taux de 32 kHz implique l'utilisation d'un quartz de 24,576 MHz. Pour un taux d'échantillonnage de sortie donné (fso) le taux d'échantillonnage en entrée doit rester à l'intérieur d'une plage délimitée par les valeurs suivantes :

ne pas tomber en-deçà de 0,35 fso et ne pas dépasser 1,45 fso.

N.B. L'utilisation du seul décodeur IEC958 a pour implication que dans le cas d'un taux de sortie de 32 kHz le taux d'échantillonnage en entrée maximal est donc de 45 kHz. Si l'on envisage de d'aller de 48 à 32 kHz il peut être judicieux d'envisager la mise en série de 2 convertisseurs. Les données converties sont disponibles sur la sortie « serial digital audio output 1 »; elles

sont transmises par le biais de quelques résistances-talon (limitation de di/dt) au circuit d'interface, IC3. Il a été, pour remplir cette fonction, fait appel à un CS8402, un DAIT (*Digital Audio Interface Transmitter*) de Crystal Semiconductor. Ce composant aussi peut traiter différents formats mais dans son cas l'entrée sérielle (broches 6, 7 et 8) est forcée à traiter du format I2S (par les niveaux appliqués aux entrées M0, M1 et M2). L'octuple interrupteur DIL S1 permet de choisir la quasi-totalité des possibilités de IC3. La sortie symétrique TXP/TXN est convertie, à l'aide d'un transformateur, en une sortie S/PDIF standard (0,5 Vcc/75 Ω). L'isolation galvanique introduite par le transformateur a l'avantage additionnel d'éviter tout risque de boucle de terre. IC5 sert à créer une sortie optique.

Nous avons terminé le tour du propriétaire de l'électronique. L'alimentation prendra la forme d'une quelconque alimentation secteur voire adaptateur secteur fournissant un courant minimum de 300 mA sous 9 V. IC6 assure la régulation requise à 5 V de la tension. Comme le montre la partie inférieure gauche du schéma de la figure 1, nous avons soigné le découplage de la tension d'alimentation.

Tableau 1. Le micro-contact S2-1 permet le choix entre 2 courbes différentes du filtre de suréchantillonnage 64x.

S2-1:				
bit SS	passe-bande		coupe-bande	
0	0...0,45351fsi	$\pm 0,004$ dB	0,54648...1fsi	-70 dB
1	0...0,46875fsi	$\pm 0,004$ dB	0,53125...1fsi	-50 dB

TDA1373H: GENERAL DIGITAL INPUT

Intéressons-nous d'un peu plus près au convertisseur, le GDI comme l'appelle son fabricant. Comme nous le disions plus haut, le TDA1373H connaît 4 modes différents. Ce qui nous intéressait au premier abord était l'application en convertisseur de taux d'échantillonnage; ainsi, pour éviter tout risque de confusion, nous limiterons notre description aux blocs fonctionnels en mode SRC. Le trajet suivi par le signal à l'intérieur du circuit intégré est représenté en gras en **figure 2**.

Le signal entrant par DIIS arrive à « l'éminceur de données », traduction quelque peu ludique de la dénomination anglaise de « data slicer ». Ce module est capable de traiter des signaux allant de 200 mVcc à 5 Vcc. Il est suivi en aval par le décodeur IEC958 (ADIC) qui décode, outre les échantillons audio stéréo également l'horloge de mot (*word clock*), l'horloge de bit et divers bits de donnée (bits V, U, C et P). Notons que ce dernier bit n'est pas utilisé dans le présent montage. En présence d'un signal de 44,1 kHz, l'ADIC verrouille en moins d'1 ms. Tant que le verrouillage n'a pas eu lieu il n'y a pas d'horloge de mot et pour cette raison écrasement des bits audio (silencieux). Le signal de sortie de l'ADIC arrive ensuite au bloc « FIFO & gain ». Le module First In First Out sert à amortir les variations de vitesse de échantillons entrants. Le FIFO utilisé ici possède une taille de 8 échantillons et garantit une vitesse de suivi de 4 kHz/ms. Le sous-ensemble « gain » offre une possibilité d'amplification ou d'atténuation numérique du signal. Nous avons ici opté pour une légère atténuation (0,068 dB) du signal de manière à éviter un écrêtage par les filtres numériques. L'étape suivante constitue la phase de traitement la plus importante du processus SRC. On applique les échantillons au filtre de suréchantillonnage 64x en vue de leur interpolation. On voit que le dit filtre comporte 2 parties : un suréchantillonnage 4x suivi d'un module 16x. On dispose d'un choix entre 2 courbes de filtrage : l'une d'entre elles propose une élimination de la bande coupée de 70 dB l'autre une suppression moindre de 50 dB mais avec une caractéristique plus raide. Cette seconde courbe est destinée en particulier aux signaux ayant un taux

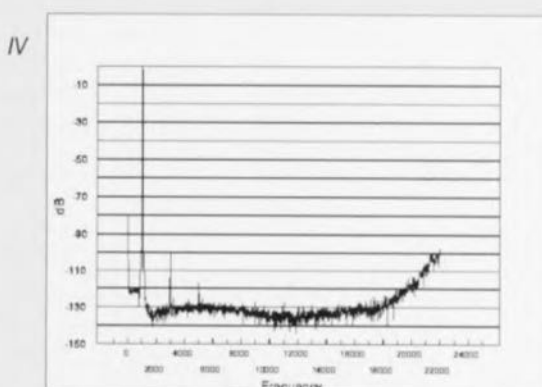
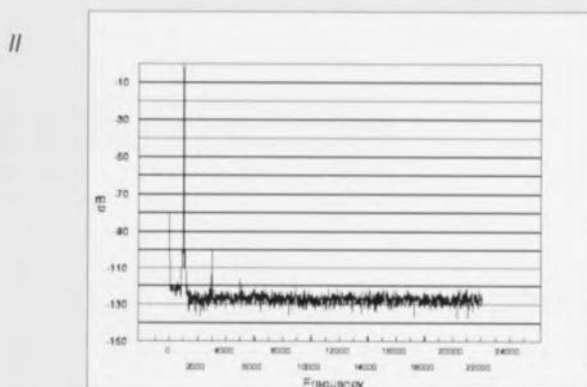
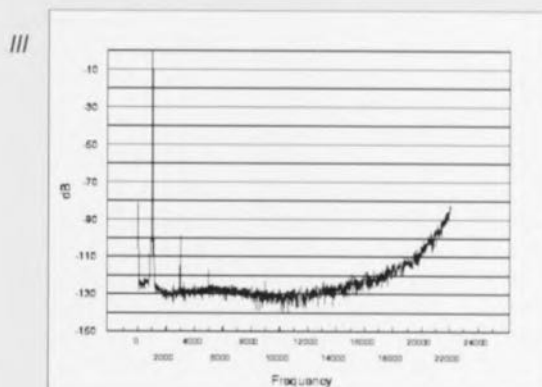
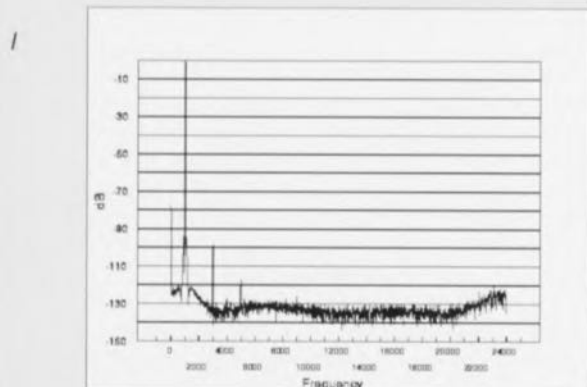
Résultats de mesure

Nous avons procédé à quelques analyses FFT sur les différents formats de sortie du convertisseur de taux d'échantillonnage pour nous assurer de son bon fonctionnement. Désirant nous trouver dans des conditions pratiques nous avons utilisé comme source de signal numérique le générateur (analogique) de Audio Precision suivi en aval par un convertisseur A/N à 20 bits. La courbe I ci-contre montre le spectre de sortie du convertisseur A/N. Les 3 autres courbes peuvent lui être comparées.

que l'on constate une augmentation sensible.

Nous avons, dans la même disposition, mesuré, à une bande passante de 20 kHz, le rapport signal/bruit (S/N + D) pour différents formats de sortie :

- 16 bits arrondis : - 94,5 dB
- 16 bits INS : - 89,7 dB
- 18 bits INS : - 95,5 dB
- 20 bits : - 97 dB



- Courbe II : 16 bits arrondis (S2-2 on, S2-3 on)

- Courbe III : 16 bits INS (S2-2 on, S2-3 off)

- Courbe IV : 18 bits INS (S2-2 off, S2-3 off)

Nous n'avons pas représenté la courbe du mode 20 bits (S2-2 off, S2-3 on) sachant que la dite courbe est pratiquement identique à celle de la courbe I qui représente le signal d'entrée du convertisseur de taux d'échantillonnage. Remarquons l'efficacité en courbe IV du fonctionnement du « in-band noise shaper » : ce n'est qu'à partir du domaine quasiment inaudible situé au-delà de 18 kHz

Indiquons à titre de comparaison que le rapport signal/bruit du convertisseur A/N était de 97,5 dB (mesuré hors-bruit). Le rapport S/B du dispositif de mesure (hors distorsion) atteignait, pour la combinaison convertisseur A/N + convertisseur de taux d'échantillonnage, ≈ -107 dBfs (plage dynamique du convertisseur A/N). À 16 bits INS la plage de dynamique lors de mesures effectuées sur un convertisseur N/A semblait avoir augmenté de quelque 5 dB (jusqu'à de l'ordre de 10 kHz) par rapport à 16 bits arrondis !

d'échantillonnage de 32 kHz, et dont la bande passante doit aller de 0 à 15 kHz (pour la DSR = Digital Satellite Radio par exemple). Le choix de l'une ou l'autre des possibilités se fait par le contact 1 de S2 (cf. **tableau 1**).

Les échantillons sont ensuite envoyés au bloc « variable hold » où prend place la conversion de taux d'échantillonnage proprement dite. En fonction du rapport des taux d'échantillonnage entre l'entrée et la sortie on aura utilisation simple ou double d'un échantillon, d'où la dénomination de « variable hold ». Si les taux d'échantillonnage sont identiques chaque échantillon est utilisé 2 fois, sachant que le taux de déséchantillonnage est de 128x. La fonction de maintien variable est pilotée par une PLL (boucle

à verrouillage de phase) numérique constituée par les blocs « détecteur de phase » (phase detector), « filtre de boucle » (loop filter), « maintien » (hold) et « VCO ». Le filtre de boucle variable permet un verrouillage rapide de la PLL. Après lancement la bande passante du filtre est abaissée en 3 étapes de 500 Hz à 0,5 Hz en passant par 50 Hz. La fréquence différence ne dépasse pas 1 Hz à 512 échantillons d'entrée (10 ms à 44,1 kHz). Une fois la PLL verrouillée la conversion peut commencer et on lève l'inhibition des échantillons audio (de-muted). On procède, en phase à maintien variable, à un suivi permanent du FIFO pour éviter les erreurs; dès constatation d'une dérive on augmente immédiatement la bande passante du filtre de boucle.

De manière à ramener le taux d'échantillonnage à la valeur de sortie requise (fso) on fait passer le signal par un filtre de déséchantillonnage 128x. Comme le montre la figure 2 ce filtre comporte 2 blocs, un 32x down et un 4x down. L'élimination de la bande coupée de l'ensemble du filtre est de 80 dB à partir de 0,54648 du taux d'échantillonnage de sortie. Le dernier traitement des échantillons est leur application à un INS, un « metteur en forme de bruit de bande de base » (in-band noise shaper). Il est possible, par son intermédiaire, d'adapter la longueur de mot des échantillons aux exigences spécifiques du moment. On pourra ainsi réduire à 18 voire 16 bits la longueur standard de 20 bits. Comme le montre le **tableau 2** les

Tableau 2. Les micro-contacts S2-2 et S2-3 permettent de jouer sur la longueur de mot des échantillons.

S2-2:	S2-3:	
bit QU0	bit QU1	longueur de mot
0	0	16 bits (arrondi)
1	0	20 bits
0	1	16 bits INS
1	1	18 bits INS

contacts 2 et 3 de S2 offrent 4 possibilités. La première correspond à des échantillons standard à 20 bits. On dispose en outre d'une possibilité d'adaptation psycho-acoustique du bruit de quantification. À cet effet le bruit présent dans la plage la plus sensible de l'oreille humaine est décalé vers des fréquences plus élevées. L'utilisation de cette possibilité se traduit par une amélioration subjective de 2 bits par rapport au niveau de quantification réel. La 4ème possibilité permet, par simple arrondi, de ramener les 20 bits à 16 bits seulement. Signalons pour finir que le contact 4 de S2 ne remplit pas de fonction.

CODAGE ET ÉMISSION

La fonction spécifique du DAIT CS8402A, IC3, est de coder les données audio en respect des standards d'in-

(commutable par le biais de S1-8) met le circuit soit en mode professionnel (Pro) soit en mode grand public (Consumer); selon le cas, le codage des données respectera le standard correspondant. En mode professionnel on dispose d'une possibilité de génération d'un code CRC (octet d'état de canal 23), situation illustrée en pointillés sur le synoptique. L'entrée série, broches 6, 7 et 8, est en mesure de traiter 7 formats différents et des échantillons audio comportant de 16 à 24 bits. Dans le cas présent le format est défini pour I2S (par le biais de M0, M1 et M2). Dans le cas présent les entrées série pour l'état de canal (C), la donnée utilisateur (U) et la validité (V) ne sont utilisées et partant toutes reliées à la masse. Le bit V doit être mis au niveau bas pour signaler qu'il s'agit de données audio qu'il va falloir convertir en analogique.

La broche CBL (Channel BLock start) n'est pas utilisée elle non plus. Il s'agit normalement d'une sortie pouvant être pratique lors de la lecture des bits C, U et V. Ce n'est qu'à condition d'un choix, en mode professionnel, de l'option de transparence (les bits C, U et V peuvent alors être bypassés au niveau d'un récepteur) que la ligne CBL

3

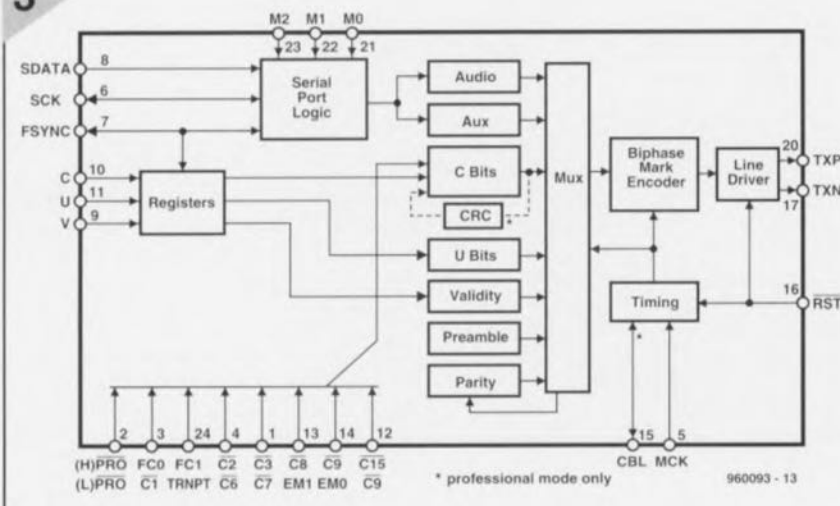


Figure 3. Le CS8402A est un DAIT, un composant capable de coder des données audio en respect des standards classiques pour les émettre ensuite.

terface courants avant de les émettre. Ce composant offre une possibilité, via 7 entrées, de positionner les bits d'état de canal les plus importants. On retrouve ces entrées dans la partie inférieure gauche de la structure interne représentée en figure 3. Un retour au schéma de la figure 1 nous montre qu'elles sont positionnables par le biais des contacts de l'octuple interrupteur DIL S1. Toutes ces 7 entrées remplissent d'ailleurs une double fonction pilotée par l'état de la broche 2 (PRO). Cette dernière entrée

est une entrée. Ceci permet une synchronisation entre différents appareils. L'horloge-maitre (MCK) est normalement de 128 x fs. En mode transparent, et alors seulement, MCK doit être de 256 x fs, valeur définissable à l'aide du cavalier JP2.

Mode professionnel

Si l'entrée PRO présente un niveau bas (le contact 8 de S1 est fermé), l'émetteur se trouve en mode professionnel. Dans ce cas-là on envoie un « 1 » pour le bit d'état de canal 0 et on a possibilité de définir les bits 1, 2, 3, 4, 6, 7 et 9. Passons-les en revue : C0 indique le mode en vigueur pour le bloc d'état de canal, professionnel

Tableau 3a. Taux d'échantillonnage en mode professionnel.

S1-8:	S1-5:	S1-4:	
PRO	C6	C7	
0	0	0	non défini
0	0	1	48 kHz
0	1	0	44,1 kHz
0	1	1	32 kHz

(« 1 ») ou grand public (« 0 »); C1 indique s'il s'agit d'audio (« 0 », S1-6 fermé) ou non (« 1 », S1-6 ouvert); C2, C3 et C4 sont codés par EM0 et EM1 (S1-2 et S1-3) et définissent l'accentuation éventuelle à utiliser (110 signifie, par exemple, 50/15 µs); C6 et C7 sont chargés du taux d'échantillonnage. Les positions à donner aux contacts correspondants S1-5 et S1-6 de l'interrupteur DIL sont récapitulées en tableau 3a; un « 1 » en C9 indique qu'il s'agit d'un signal stéréophonique; un « 0 » signifie que le mode n'a pas été défini. N.B. En mode transparent aucune des broches mentionnées n'est utilisée et seul le code de canal est pris en compte à l'entrée C.

Mode grand public

Tableau 3b. Taux d'échantillonnage en mode grand public

S1-8:	S1-6:	S1-7:	
PRO	FC1	FC0	
1	0	0	44,1 kHz
1	0	1	48 kHz
1	1	0	32 kHz
1	1	1	44,1 kHz, mode CD

Lorsque l'entrée PRO se trouve au niveau haut (S1-8 est ouvert), le CS8402A se trouve en mode grand public (consumer mode). Les 7 broches d'état de canal déterminent dans ce cas-là l'état des autres bits du bloc d'état de canal. Le bit 0 prend la forme de l'émission d'un « 0 » et l'on a la possibilité de définir les bits 2, 3, 8, 9, 15, 24 et 25. Examinons-les :

C0 est donc à « 0 » (indiquant le mode grand public dans le bloc d'état de canal).

À partir de là, FC0 et FC1 déterminent le taux de transmission. Le tableau 3b donne les positions correspondantes des contacts 7 et 6 de l'interrupteur DIL S1.

C2 offre le choix entre interdiction de copie (copy prohibit) et autorisation de copie (copy permit), le dit bit étant à « 0 » : S1-5 fermé dans le premier cas et à « 1 » : S1-5 ouvert dans le second.

C3 définit la mise en oeuvre ou non d'une accentuation (« 1 » S1-4 ouvert si oui, « 0 » : S1-4 fermé si accentuation de 50/15 µs.

C8 et C9 définissent le code de catégorie. Le positionnement des contacts 3 et 2 de S1 est récapitulé en tableau 4. C15 est le bit de situation de génération.

En fonction du code de catégorie la

Tableau 4.
Définition du code de catégorie.

S1-8:	S1-3:	S1-2:	
PRO	C8	C9	
1	0	0	format général
1	0	1	encodeur/décodeur PCM
1	1	0	CD
1	1	1	DAT

fonction de ce bit, déterminé par S1-1, est inversée – peut porter à quelque confusion, mais il n'y a malheureusement rien à y faire. Ce n'est que dans les codes de catégorie 001XXXX, 0111XXX et 100XXXX qu'un « 0 » indique qu'il s'agit d'un original et qu'un « 1 » trahit qu'il s'agit d'une copie (de la première génération ou plus). Pour tous les autres codes de catégorie c'est très exactement l'inverse ! En l'absence de protections anticopie (le copy-bit se trouve donc à « 1 »), une nouvelle copie ne pose pas le moindre problème. Si le copy-bit est à « 0 » c'est le bit de situation de génération en combinaison avec le code de catégorie qui détermine la possibilité ou non de copie. Mentionnons en guise de conclusion que les sorties de IC3 sont des drivers de lignes compatibles RS422 qui passent au niveau bas lors d'une initialisation de ce composant. Assurez-vous que les entrées de bit de situation de canal sont actives au niveau bas et que c'est bien un « 0 » qui est produit lors de la fermeture du micro-contact concerné.

AUX SOUDURES !

La réalisation du convertisseur de taux d'échantillonnage est sensiblement simplifiée par l'existence d'une platine dont on retrouve le dessin des pistes et la sérigraphie en figure 4. En dépit de la compacité de la platine, l'ensemble de l'électronique, embases Cinch K1 et K2 et connecteurs optiques y compris, n'a pas le moindre problème à y trouver place. Seul le transformateur n'a pas été positionné sur le circuit imprimé et devra se voir attribuer un emplacement adéquat. Signalons à l'intention de ceux d'entre

nos lecteurs qui ne le sauraient pas que pour que le montage fonctionne il faut que le contrôleur ST62T10, IC2, soit doté du programme convenable, composant disponible auprès des adresses habituelles.

La majeure partie de la réalisation ne devrait pas poser le moindre problème. La photo de la figure 5 pourra servir de fil d'Ariane. On y voit que le régulateur IC6 doit être doté d'un petit radiateur. Les seuls aspects délicats de

cette réalisation sont le montage de IC1 et la fabrication du transformateur de sortie, Tr1. Le TDA1373H est fourni en boîtier CMS; il faudra donc utiliser un fer à souder à pointe très fine pour le souder sur le dessous de la platine. La figure 6 montre ce dont il retourne. Attention au positionnement correct de ce composant. Sa broche 1 est marquée par un coin arrondi du boîtier; c'est ce côté qui doit être tourné vers les embases sur la platine !

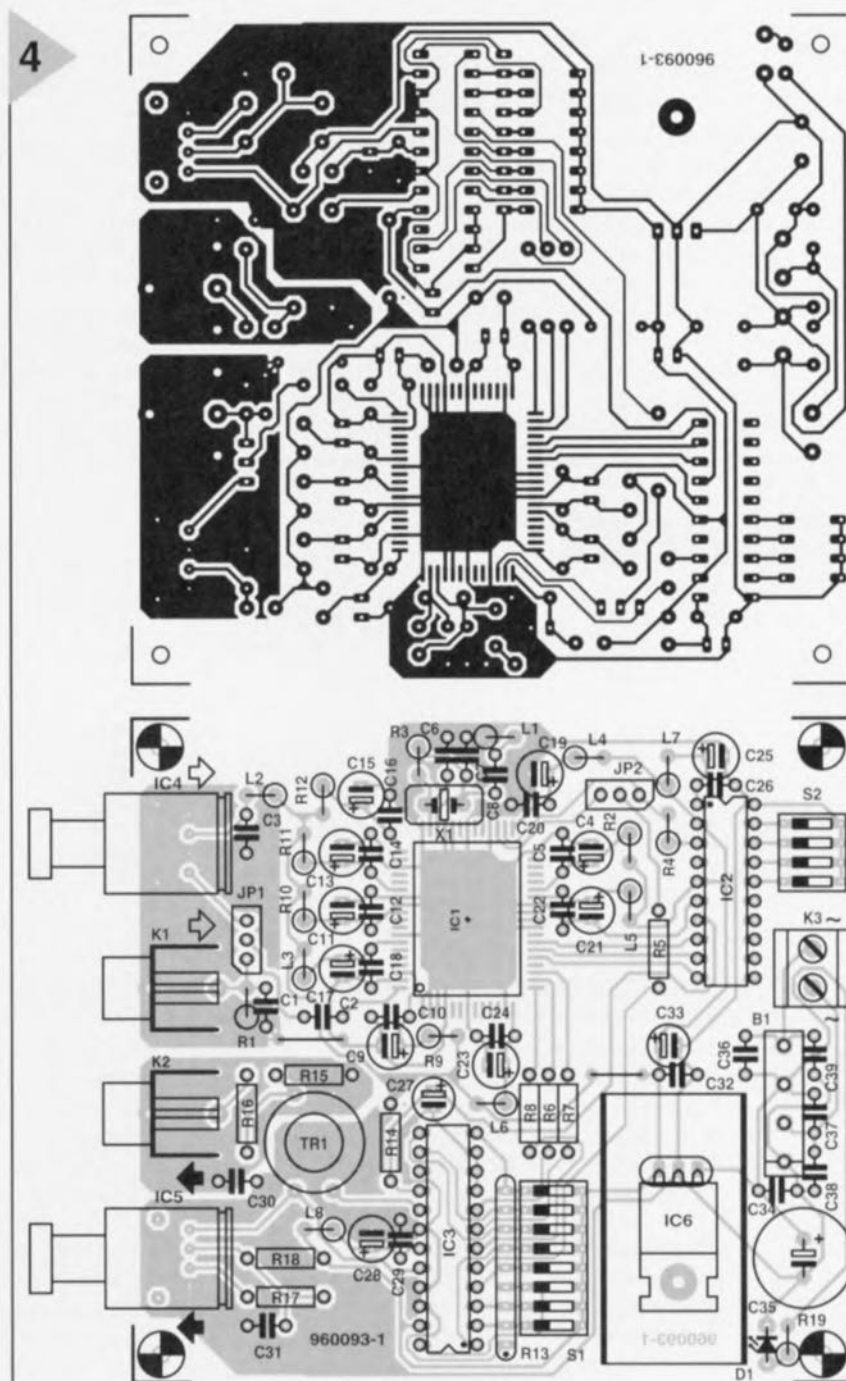


Figure 4. Une jolie platine compacte. Les connexions sont alignées. Détail important, IC1, un CMS, vient se monter côté « pistes » de la platine.

(publicité)



A l'occasion de son dixième anniversaire, ULTIMATE TECHNOLOGY lance une offre spéciale valable jusqu'au 31 Décembre 1996:

Le logiciel ULTiboard Entry Designer, constitué d'ULTIcap saisie de schémas, d'ULTiboard conception de cartes et de Spectra SP4, autorouteur à reconnaissance de formes (4 couches signal et 2 couches alimentation), le tout avec une capacité importante de 1400 broches connectées et cela pour 5 995 FF/BFR 39 895 hors TVA (7 044,12 FF/BFR 46 877 17,5% TVA compris) seulement. Profitez de cette réduction d'environ 40%! Concevez-vous des cartes électroniques simples? Connectez-vous dans ce cas à notre serveur INTERNET (<http://www.ultimateboard.com>) pour un super cyberdeal de Challenger Lite qui est à la portée des particuliers et des professionnels.

ULTIMATE
TECHNOLOGY

Ultimate Technology Bureaux centraux, Energiestraat 36
NL 1411 AT Noorden • NL: 19.31.35.694444 • fax: 19.31.35.6943345
E-mail: sales@ultimateboard.com • Internet: <http://www.ultimateboard.com>

GRATUITS 0590-1904 FR
0800-71937 BE

Distributeur:
SIN, MDS Electronique • FR 89430 MELISEY
NL: 86 75 83 63 • fax: 86 75 83 64

Liste des composants

Résistances :

R1, R16 = 75 Ω
 R2, R14 = 10 k Ω
 R3 = 100 k Ω
 R4 à R8 = 47 Ω
 R9 à R12, R18 = 47 Ω
 R13 = réseau de 8 résistances de 10 k Ω
 R15 = 270 Ω
 R17 = 8 k Ω
 R19 = 2 k Ω

Condensateurs :

C1 = 100 pF
 C2, C3, C5, C10, C12, C14, C16, C18, C20,
 C22, C24, C26, C29, C31, C32, C34
 = 100 nF céramique
 C4 = 10 μ F/63 V radial
 C6, C7 = 22 pF
 C8 = 1 nF céramique

C9, C11, C13, C15, C17, C19, C21, C23, C25,
 C28 = 47 μ F/25 V radial
 C27 = 22 μ F/40 V radial
 C30, C36 à C39 = 47 nF céramique
 C33 = 4 μ F/63 V radial
 C35 = 470 μ F/16 V, radial

Sels :

L1 = 2 μ H2
 L2 à L8 = 47 μ H

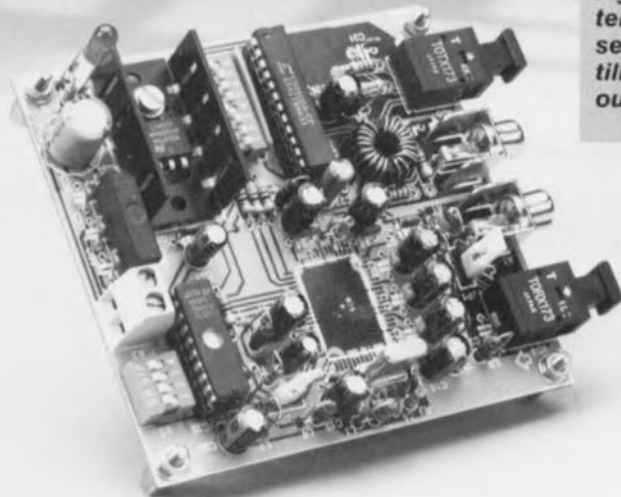
Semi-conducteurs :

D1 = LED faible courant
 IC1 = TDA1373H (Philips)
 IC2 = ST62T10 programmé (ESS
 966511-1)
 IC3 = CS8402A (Crystal Semiconductor)
 IC4 = TORX173 (Toshiba)
 IC5 = TOTX173 (Toshiba)
 IC6 = 7805

Divers :

JP1, JP2 = morceau de barrette autosé-
 cable mâle à 3 contacts + cavalier de
 court-circuit
 K1, K2 = embase Cinch encartable, telle
 que, par exemple, T-709G (Monacor)
 K3 = bornier encartable à 2 contacts au
 pas de 5 mm
 S1 = octuple interrupteur DIL
 S2 = quadruple interrupteur DIL
 Tr1 = 20 + 2 spires de fil de cuivre
 émaillé de 0,7 mm de diamètre sur tore
 G2/3FT12 (longueur totale nécessaire :
 \pm 40 cm)
 B1 = B80C1500
 X1 = quartz 33,8688 MHz *
 petit radiateur pour IC6: Fischer
 ICK35/SA (29 K/W) par exemple
 transformateur d'alimentation :
 9 V/300 mA mini.
 * cf. texte

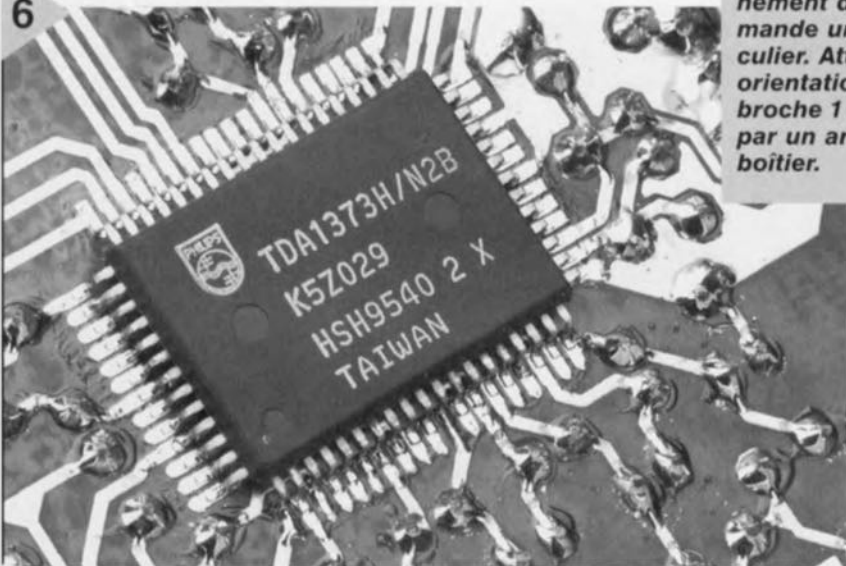
5



**Figure 5. Exemple
 terminé du convertis-
 seur de taux d'échan-
 tillonnage. De la belle
 ouvrage.**

Le transformateur de
 sortie Tr1 sera réalisé
 sur un tore ferrite de
 type G2/3FT12. L'en-
 roulement primaire
 comporte 20 spires de
 fil de cuivre émaillé de 0,7 mm de dia-
 mètre, le secondaire en comportant 2.
 Les 20 spires sont réparties réguliè-
 rement sur l'ensemble du tore en laissant
 un rien d'espace au milieu de l'enrou-
 lement, endroit où viendront s'inter-
 caler les 2 spires du secondaire. Une
 fois que l'on s'est assuré de l'impec-
 cable qualité de sa réalisation on
 pourra connecter au bornier K3 une
 alimentation de caractéristiques conve-
 nables, 9 V/300 mA, voire un adapta-
 teur secteur. La LED de signalisation

6



**Figure 6. Le position-
 nement de IC1 de-
 mande un soin parti-
 culier. Attention à son
 orientation ! La
 broche 1 est identifiée
 par un arrondi dans le
 boîtier.**

de la présence de la
 tension d'alimentation
 D1 devrait s'allumer
 immédiatement. Il est
 bon de s'assurer à l'aide
 d'un multimètre de la
 présence d'une tension
 régulée de 5 V aux
 bornes de C32/C33. Si
 tel est le cas tout donne

à penser que le mon-
 tage fonctionne correctement. Il fau-
 dra, s'il devait se faire que le con-
 vertisseur ne fonctionne pas parfaite-
 ment, vérifier l'ensemble de la réalisation.
 Nous n'avons pas indiqué de valeurs
 de mesure sachant que, exception faite
 de l'alimentation tous les autres si-
 gnaux sont numériques. Si vous avez
 respecté la liste des composants et l'im-
 plantation des composants il ne de-
 vrait, normalement, pas y avoir de
 problème.

960093-1

(publicité)

A l'occasion de son dixième anniversaire, ULTIMATE TECHNOLOGY lance une offre spéciale valable jusqu'au 31 Décembre 1996:

Le logiciel ULTiboard Entry Designer, constitué d'ULTicap saisie de schémas, d'ULTiboard conception de cartes et de Spectra SP4, autorouteur à reconnaissance de formes (4 couches signal et 2 couches alimentation), le tout avec une capacité importante de 1400 broches connectées et cela pour 5 995 FF/BFR 39 895 hors TVA (7 044,12 FF/BFR 46 877 17,5% TVA compris) seulement. Profitez de cette réduction d'environ 40%! Concevez-vous des cartes électroniques simples? Connectez-vous dans ce cas à notre serveur INTERNET (<http://www.ultiboard.com>) pour un super cyberdeal de Challenger Lite qui est à la portée des particuliers et des professionnels.

ULTIMATE
 TECHNOLOGY

Ultimate Technology Bureaux centraux - Energiestraat 36
 NL 1411 AT Naarden • NL: 19.31.35.6944444 • fax: 19.31.35.6943345
 E-mail: sales@ultiboard.com • Internet: <http://www.ultiboard.com>

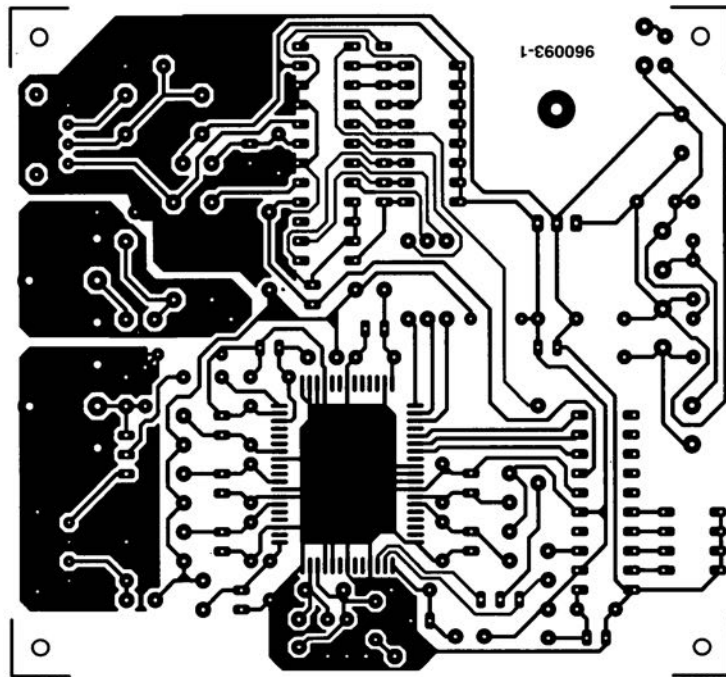
GRATUITS 0590-1904 FR
0800-71937 BE

Distributeur:
 Sfr: MDS Electronique • FR 89430 MELISEY
 NL: 86 75 83 63 • fax: 86 75 83 64

ment rien à y faire. Ce n'est que dans les codes de catégorie 001XXXX, 0111XXX et 100XXXX qu'un « 0 » indique qu'il s'agit d'un original et qu'un « 1 » trahit qu'il s'agit d'une copie (de la première génération ou plus). Pour tous les autres codes de catégorie c'est très exactement l'inverse ! En l'absence de protections anticopie (le copy-bit se trouve donc à « 1 »), une nouvelle copie ne pose pas le moindre problème. Si le copy-bit est à « 0 » c'est le bit de situation de génération en combinaison avec le code de catégorie qui détermine la possibilité ou non de copie.

Mentionnons en guise de conclusion que les sorties de IC3 sont des drivers de lignes compatibles RS422 qui passent au niveau bas lors d'une initialisation de ce composant. Assurez-vous que les entrées de bit de situation de canal sont actives au niveau bas et que c'est bien un « 0 » qui est produit lors de la fermeture du micro-contact concerné.

4



Nous ne pouvons malheureusement pas répondre in extenso à toutes les lettres relevant des questions techniques. Dans cette rubrique nous répondons à des lettres pouvant présenter un intérêt général et concernant des montages âgés de moins de 2 ans. Vu le nombre de lettres qui nous arrivent mensuellement, nous regrettons de ne pas pouvoir répondre séparément à chacune d'entre elles et sommes dans l'impossibilité de donner suite à des souhaits individualisés d'adaptation de montages publiés ou de réalisation de montages à publier ni même de répondre à des demandes d'information additionnelle concernant un montage décrit dans *Elektor*.

Mesure de l'inductance

Je reste étonné par votre article « inductancemètre simple » du numéro de février 1997. Le principe que l'auteur utilise est basée sur la mesure de la fréquence de résonance d'un réseau L/C. Par le passé, il m'est souvent arrivé de mesurer des inductances en m'aidant d'un diagramme tension/courant. Avec cette méthode on mesure l'inductance en série avec une résistance (non réactive) de valeur connue. On peut ainsi alimenter le réseau R/L par une fréquence de test de 50 Hz fournie par un transformateur ajustable (on peut même utiliser un transformateur pour réseau ferroviaire). Les inductances étaient du type à noyau ferrique doux de valeur comprise entre 0,1 et 0,3 mH. Le transformateur dut fournir plusieurs tensions de sorties différentes auxquelles fut mesurée la tension aux bornes du réseau ainsi que le courant le traversant. J'ai ensuite, à l'aide de la formule

$$L = \frac{1}{\omega} \cdot \sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2 - R^2}$$

calculé l'inductance. Dans cette équation U représente la tension aux bornes du réseau R/L, I le courant le traversant et R la résistance-série non réactive. L'un des problèmes rencontrés est une non constance de l'inductance. Elle présente en effet de faibles variations en fonction du courant de test. Je suppose que cet effet est dû à la non constance de la perméabilité du noyau. Par consé-

quent je me demandais s'il ne fallait pas, parallèlement, mentionner le courant de test lors de l'indication de la valeur de l'inductance. En ce qui concerne votre teslamètre du numéro de janvier 1997, je me demandais s'il était possible d'accroître sa plage jusqu'à 3 T en vue de procéder à des mesures sur de grosses inductances. Puis-je, pour ce faire, utiliser une bobine de capture ou dois-je m'en remettre à un capteur à effet Hall ?

R. Leurs

La formule que vous donnez peut, en principe, être utilisée pour la mesure d'inductances. Cependant, la fréquence est relativement faible ce qui pose des problèmes avec bon nombre d'inductances. Il faut éviter, en tout état de cause, des courants de test trop élevés vu que l'on risque alors une saturation du noyau. Pour les fortes inductances, une bobine de haut-parleur par exemple, le fabricant donne le courant de bobine maximal admissible. Il est en principe possible d'accroître la plage du teslamètre par une réduction du nombre de spires de la bobine de capture. Il est, cependant, recommandé, si l'on veut procéder à des mesures d'inductances de bobine précises, d'utiliser un instrument précis tel que le RLC-mètre « High Tech » à DSP décrit dans les numéros d'avril, de mai et de juin 1997 d'Elektor. Cet instrument permet également de mesurer la valeur de condensa-

teurs et de résistances inconnus.

Astuce pour le mini-programmateur Flash

J'ai, lors de la réalisation du mini-programmateur Flash décrit dans votre numéro d'octobre 1996, buté sur l'erreur mentionnée dans le texte concernant l'interface Centronics (merci pour les informations consacrées aux niveaux des signaux). Venant tout juste d'installer une nouvelle carte-mère que j'aimerais garder (ne pas modifier la composition d'une équipe gagnante) j'ai utilisé 2 portes d'un 4050, la première intercalée dans la ligne DOUT, la seconde dans la ligne BUSY. Les entrées des 4 portes inutilisées du 4050 sont forcées à la masse. Mon programmateur fonctionne maintenant parfaitement et sans la moindre modification au niveau du PC.

G. Mayer

Merci pour cette astuce utile qui, espérons-le, pourra être utile à d'autres lecteurs d'Elektor.

convertisseur de taux d'échantillonnage

J'utilise le convertisseur de taux d'échantillonnage (octobre 1996) pour transférer des enregistrements d'un lecteur/enregistreur CAN (DAT) (48 kHz) vers un enregistreur de CD (44,1 kHz) en vue

de créer mes propres CD. Tout marche fort bien, à ceci près que les numéros de pistes semblent disparaître au cours de ce transfert. À quoi cela est-il dû ?

A. Eggert

Votre observation est correcte. Le convertisseur de taux d'échantillonnage ne convertit que les échantillons audio, c'est-à-dire les données audio seules. Comme vous le montre le synoptique schéma de la figure 1, les bits Channel Status, User et Validity ne sont pas décodés ni transférés. Les entrées sérielles correspondantes, C, U et V, du CS82402A sont forcées à la masse. Il est possible, à la sortie, de programmer, par le biais des 7 contacts de S1, de programmer les bits d'état du Channel Status. Il est possible ainsi de redéfinir les bits du Channel Status tels que le Copybit, le Category Code et le Generation et de passer du mode Professionnel au mode Consumer et inversement.

le tort d'Elektor

mono-carte à 80C537,
juin 1997, page 12 et suivantes

Le brochage de l'embase RS-232 à 9 contacts exige qu'on fasse attention en raison de sa configuration inhabituelle. La broche 9 fournit le +5 V nécessaire à l'alimentation, le cas échéant, d'une interface externe. Normalement, la présence sur cette broche d'une tension

d'alimentation ne pose pas de problème vu que la broche 9 n'est pas utilisée dans une connexion RS-232. Il nous a été fait mention, à une reprise au moins, de problèmes sérieux rencontrés avec un portable. Pour éviter tout risque, interrompez la ligne 5 V allant vers la broche 9 et ne rétablissez-la que lorsqu'il vous faudra disposer de cette ligne de +5 V pour l'ali-

mentation d'un périphérique ou d'une interface extérieure. On notera de plus que les broches 1, 6 et 8 sont interconnectées sur l'embase à 9 contacts. Cette disposition peut poser des problèmes avec certains PC se traduisant par des messages d'erreur (à retardement) signalant une erreur de communication. Il faudra, si l'on rencontre ce type de problème, modifier le

brochage pour lui donner le câblage d'un modem nul (zero modem). Pour ce faire on interconnectera, soit au niveau du câble soit à celui de l'embase, séparément les broches 1, 4 et 6 d'une part, les broches 7 et 8 de l'autre. On pourra éventuellement essayer de déconnecter la fonction d'acquittement (handshaking) intégrée dans le programme de communication.

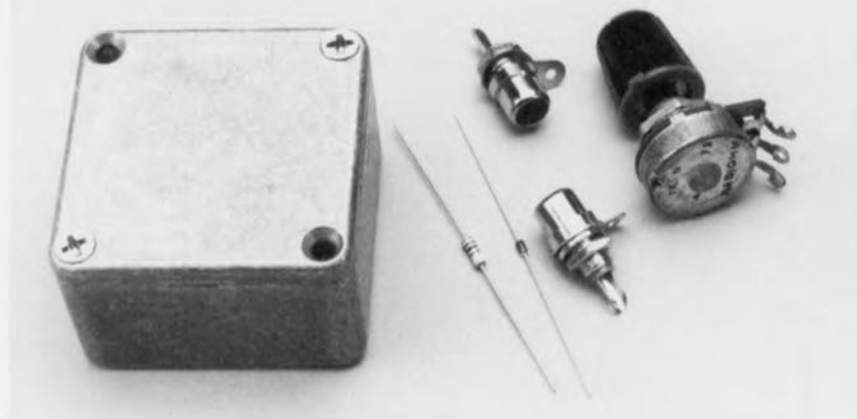




fondu vidéo peu coûteux

trois composants suffisent!

Un des premiers accessoires dont le « vidéaste » ressent la nécessité, c'est un système qui lui permette d'adoucir les transitions parfois abruptes entre séquences enregistrées. C'est l'objet du montage décrit ici et dont un des avantages est de se passer d'alimentation propre. Autre intérêt de ce fondu-enchaîné, sa simplicité est telle qu'avec un rien de savoir-faire, on peut l'intégrer sans plus au câble d'interconnexion.



Aussi longtemps qu'on reste dans le domaine audio, un réglage de niveau ne présente aucune complication, le simple potentiomètre s'en tire à merveille. Sa valeur doit naturellement s'adapter aux impédances d'entrée et de sortie, mais d'habitude la question se résout aisément. Dans les ensembles de haute qualité, d'autres critères entrent en jeu. Sur les tables de mélange professionnelles, souvent le potentiomètre s'entoure de circuits électroniques qui fixent plus précisément ces impédances et empêchent que le réglage ne soit influencé par la source de signal. Mais dans la plupart des applications, le simple réglage passif donne toute satisfaction.

Le signal vidéo n'est pas aussi docile. Il est nettement plus complexe que la

modulation audio ; on dit qu'il est composite parce qu'il porte, outre le signal relatif à l'image, les impulsions de synchronisation qu'un simple potentiomètre ne manquerait pas de raboter.

IMAGE, SUPPRESSION ET SYNCHRONISATION

Sans vouloir entrer trop dans les détails, il est peut-être utile de jeter ici un coup d'oeil sur la composition d'un signal vidéo et la **figure 1**, qui en représente une ligne horizontale, va précisément nous y aider.

La vidéo **composite**, nos voisins européens la désignent du sigle CVBS ou FBAS pour rappeler les ingrédients principaux dont elle est faite : les signaux d'image, de suppression et les impulsions de synchronisation. La **figure 1** montre bien que l'image occupe la majeure partie de l'amplitude (environ 67 %). C'est le signal qui décrit la luminosité de chaque élément d'image par référence au niveau du noir. Les impulsions de synchronisation (B), d'une largeur de $4,7 \mu s$, couvrent de 0 à 28 % de l'amplitude. Chaque impul-

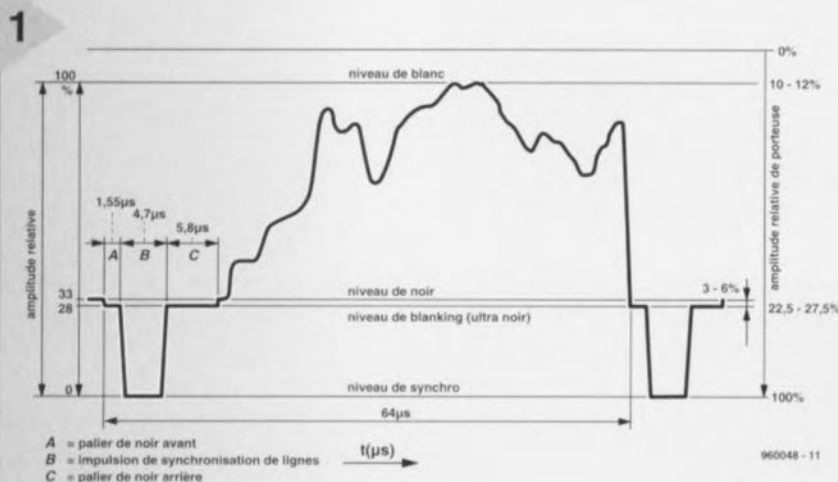


Figure 1. Évolution du signal vidéo le long d'une ligne de balayage. L'atténuateur se doit de transmettre intactes les impulsions de synchronisation (B).

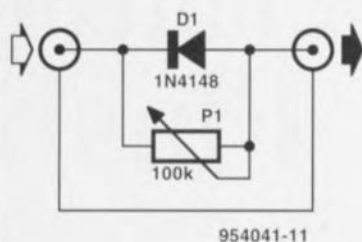


Figure 2. L'astuce de la diode : tandis que P1 atténue l'image, D1 offre passage à la synchronisation.

sion est entourée de paliers de pré-égalisation (A) et de post-égalisation (C). Durant la totalité de l'intervalle A + B + C, le faisceau électronique est interrompu de manière à rendre invisibles les retours de balayages horizontal et vertical, de lignes et de trames.

Toujours sans entrer dans les détails, on peut affirmer que l'action d'un simple atténuateur potentiométrique sur pareil signal composite ne nous donnera pas satisfaction, puisque la synchronisation en subira les effets et que l'image va se disloquer avant que ne soit atteint le résultat recherché. Manifestement, il faut trouver autre chose !

UNE BIFURCATION POUR LA SYNCHRONISATION

Si nous voulons construire un atténuateur vidéo qui ne perturbe pas la synchronisation, il faudra d'une manière ou d'une autre s'arranger pour que seule l'image soit atténuée et que la synchronisation puisse se faufiler à travers le dispositif. On pense immédiatement à un système qui extrait les impulsions du signal vidéo et les restitue en sortie. La solution est impeccable, mais le montage qui en résulte, passablement compliqué. Reste à se gratter l'occiput pour découvrir une astuce simple et efficace. Une réminiscence du numéro hors-gabarit de 1995 (juillet/août, page 56, fader-vidéo rustique) nous a mis sur la voie (cf. figure 2). Paradoxalement, c'est le potentiomètre qui retient le moins l'attention. Il constitue, avec l'impédance d'entrée de l'appareil

branché en sortie, disons le moniteur, un diviseur réglable de la tension vidéo. Mais c'est la diode en parallèle qui focalise la réflexion : voilà donc la ruse de ce montage bifide pour transmettre la synchronisation intacte. Le condensateur de sortie du lecteur et celui de l'entrée du moniteur ou du second magnétoscope rendent le circuit « flottant » du point de vue continu. En regard de cette tension moyenne, les trains d'impulsions négatives de synchronisation traversent la diode pratiquement sans atténuation. En revanche, la partie haute du signal, celle qui contient l'image, doit passer par le potentiomètre et subir l'atténuation souhaitée.

OPTIMALISATION

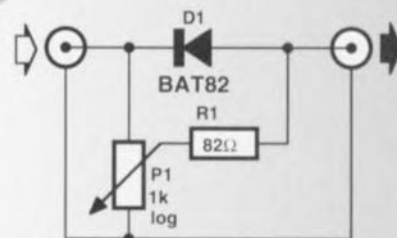
En pratique, plusieurs utilisateurs nous l'ont rapidement confirmé, ce montage n'était pas parfait, raison pour laquelle nous revenons à la charge, vous l'aurez compris. Effectivement, sur une charge à haute impédance, le fonctionnement est correct ; mais sur 75 Ω , ce qui est précisément la norme en ce domaine, le comportement n'est pas idéal. Même la synchronisation peut devenir instable, apparemment en raison du seuil de la diode. L'occasion de se remettre à la tâche pour lui trouver un perfectionnement, sans perdre pour autant le charme de sa simplicité. Le problème de synchronisation n'a pas fait long feu : les diodes Schottky sont faites pour s'en servir, aussi avons-nous remplacé la diode 1N4148 par une BAT82 qui, avec un seuil plus bas, offre une garantie suffisante de stabilité.

L'amélioration du réglage a demandé plus de doigté. S'il paraît clair qu'un potentiomètre en parallèle sur l'entrée et la sortie devrait donner de meilleurs résultats et désadapter moins gravement l'impédance, la pratique ne le confirme pas du tout. En effet, lorsque le curseur est placé au minimum, le court-circuit affecte également la synchronisation, avec les conséquences que l'on sait, et la diode n'est d'aucun secours. Un seul composant supplémentaire apporte la solution, la figure 3 indique comment. Simple comme bonjour,

mais toute l'astuce réside dans le placement de cette résistance R1. Quand le curseur est en haut, R1 ne constitue plus qu'une innocente résistance en série, tandis que le signal vidéo complet est transmis sans atténuation. Si l'on tourne le curseur de P1 vers la masse, R1 empêche que la synchronisation qui traverse la diode ne soit court-circuitée à la masse. Au cours de la manœuvre, la résistance R1 passe de montage série à parallèle, pour finir comme simple résistance d'adaptation. Quel que soit le réglage passif adopté, il n'y a pas moyen de maintenir en permanence l'impédance optimale de 75 Ω à l'entrée comme à la sortie, mais fort heureusement, dans ce cas-ci, l'effet reste invisible. Au contraire, cet atténuateur de fondu-enchaîné vidéo présente, outre son incomparable simplicité, une variation très acceptable.

BOÎTE D'ALLUMETTES

Nous n'allons pas nous étendre sur la construction du montage. Pas question de platine, pas de risque à considérer lors du montage. On veillera simplement à raccourcir autant que possible le câblage entre les trois composants. Rien de tel que de souder résistance et diode aux cosses du potentiomètre P1,



960048 - 12


Figure 3. Une petite modification peut améliorer sensiblement le fonctionnement du montage de la figure 2.

deux bouts de coaxial et le tour est joué !

Le coffret pourrait se résumer à une boîte d'allumettes, mais les perfectionnistes choisiront sans doute un petit boîtier métallique de dimensions comparables. Encore que la compacité ne soit pas le critère absolu, on peut songer à la maniabilité et adopter un cylindre d'aluminium ou préférer un potentiomètre à glissière et le pupitre adéquat.

960048-1

(publicité)



A l'occasion de son dixième anniversaire, ULTIMATE TECHNOLOGY lance une offre spéciale valable jusqu'au 31 Décembre 1996:

Le logiciel ULTiboard Entry Designer, constitué d'ULTIcap saisie de schémas, d'ULTiboard conception de cartes et de Spectra SP4, autorouteur à reconnaissance de formes (4 couches signal et 2 couches alimentation), le tout avec une capacité importante de 1400 broches connectées et cela pour 5 995 FF/BFR 39 895 hors TVA (7 044.12 FF/BFR 46 877 17.5% TVA compris) seulement. Profitez de cette réduction d'environ 40% ! Concevez-vous des cartes électroniques simples ? Connectez-vous dans ce cas à notre serveur INTERNET (<http://www.ultiboard.com>) pour un super cyberdeal de Challenger Lite qui est à la portée des particuliers et des professionnels.

ULTIMATE TECHNOLOGY
 ULTIMATE Technology Bureaux centraux : Energistraat 36
 NL 1411 AT Naarden • NL: 19.31.35.694444 • fax: 19.31.35.6943345
 E-mail: sales@ultiboard.com • Internet: <http://www.ultiboard.com>

GRATUITS 0590-1904 FR
0800-71937 BE

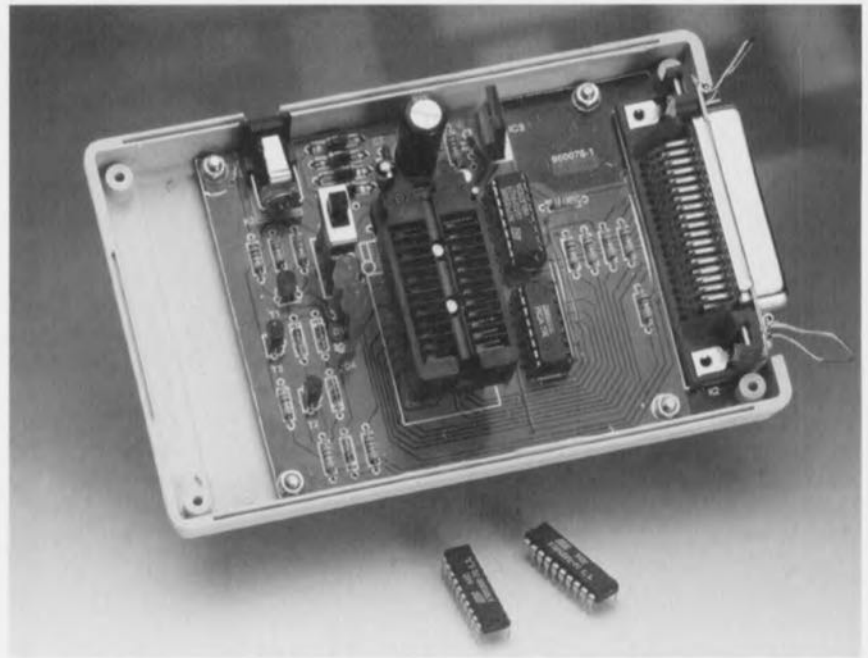
Distributeur:
 SMI, MDS Electronique • FR 89430 MEUSEY
 NL: 86 75 83 63 • fax: 86 75 83 64

mini-programmateur Flash

*programmeur faible coût pour
microcontrôleurs Flash 89C1051 et 89C2051*

Lorsqu'il s'agit d'applications de commutation et de commande relativement simples un microcontrôleur doté d'un nombre de lignes d'E/S faible, possédant un set d'instructions réduit et quasiment pas de périphérique, est bien mieux adapté qu'un micro-ordinateur à la 8051 à 40 broches et plus. Les composants-type pour cela sont les processeurs RISC tels que les PIC d'Arizona Microchip, mais aussi la série ST6 de SGS-Thomson Microelectronics, voire les contrôleurs Flash compatibles 8051 89C1051 et 89C2051 d'Atmel à l'intention desquels nous avons développé un programmeur matériellement simple mais logiciellément puissant.

projet: D. Laues



Des points de vues de la structure interne et du set d'instructions, les microcontrôleurs des types 89C1051/2051 font indiscutablement penser au 80C51. On peut même dire qu'ils en sont une version liliputienne à capacité de RAM et de ROM réduite, caractéristiques que l'on retrouve dans le **tableau 1**. Les contrôleurs d'Atmel sont, en ce qui concerne leur puissance et les domaines d'application, proches des microcontrôleurs PIC d'Arizona Microchip mais présentent un certain nombre d'avantages. Les contrôleurs 89Cx051

- ✓ sont compatibles logiciellément avec le 8051, le standard industriel, de sorte que l'on peut utiliser les assembleur et simulateur dont on dispose déjà et que l'on n'a pas à apprendre un nouveau langage de programmation.
- ✓ reposent sur une technologie Flash d'avant-garde de sorte que l'on peut se passer de montages en gigogne (piggyback) d'EPROM, d'effacement aux UV et autre OTP (One Time Programmable). Les contrôleurs d'Atmel sont réutilisables et réutilisables !
- ✓ sont très abordables. Le prix d'un contrôleur PIC effaçable aux UV correspondant coûte presque 4 fois plus cher.

Jusqu'à présent les 89C1051/2051 sont restés, en dépit de leurs avantages, relativement peu connus. Le programmeur Flash décrit dans le numéro de mai 1995 d'Elektor était en mesure de programmer, entre autres, le 89C2051, mais avait l'inconvénient d'exiger un matériel relativement complexe. L'article présent donne un certain nombre d'informations complémentaires concernant le dit type de contrôleur mais propose également un instrument de programmation étonnamment abordable pour le 89Cx051.

SPÉCIFICITÉS DU 89Cx051

Nous avons eu l'occasion, au cours des ans, de vous présenter les caractéristiques de la famille 8051, raison pour laquelle nous n'allons pas vous imposer ce pensum. Les microcontrôleurs d'Atmel, dont on retrouve le schéma de la structure interne en **figure 1**, présentent cependant 2 spécificités matérielles tellement inhabituelles qu'il nous faut en parler. En effet, elles peuvent, à condition que l'on s'en serve à bon escient, simplifier très sensiblement le développement d'un montage.

Commande directe de LED

Les ports P1 et P3 ont été renforcés électriquement de sorte qu'ils sont capables de drainer 20 mA vers la masse de manière à pouvoir attaquer directement des LED, opto-coupleurs, relais de petite puissance et autres circuitiers de ce genre.

Comparateur embarqué

Les broches P1.0 et P1.1 peuvent, également, servir d'entrées analogiques (P1.0 non inverseuse, P1.1 inverseuse) pour le comparateur intégré dans le composant. Le comparateur compare entre elles les tensions appliquées à ces entrées. Si la différence est positive la sortie du comparateur bascule au niveau logique haut, à l'inverse, si cette différence est négative la sortie passe au niveau bas. Le port interne (!) P3.6 sert à la lecture de cette information. Il est possible ainsi de détecter très facilement l'atteinte d'une valeur de seuil analogique. Il suffit d'un réseau RC additionnel et d'un rien de logiciel pour réaliser un convertisseur A/N rustique.

DE L'INTELLECT PLUTÔT QUE DU MUSCLE!

Le mini-programmateur Flash est un exemple de plus prouvant qu'il est possible, pour peu que l'on utilise intelligemment les possibilités d'un PC, de s'en sortir avec très peu de matériel. De par la puissance du logiciel on peut se contenter d'une petite poignée de composants standard.

L'alimentation du programmeur se fait à l'aide d'un adaptateur secteur devant fournir une tension de sortie de 12 V continu ou alternatifs. Un régulateur 7805 abaisse cette tension à 5 V, valeur nécessaire par les circuits intégrés. La LED D10 signale la présence de la tension d'alimentation. Les transistors T1 à T3 constituent une source de courant

Figure 1. Structure interne des contrôleurs Flash 89C1051 et 89C2051 à comparateur analogique intégré.

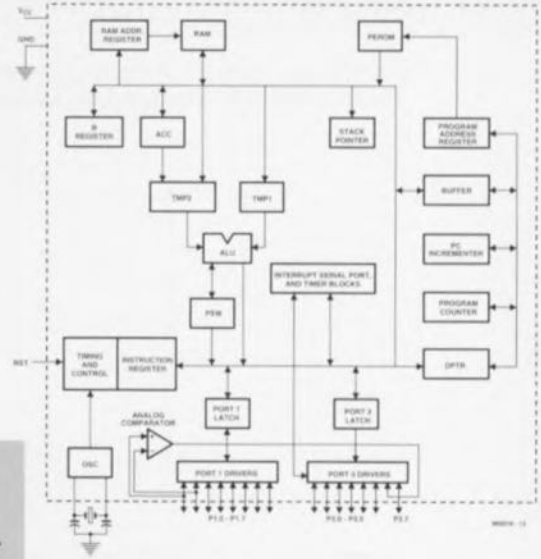


Figure 2. L'électronique simple du mini-programmateur Flash. Assurez-vous que le contrôleur à programmer est positionné correctement (broche 1 = position 1) dans le support avant de mettre le programmeur en fonction.

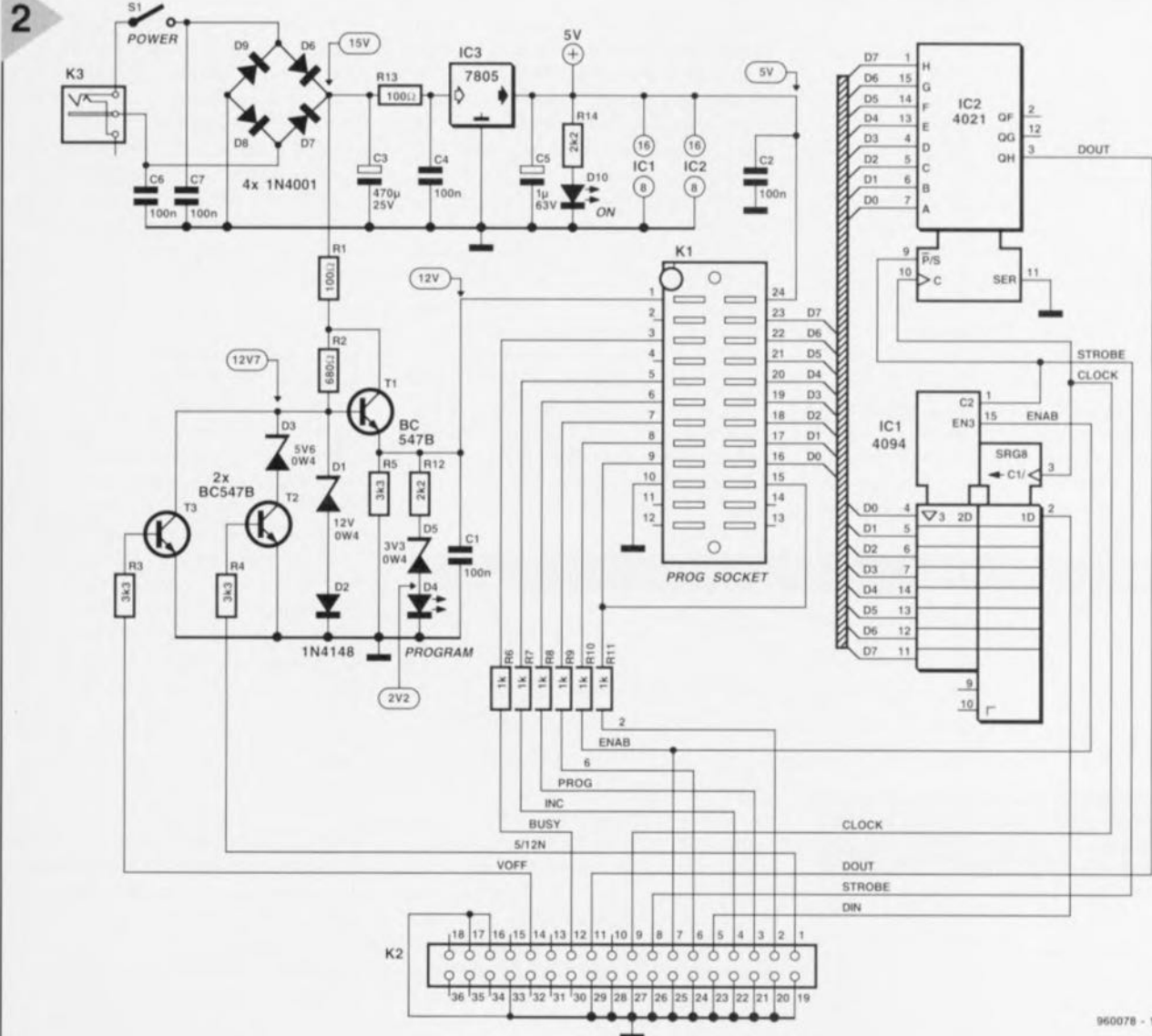


Tableau 1. Caractéristiques techniques les plus marquantes des contrôleurs d'Atmel.

	89C1051	89C2051
ROM	1 Koctet	2 Koctet
RAM	64 octets	128 octets
temporisateur	1	2
interface série	-	1
sources d'interruption	3	5
tension d'alimentation	2,7 à 6 V	
ports	15	
boîtier	DIL / SO 20 Pin	
fabriquant	ATMEL	
fréquence d'horloge	0 à 24 MHz	
mémoire programmable	Flash (reprogrammable bien plus de 1 000 fois)	
fonctionnalités additionnelles	comparateur analogique	
	ports 20 mA pour pilotage direct de LED	

Tableau 2. Modes de fonctionnement du 89Cx051.

Mode	RST	P3.2*	P3.3	P3.4	P3.5	P3.7
Write Code Data	12 V	#	L	H	H	H
Read Code Data	H	H	L	L	H	H
Write Lock Bit -1	12 V	#	H	H	H	H
Bit -2	12 V	#	H	H	L	L
Chip Erase	12 V	#	H	L	L	L
Read Signature Byte	H	H	L	L	L	L

*: P3.2 = \overline{PROG}

pilotable. En cas d'attaque de T3, la base de T1 est mise à 0 V et la tension de programmation se trouve hors-service. En cas d'attaque de T2 au contraire la diode zener D3 stabilise la base de T1 à 5,6 V de sorte que la tension de programmation atteigne 5 V_{CC}. En cas de mise hors-service des transistors T2 et T3, les diodes D1 et D3 fournissent une tension de référence de 12,7 V et la tension de programmation correspondante est alors de 12 V. R1 limite le courant allant vers la broche de programmation du contrôleur. En cas d'activation de la tension de 12 V, la diode D5 devient passante et la LED PROGRAM s'allume. La gestion de la circulation des données est organisée à l'aide des 2 registres à décalage, un grand nombre 021 et un grand nombre 094. Lors de la programmation, on commence par un transfert sériel vers le 4094 des don-

nées en provenance de l'interface Centronics. Après le signal de validation (*enable*) ces données sont disponibles aux sorties Q1 à Q8 et accessibles par le biais du port 1 du contrôleur. Le processus de lecture du contrôleur Atmel en direction du PC se fait exactement dans l'autre sens, à travers le 4021 cette fois. La saisie des données au niveau du contrôleur se fait en mode parallèle leur transfert se faisant lui en mode sériel vers le PC par l'intermédiaire de la ligne DOUT. Toutes les autres lignes de données et de commande de l'interface Centronics servent au pilotage des modes de fonctionnement, à la coordination des registres à décalage et à la commutation de la tension. Il n'est pas nécessaire de s'inquiéter d'une chronologie exacte de la programmation sachant que le contrôleur se charge lui-même du processus de programmation proprement dit. Le logiciel ne fait

Tableau 3. Fonction du bit de verrouillage (lock).

Program Lock Bits		Type de protection
LB1	LB2	
U	P	pas de protection
P	U	Inhibition de toute programmation ultérieure de la Flash
P	P	Inhibition de toute programmation et vérification ultérieures de la Flash

Les bits de verrouillage ne peuvent être effacés que lors d'un effacement du contrôleur (chip erase)

Tableau 4. Génération des tensions de programmation à l'aide de 2 lignes de commande.

Ligne de commande		
Voff	5/12	U _{prog}
+5 V	+5 V	0 V
+5 V	GND	0 V
GND	+5 V	+4,75 à 5,25 V
GND	GND	+11,5 à 12,5 V

que vérifier la ligne BUSY, ligne par le biais de laquelle le contrôleur signale la fin de la programmation d'un octet. C'est en vain que l'on essaiera de trouver un adressage du 89Cx051. Un compteur d'adresses interne est remis à zéro lors d'une RAZ (*Reset*), processus prenant automatiquement place lors du lancement de la programmation, ce compteur étant incrémenté après chaque octet. Ceci implique qu'il

est impératif qu'un programme soit toujours complètement chargé depuis son début, la modification d'un unique bit n'étant pas possible a posteriori (on se trouverait sinon en présence d'une EEPROM et non pas d'un composant Flash). Le **tableau 2** récapitule les différents modes de fonctionnement.

LE LOGICIEL

Le logiciel de pilotage « accompagnant » cette réalisation tourne sous DOS et offre toutes les fonctions nécessaires à la lecture et la programmation des types 89C1051 et 892051. Il permet également le positionnement du bit de verrouillage (**tableau 3**). Lors du lancement de la programmation le logiciel procède à une vérification automatique du matériel. Il devrait être possible d'adapter sans trop de problèmes des programmes en assembleur déjà écrits. Voici le processus à suivre :

- ✓ Vérifier la capacité de ROM et de RAM nécessaire,
- ✓ Limiter les instructions d'E/S aux ports 1 et 3 (sauf P3.6 !),
- ✓ Tester les SFR (*Special Function Register*). Les nouveaux programmes restant à écrire pourront eux être écrits avec l'assembleur 8051 dont on a l'habitude. Il faudra en tout état de cause tenir compte des limitations évoquées plus haut voire à l'aide d'un assembleur orienté tableaux, tel que TASM, bloquer les registres et ports illicites. Qu'il s'agisse d'un vieux programme ou d'un programme neuf, toutes les données destinées au programmeur doivent être en format binaire.

RÉALISATION ET MODE D'EMPLOI

La platine simple face représentée en **figure 3** est dotée de composants à souder conventionnellement. Sa réalisation ne devrait pas poser de problème. Les broches des LED, de l'inverseur S1 et du support de programmation seront prolongées à l'aide de morceaux de fil de câblage souple ou de support de manière à se trouver à la bonne distance. La platine sera fixée le plus bas possible dans le boîtier. Nous avons opté pour un support à 24 broches (le support FIN à 20 broches étant quasiment introuvable) à grand espacement, ce qui permet la mise en place des circuits intégrés de 7,62 mm de large. Il faut implanter 7 ponts de câblage à proximité du support de programmation et des 2 circuits intégrés et un autre tout près du connecteur Centronics. Ce montage ne demande pas d'étalonnage. Après avoir procédé à une dernière vérification de la qualité de la réalisation on enfiche le jack de l'adaptateur secteur dans l'embase d'alimentation du

programmeur et on ferme l'interrupteur S1. La LED D10 devrait alors s'allumer et l'on doit mesurer une tension comprise entre 15 et 16 V aux bornes du condensateur C3. La tension d'alimentation des circuits intégrés mesurée en aval du régulateur devrait être partout de 5 V. Il reste à vérifier la tension de programmation présente à la broche 1 du support de programmation dans les 3 modes de fonctionnement possibles (cf. tableau 4). Pour ce faire on applique sur les lignes de commande Voff et 5/12 les tensions indiquées et on vérifie sur le support FIN si l'on dispose bien des tensions de programmation requises. Il est particulièrement important de vérifier la dernière valeur de tension sachant qu'un dépassement de la dite valeur peut entraîner une destruction du contrôleur. On connecte ensuite le programmeur au port parallèle LPT1

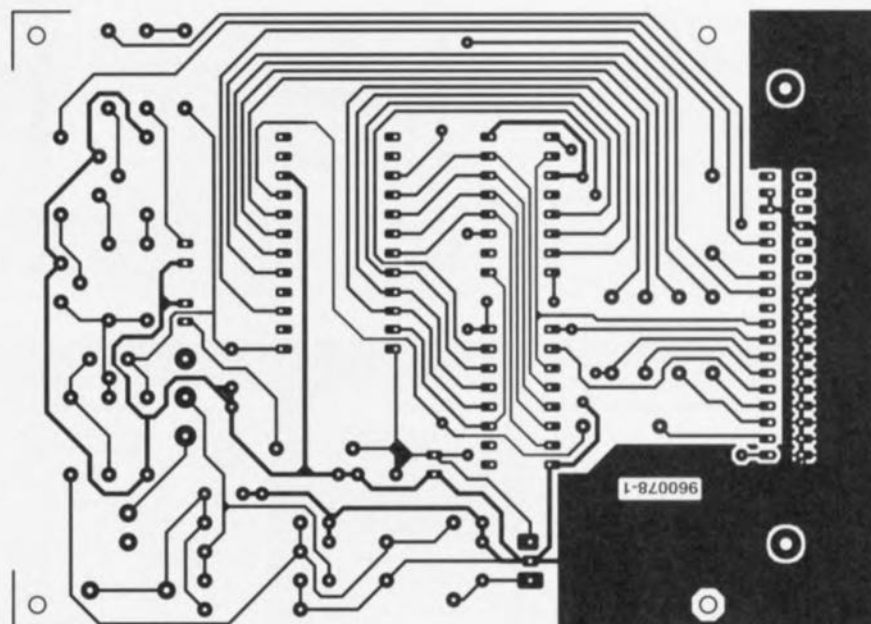
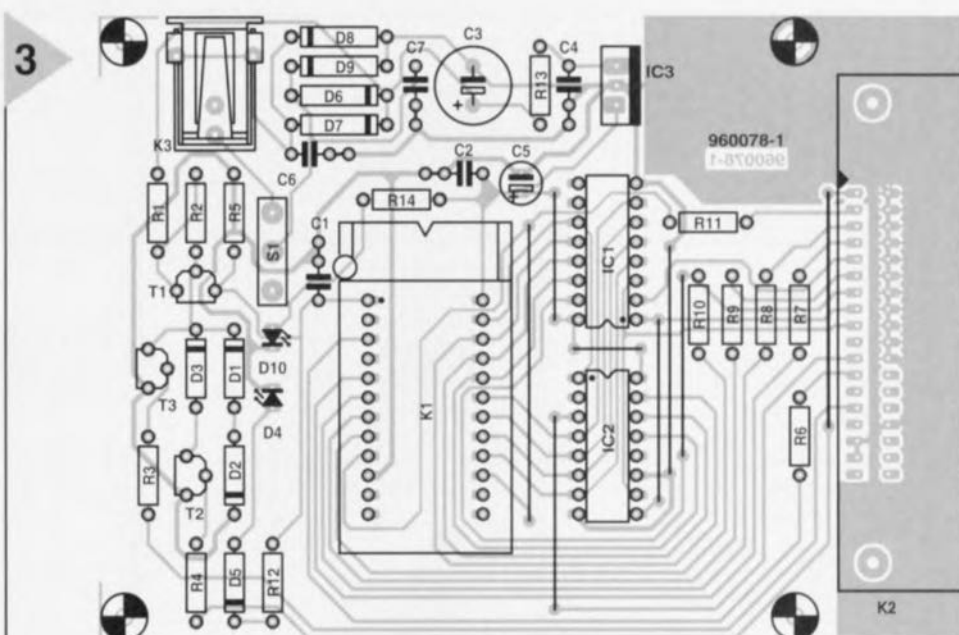
Figure 3. La platine du programmeur Flash est relativement simple. Bien qu'elle soit simple face, elle ne comporte que 8 ponts de câblage.

(ou LPT2) du PC par le biais d'un câble pour imprimante et on lance le logiciel. Le mini-programmeur Flash a été conçu comme un programmeur simple et peu coûteux et il n'a pas été prévu d'en faire un appareil « idiot-free » c'est-à-dire pardonnant toutes les erreurs d'utilisation commises par un utilisateur peu scrupuleux. Il faudra donc, si l'on tient à ce que ses contrôleurs aient une vie « longue et heureuse » respecter les quelques règles suivantes : On ne mettra un contrôleur Flash dans le support de programmation (ou l'on en extraira) que si :

- ✓ l'adaptateur secteur est branché,
 - ✓ le programmeur est relié au PC,
 - ✓ le logiciel de programmation a été démarré,
 - ✓ la tension d'alimentation du programmeur a été coupée à l'aide de S1.
- Il faudra bien évidemment toujours s'assurer que la broche 1 du contrôleur se trouve bien enfichée dans la position 1 du support FIN. Il faudra en outre ne jamais fermer S1, contrôleur en place dans le support si le programme de terminal n'est pas actif. Ces précautions garantissent la présence de tous les niveaux logiques requis lors de la mise en place du contrôleur dans le support ou lors de son extraction.

À LA RECHERCHE DE L'ERREUR

Immédiatement après son lancement le programme effectue un petit auto-test. On procède à une écriture et une lecture sérielles de 2 octets (0AA_{HEX} et 055_{HEX}). Un résultat satisfaisant de ce test prouve que les 2 circuits intégrés



Liste des composants

Résistances : R1, R13 = 100 Ω
R2 = 680 Ω
R3 à R5 = 3kΩ3
R6 à R11 = 1 kΩ
R12, R14 = 2kΩ2

Condensateurs :
C1, C2, C4, C6, C7 = 100 nF
C3 = 470 μF/25 V radial
C5 = 1 μF/63 V radial

Semi-conducteurs :
D1 = diode zener 12 V/400 mW
D2 = 1N4148
D3 = diode zener 5V6/400 mW
D4 = LED rouge

D5 = diode zener 3V3/400 mW
D6 à D9 = 1N4001
D10 = LED verte
T1 à T3 = BC547B
IC1 = 4094
IC2 = 4021
IC3 = 7805

Divers :
K1 = support FIN à 20 ou 24 broches pour circuits intégrés de 7,62 mm de large (tel que, par exemple, de chez Aries)
K2 = embase Centronics femelle encartable en équerre à 36 contacts
K3 = embase d'alimentation encartable boîtier 145 x 92 x 28 mm, tel que, par exemple de chez Pactec

et l'alimentation fonctionnent correctement. La consommation de courant atteint de 25 à 30 mA, augmentant de quelque 5 mA supplémentaires en cas de présence d'un contrôleur dans le support. En cas de raté de l'auto-test il

faudra commencer par vérifier la présence de la tension d'alimentation (la LED verte doit être allumée) et la correction matérielle et logicielle de la liaison parallèle. Si l'on a bien choisi le port parallèle adéquat on relance le

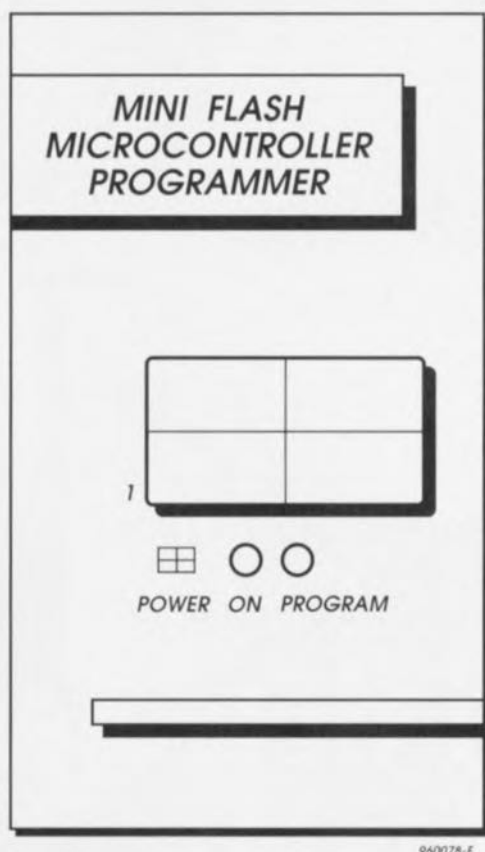


Figure 4. Une face avant toute simple donne cependant un aspect professionnel à notre programmeur Flash.



processus. Tous les choix effectués sont sauvegardés dans un fichier de configuration. Pour procéder à la vérification de l'interface Centronics on lance le programme pour ensuite choisir l'option de programmation (*Program*). Après avoir entré un nom de fichier quelconque on vérifie à l'oscilloscope la présence sur la broche 3 de IC1 d'impulsions d'horloge. On en vérifiera le niveau : un « zéro » logique doit se situer en-deçà de 0,8 V, un « 1 » logique devant être supérieur à 3 V. Ceci est d'ailleurs vrai pour toute liaison Centronics. Les entrées sont les points les plus critiques. Il existe des cartes Centronics dotés de résistance de forçage au niveau haut (*pull-up*) de faible valeur (1 k Ω par exemple). Une ligne forcée de cette façon ne peut pas être tirée suffisamment vers le bas par la broche 3 de IC2. Il en va de même pour les lignes dotées d'une résistance-talon de 1 k Ω . La solution à ce problème est simple : on remplacera les résistances de 1 k Ω par des résistances de 10 k Ω , voire la vieille carte parallèle par une nouvelle carte d'E/S. On vérifiera également que l'on effectue le processus de programmation dans l'ordre correct : commencer par tout interconnecter, mettre le programmeur sous tension par S1, lancer le logiciel, mettre le programmeur hors-tension, placer le contrôleur dans le support, remettre le programmeur sous tension et télécharger le programme (*Download*). Vu que la dernière phase de la programmation est la routine de vérification, on verra, une fois la programmation terminée, la LED *PROGRAM* s'illuminer faiblement. Une fois que l'on a quitté le programme à l'aide de la touche <Escape> ou des touches du curseur la LED s'éteindra. Il ne reste plus ensuite qu'à couper l'alimentation à l'aide de S1 et de sortir le contrôleur programmé du support.

960078-1

En passant...

N'y a-t-il vraiment « nihil nove sub sole » et l'histoire ne cesse-t-elle de se répéter? Bien que l'on se refuse à le croire, on en arrive à se poser des questions dans le cas du network-computer (nc) annoncé récemment par la compagnie américaine Oracle et affublé du qualificatif prétentieux de « nouveau ». En fait, toute la nouveauté du nc est de déplacer l'accent du bureau vers le réseau. Ceci ne manque pas de faire penser au slogan d'une autre compagnie, américaine elle aussi, Sun, utilisé vers la fin des années 80, « the network is the computer ». Il était difficile à l'époque de saisir l'essence de cette affirmation mais avec l'explosion de Internet, ce slogan pourrait devenir réalité.

En essence, le nc représente une technologie basée sur un concept de Acorn (GB) datant des années 80, concept qu'Acorn a essayé de faire adopter pendant près de 10 ans.

Dans le même ordre d'idées, Java, le langage d'Internet, est basé sur un langage conçu à l'origine pour les enceintes TV interactives set-top, un marché tout proche, en pratique, de l'effondrement.

On peut penser, bien que Microsoft ait tendance à dénigrer le concept du nc à 500 \$ d'Oracle, que, tôt ou tard, il y aura une rencontre (violente) entre l'ancien et le nouveau. Quoi qu'il en soit, quelle que soit la fortune (bonne ou mauvaise) du nc, Internet ne remplacera pas le PC, du moins dans le futur proche.

Ceci dit, il faut reconnaître que le marché du PC devient peu à peu ennuyeux, par absence de nouveauté, à un point tel que son seul intérêt repose sur les aspects prix et qualité et non pas sur les possibilités technologiques. Le passage de l'ordinateur de bureau au réseau est, il est vrai, une affaire non de hardware, mais de logiciel, cet ensemble étonnant et intangible à base de bits. Ces bits, des zéros et des uns, sont, par eux-mêmes, inactifs à l'image de notre code génétique et ne naissent à la vie qu'une fois mis dans le receptacle prévu à leur intention. Que le dit receptacle soit un ordinateur ou un réseau, peu importe. Ce qui importe est que l'on réalise que la seule raison d'être d'un ordinateur est de donner vie au logiciel-tâche que peut également remplir un réseau comme Internet.

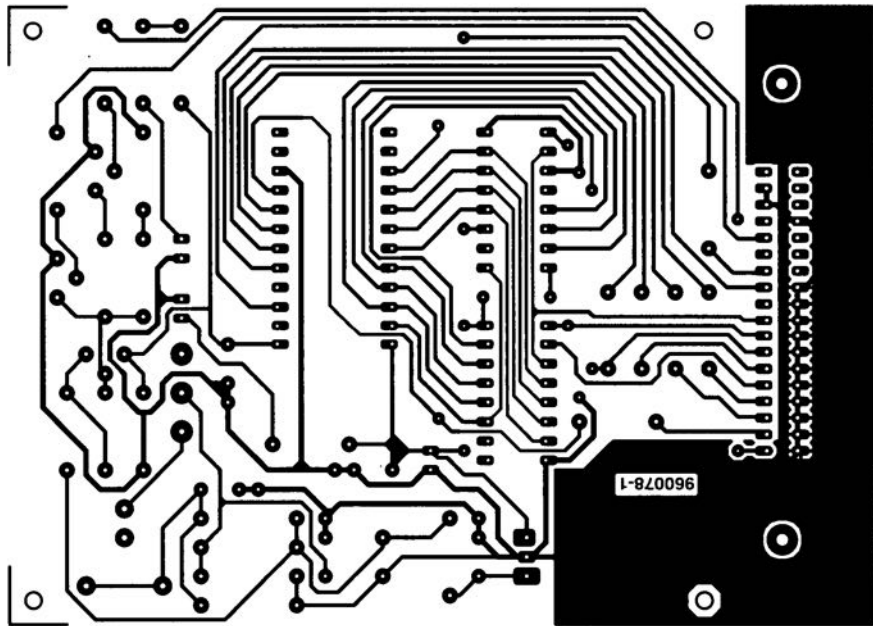
Qu'on ne nous fasse pas croire que nous sommes là en présence d'une technologie nouvelle.

Len Seymour,
rédacteur responsable, Elektor-UK

Figure 3. La platine du programmeur Flash est relativement simple. Bien qu'elle soit simple face, elle ne comporte que 8 ponts de câblage.

(ou LPT2) du PC par le biais d'un câble pour imprimante et on lance le logiciel. Le mini-programmateur Flash a été conçu comme un programmeur simple et peu coûteux et il n'a pas été prévu d'en faire un appareil « idiot-free » c'est-à-dire pardonnant toutes les erreurs d'utilisation commises par un utilisateur peu scrupuleux. Il faudra donc, si l'on tient à ce que ses contrôleurs aient une vie « longue et heureuse » respecter les quelques règles suivantes : On ne mettra un contrôleur Flash dans le support de programmation (ou l'on en extraira) que si :

- ✓ l'adaptateur secteur est branché,
- ✓ le programmeur est relié au PC,



Nous ne pouvons malheureusement pas répondre in extenso à toutes les lettres relevant des questions techniques. Dans cette rubrique nous répondons à des lettres pouvant présenter un intérêt général et concernant des montages âgés de moins de 2 ans. Vu le nombre de lettres qui nous arrivent mensuellement, nous regrettons de ne pas pouvoir répondre séparément à chacune d'entre elles et sommes dans l'impossibilité de donner suite à des souhaits individualisés d'adaptation de montages publiés ou de réalisation de montages à publier ni même de répondre à des demandes d'information additionnelle concernant un montage décrit dans *Elektor*.

Mesure de l'inductance

Je reste étonné par votre article « inductancemètre simple » du numéro de février 1997. Le principe que l'auteur utilise est basée sur la mesure de la fréquence de résonance d'un réseau L/C. Par le passé, il m'est souvent arrivé de mesurer des inductances en m'aidant d'un diagramme tension/courant. Avec cette méthode on mesure l'inductance en série avec une résistance (non réactive) de valeur connue. On peut ainsi alimenter le réseau R/L par une fréquence de test de 50 Hz fournie par un transformateur ajustable (on peut même utiliser un transformateur pour réseau ferroviaire). Les inductances étaient du type à noyau ferrique doux de valeur comprise entre 0,1 et 0,3 mH. Le transformateur dut fournir plusieurs tensions de sorties différentes auxquelles fut mesurée la tension aux bornes du réseau ainsi que le courant le traversant. J'ai ensuite, à l'aide de la formule

$$L = \frac{1}{\omega} \cdot \sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2 - R^2}$$

calculé l'inductance. Dans cette équation U représente la tension aux bornes du réseau R/L, I le courant le traversant et R la résistance-série non réactive. L'un des problèmes rencontrés est une non constance de l'inductance. Elle présente en effet de faibles variations en fonction du courant de test. Je suppose que cet effet est dû à la non constance de la perméabilité du noyau. Par consé-

quent je me demandais s'il ne fallait pas, parallèlement, mentionner le courant de test lors de l'indication de la valeur de l'inductance. En ce qui concerne votre teslamètre du numéro de janvier 1997, je me demandais s'il était possible d'accroître sa plage jusqu'à 3 T en vue de procéder à des mesures sur de grosses inductances. Puis-je, pour ce faire, utiliser une bobine de capture ou dois-je m'en remettre à un capteur à effet Hall ?

R. Leurs

La formule que vous donnez peut, en principe, être utilisée pour la mesure d'inductances. Cependant, la fréquence est relativement faible ce qui pose des problèmes avec bon nombre d'inductances. Il faut éviter, en tout état de cause, des courants de test trop élevés vu que l'on risque alors une saturation du noyau. Pour les fortes inductances, une bobine de haut-parleur par exemple, le fabricant donne le courant de bobine maximal admissible. Il est en principe possible d'accroître la plage du teslamètre par une réduction du nombre de spires de la bobine de capture. Il est, cependant, recommandé, si l'on veut procéder à des mesures d'inductances de bobine précises, d'utiliser un instrument précis tel que le RLC-mètre « High Tech » à DSP décrit dans les numéros d'avril, de mai et de juin 1997 d'Elektor. Cet instrument permet également de mesurer la valeur de condensa-

teurs et de résistances inconnus.

Astuce pour le mini-programmateur Flash

J'ai, lors de la réalisation du mini-programmateur Flash décrit dans votre numéro d'octobre 1996, buté sur l'erreur mentionnée dans le texte concernant l'interface Centronics (merci pour les informations consacrées aux niveaux des signaux). Venant tout juste d'installer une nouvelle carte-mère que j'aimerais garder (ne pas modifier la composition d'une équipe gagnante) j'ai utilisé 2 portes d'un 4050, la première intercalée dans la ligne DOUT, la seconde dans la ligne BUSY. Les entrées des 4 portes inutilisées du 4050 sont forcées à la masse. Mon programmateur fonctionne maintenant parfaitement et sans la moindre modification au niveau du PC.

G. Mayer

Merci pour cette astuce utile qui, espérons-le, pourra être utile à d'autres lecteurs d'Elektor.

convertisseur de taux d'échantillonnage

J'utilise le convertisseur de taux d'échantillonnage (octobre 1996) pour transférer des enregistrements d'un lecteur/enregistreur CAN (DAT) (48 kHz) vers un enregistreur de CD (44,1 kHz) en vue

de créer mes propres CD. Tout marche fort bien, à ceci près que les numéros de pistes semblent disparaître au cours de ce transfert. À quoi cela est-il dû ?

A. Eggert

Votre observation est correcte. Le convertisseur de taux d'échantillonnage ne convertit que les échantillons audio, c'est-à-dire les données audio seules. Comme vous le montre le synoptique schéma de la figure 1, les bits Channel Status, User et Validity ne sont pas décodés ni transférés. Les entrées sérielles correspondantes, C, U et V, du CS82402A sont forcées à la masse. Il est possible, à la sortie, de programmer, par le biais des 7 contacts de S1, de programmer les bits d'état du Channel Status. Il est possible ainsi de redéfinir les bits du Channel Status tels que le Copybit, le Category Code et le Generation et de passer du mode Professionnel au mode Consumer et inversement.

le tort d'Elektor

mono-carte à 80C537,
juin 1997, page 12 et suivantes

Le brochage de l'embase RS-232 à 9 contacts exige qu'on fasse attention en raison de sa configuration inhabituelle. La broche 9 fournit le +5 V nécessaire à l'alimentation, le cas échéant, d'une interface externe. Normalement, la présence sur cette broche d'une tension

d'alimentation ne pose pas de problème vu que la broche 9 n'est pas utilisée dans une connexion RS-232. Il nous a été fait mention, à une reprise au moins, de problèmes sérieux rencontrés avec un portable. Pour éviter tout risque, interrompez la ligne 5 V allant vers la broche 9 et ne rétablissez-la que lorsqu'il vous faudra disposer de cette ligne de +5 V pour l'ali-

mentation d'un périphérique ou d'une interface extérieure. On notera de plus que les broches 1, 6 et 8 sont interconnectées sur l'embase à 9 contacts. Cette disposition peut poser des problèmes avec certains PC se traduisant par des messages d'erreur (à retardement) signalant une erreur de communication. Il faudra, si l'on rencontre ce type de problème, modifier le

brochage pour lui donner le câblage d'un modem nul (zero modem). Pour ce faire on interconnectera, soit au niveau du câble soit à celui de l'embase, séparément les broches 1, 4 et 6 d'une part, les broches 7 et 8 de l'autre. On pourra éventuellement essayer de déconnecter la fonction d'acquittement (handshaking) intégrée dans le programme de communication.





La terre dissimule beaucoup de trésors à ses propriétaires. Certains sont profondément enfouis dans l'écorce terrestre et ne peuvent être découverts qu'avec l'assistance de moyens de mesure compliqués. Les petits morceaux de métal qui se trouvent à faible profondeur sous la surface du sol peuvent être plus facilement repérés à l'aide de moyens de détection simples. Le détecteur de métaux compact que nous vous présentons ici est un outil simple mais parfaitement utilisable. Une petite journée de recherches dans le sable sec de la plage pourra vous apporter quelques découvertes inattendues.

D'expérience, nous savons bien que les détecteurs de métaux engendrent un attrait particulier. L'explication est assez logique : quelle question est plus passionnante que « y a-t-il quelque chose de valeur juste en dessous de la surface du sol ? ». Beaucoup d'amateurs ne voudront pas non plus manquer l'opportunité de fouiller les lieux où se sont tenus de grands rassemblements à la recherche de pièces de monnaie perdues. Les professionnels sont également fréquemment équipés de détecteurs de métaux. C'est à l'aide de tels appareils que les champs de mines sont

*à la recherche
de la fortune...*



minutieusement examinés, en vue de détecter les explosifs qui y sont cachés. C'est donc selon l'application envisagée que seront fixées les caractéristiques auxquelles l'appareil doit répondre. Ainsi, les hobbyistes n'auront rien à faire d'un appareil complexe, coûteux et extrêmement sensible. C'est pourquoi nous vous présentons ici un détecteur de métaux qui brille par sa simplicité. L'expérience nous a appris que ce montage permet la détection d'objets enfouis jusqu'à une profondeur de 10 à 15 cm dans le sol. Il permet l'exploration d'une pelouse, d'un chemin de terre ou d'une plage à la recherche d'objets métalliques perdus. Les amateurs d'expérimentation pourront s'en donner à cœur joie. Pour les cas dans lesquels du matériel professionnel est requis, ce montage sera un peu « juste » et les limitations qui le caractérisent le rendront moins adéquat.

A LA RECHERCHE DES MÉTAUX

La recherche d'objets métalliques enfouis dans le sol fait appel à deux phénomènes. En premier lieu, la présence d'un objet métallique influence la self-induction d'une bobine et, a fortiori, le couplage de deux bobines. Cet effet peut s'avérer aussi positif que négatif.

La propriété du matériau qui rentre ici en ligne de compte est sa perméabilité relative (μ_r). On distingue ainsi les matériaux paramagnétiques ($\mu_r > 1$), les matériaux diamagnétiques ($\mu_r < 1$) et les matériaux ferromagnétiques ($\mu_r \gg 1$). Il est très difficile d'identifier exactement un matériau à partir d'un μ_r mais il est par contre très facile de faire la différence entre d'une part les matériaux paramagnétiques et diamagnétiques et d'autre part les matériaux ferromagnétiques.

La deuxième propriété qui joue un rôle dans la localisation d'objets métalliques est les courants de Foucault qui prennent naissance dans un matériau électriquement conducteur lorsque celui-ci est placé dans un champ magnétique d'intensité variable. L'amplitude de ces courants dépend de la dimension et de la forme de l'objet, ainsi que de la résistance spécifique du matériau. Des courants de Foucault importants peuvent prendre naissance dans une plaque ayant une surface plane importante, alors que ces mêmes courants sont visiblement moindres dans une plaque rainurée. Pour finir, la position de l'objet dans le champ magnétique, et donc le nombre de lignes de champs qu'il intercepte, joue également un rôle important. En tenant encore compte de la distance

entre l'objet et la platine dans laquelle se trouve installée la bobine de détection, ainsi que de l'influence de la surface du sol, il apparaîtra rapidement qu'il est impossible de définir une méthode univoque d'identification de la nature du matériau.

CONCEPTION DU DÉTECTEUR

Dans la pratique, on distingue trois méthodes de détection différentes applicables aux détecteurs de métaux. Elles consistent en :

BFO (Beat Frequency Oscillator = oscillateur à battement de fréquences). Il s'agit d'un système dans lequel un signal de fréquence variable est mélangé à un signal de fréquence fixe, la différence de fréquence entre ces deux signaux se situant dans le domaine audible. Dès qu'un objet métallique se trouve aux environs immédiats de la platine de détection, l'oscillateur à fréquence variable est influencé et modifie la tonalité perçue par l'utilisateur par l'intermédiaire d'un petit haut-parleur.

TR/IB (Transmit-Receive/Induction-Balance = Equilibre d'induction transmission/réception). Comme le nom le laisse à penser, cette technique fait appel à la fois à un émetteur et à un récepteur. Dans le cas où un objet métallique est placé à proximité des bobines, le couplage magnétique de celles-ci est modifié. Cette influence extérieure entraîne un changement du niveau du signal produit par l'oscillateur.

PI (Pulse Induction = Induction impulsionnelle). Dans ce système, des impulsions sont générées et émises. La puissance et la forme des impulsions reçues en retour sont une indication de la présence d'objets métalliques.

Chacune des ces trois méthodes de détection possède ses avantages et ses inconvénients propres. Un bon détecteur de métaux devrait en définitive faire usage d'une combinaison de ces trois techniques. Il va de soi que cela aurait rendu le montage qui nous intéresse passablement complexe.

UNE APPROCHE PLUS SIMPLE

La figure 1 représente le schéma complet de notre détecteur de métaux. L'approche choisie présente de grandes similitudes avec la technique du BFO telle qu'elle est expliquée précédemment. Dans le cas présent, le résultat du mélange des signaux des deux oscillateurs ne produit aucune fréquence audible mais ce signal est

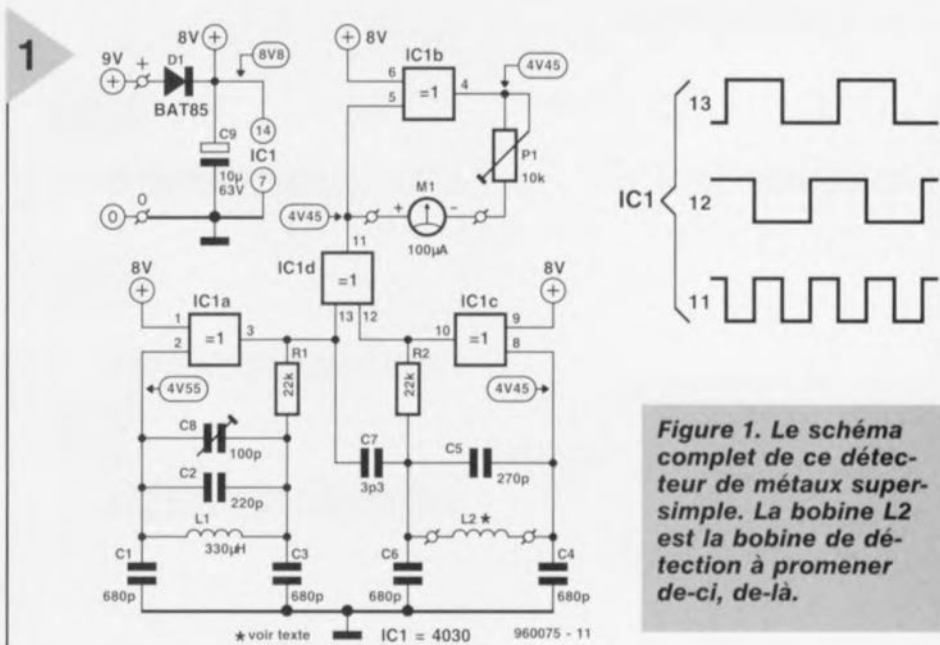


Figure 1. Le schéma complet de ce détecteur de métaux super-simple. La bobine L2 est la bobine de détection à promener de-ci, de-là.

utilisé directement pour piloter un indicateur à bobine mobile.

En examinant le schéma de la figure 1, il apparaît évident qu'un détecteur de métaux pourrait difficilement être plus simple. Un unique 4030, un indicateur à bobine mobile et quelques composants passifs et l'affaire est faite ! Le coût total du projet se situe sous la vingtaine de florins (environ 60 francs français). Le montage est articulé autour de deux oscillateurs LC (construits respectivement à l'aide de IC1a et IC1c) qui sont plus ou moins couplés via le condensateur C7. L'oscillateur construit autour de IC1a fonctionne à une fréquence fixe d'environ 300 kHz.

L'oscillateur basé sur IC1c possède une fréquence d'oscillation sensiblement identique mais s'en écarte dès que le métal tant recherché modifie la self-induction de L2.

IC1d joue son rôle de porte EXNOR (non-OU exclusif) et combine (multiplie) les signaux en provenance des deux oscillateurs. Au repos, la capacité de couplage maintient une différence de phase de 90°. De ce fait, un signal rectangulaire de fréquence double (± 600 kHz) et ayant un rapport cy-

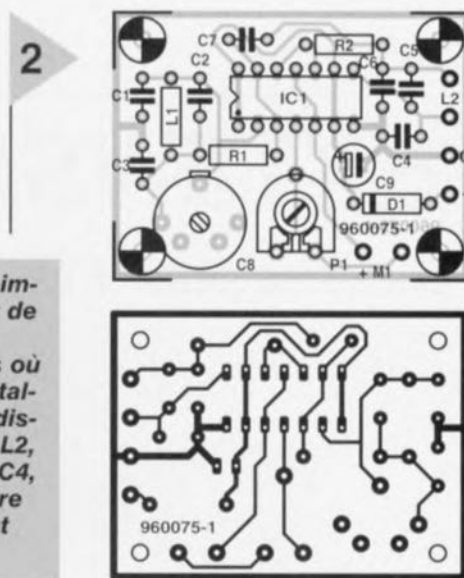


Figure 2. Le circuit imprimé du détecteur de métaux est resté simple. Dans le cas où la platine serait installée à une certaine distance de la bobine L2, les condensateurs C4, C5 et C6 doivent être montés directement sur la bobine.

Liste des composants

Résistances :
R1, R2 = 22 k Ω
P1 = ajustable 10 k Ω

Condensateurs :
C1, C3, C4, C6 = 680 pF
C2 = 220 pF
C5 = 270 pF
C7 = 3 pF3
C8 = ajustable 100 pF
C9 = 10 μ F/63 V radial

Selfs :

L1 = 330 μ H
L2 = 40 spires de fil de cuivre émaillé de 0,3 mm, \varnothing de 75 à 100 mm ou 25 spires de fil de cuivre émaillé de 0,3 mm, \varnothing de 200 mm

Semi-conducteurs :

D1 = BAT85
IC1 = 4030

Divers :

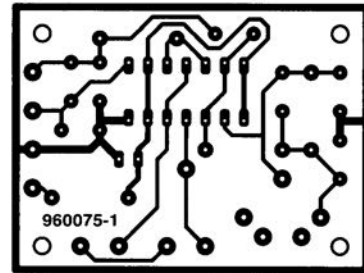
M1 = galvanomètre à bobine mobile 100 μ A

pulsions sont générées et émises. La puissance et la forme des impulsions reçues en retour sont une indication de la présence d'objets métalliques.

Chacune des ces trois méthodes de détection possède ses avantages et ses inconvénients propres. Un bon détecteur de métaux devrait en définitive faire usage d'une combinaison de ces trois techniques. Il va de soi que cela aurait

possède une fréquence d'oscillation sensiblement identique mais s'en écarte dès que le métal tant recherché modifie la self-induction de L2.

Le principe du détecteur de métaux est resté simple. Dans le cas où la platine serait installée à une certaine distance de la bobine L2, les condensateurs C4, C5 et C6 doivent être montés directement sur la bobine.



clique d'environ 50% apparaît sur la patte 11 de IC1d. La porte IC1b est utilisée en inverseur entre l'entrée et la sortie duquel l'indicateur M1 est connecté; le potentiomètre ajustable P1 sert au réglage de la sensibilité.

En ce qui concerne l'alimentation, celle-ci est assurée par une simple pile de 9 V. Dans des conditions d'utilisation normales, cette pile assure sans problème de longues heures de fonctionnement. Le condensateur C9 se charge d'assurer le découplage adéquat, tandis que D1 joue le rôle de ceinture de sécurité au cas où la pile serait malencontreusement connectée à l'envers.

Tableau 1. Les propriétés magnétiques de différents matériaux.

Diamagnétique	Paramagnétique	Ferromagnétique
bismuth	aluminium	cobalt
verre	silicium	nickel
cuivre	air	fer
eau	platine	ferroxcube*
argent	palladium	acier

* matériau à base de ferrite utilisé pour la fabrication des antennes -barreau.

ASSEMBLAGE ET TESTS

En se référant au circuit imprimé (figure 2) qui a été développé à cette occasion, on constate aisément que le montage est pour le moins compact. A l'exception de la bobine L2, le montage ne fait appel à aucune composant exotique et sa construction de devrait donc poser aucun problème particulier. Soudez tous les composants aux emplacements indiqués sur le circuit imprimé et placez le curseur du potentiomètre ajustable P1 dans la position la plus à gauche (sensibilité minimale). Il sera préférable de monter IC1 sur un support pour circuits intégrés.

Comme mentionné précédemment, le composant le plus critique du montage est la bobine L2. Elle est constituée d'une simple bobine à air de 7,5 cm de diamètre comportant 40 spires. En guise de corps pour cette bobine, vous pouvez utiliser un morceau de carton ou d'étui en plastique. Un morceau de tube en PVC ou un bouchon destiné à ce genre de tube feront également l'affaire. Au plus grand

sera le diamètre de la bobine, au plus grande sera la sensibilité du détecteur de métaux. En ce qui concerne la bobine L1, nous utilisons un modèle à assembler soi-même.

Si le modèle choisi comporte un noyau ajustable, vous pourrez laisser tomber l'ajustable C8. La mise au point se fera alors à l'aide du noyau de la bobine. Si dans la pratique le montage semble ne pas être assez sensible, vous pourrez augmenter à volonté la valeur de R2.

La mise au point de ce montage est très simple. Après avoir mis l'appareil sous tension, ajustez C8 de façon à ce que l'aiguille du galvanomètre se déplace de la droite vers la gauche. Il faudra surtout s'assurer qu'aucun objet métallique ne se trouve aux environs de L2 durant la phase d'ajustage. Le bon réglage est atteint quand l'aiguille du galvanomètre se trouve au repos tout au début de l'échelle de mesure. Le potentiomètre ajustable pourra éventuellement être monté à l'extérieur. De la sorte, la sensibilité du détecteur pourra être ajustée durant les recherches.

La nature même du montage fait que la température ambiante n'a d'influence que sur la stabilité du réglage. Afin de se protéger de phénomènes il faudra, pour autant que cela soit nécessaire, monter la bobine L2 et les condensateurs C4, C5 et C6 à proximité les uns des autres, de sorte que tous ces composants soient à peu près à la même température. Si la distance entre le circuit imprimé et la bobine de détection est importante, il ne faudra pas monter les condensateurs sur le circuit mais directement sur la bobine. Dans le même ordre d'idées, on pourra envisager de placer la bobine de détection dans un boîtier fermé, par exemple en la coulant dans de la résine ou en l'emballant avec de la toile isolante, ce qui améliorera aussi la stabilité.

Une fois « emballée », la bobine de détection peut, pour des raisons ergonomiques, être montée au bout d'un manche. Le galvanomètre viendra alors prendre place dans un petit boîtier placé à proximité de la poignée.

Nous avons monté notre prototype dans un boîtier réalisé à partir de tube en PVC et des pièces d'assemblage ad-hoc disponibles dans n'importe quel magasin d'articles de construction. Le manche est composé d'un morceau de tuyau de 32 mm de diamètre. Le décrochement de l'indicateur est réalisé à l'aide d'une pièce en « T ». Le petit boîtier qui contient

3



Figure 3. Cette bobine de détection est celle de notre prototype.

l'indicateur est fixé sur la pièce en « T ». La platine de détection est construite à partir du bouchon pour buse en PVC, dans ce cas-ci d'un diamètre de 200 mm. Le raccordement entre le manche et la platine de détection est réalisé à l'aide d'une rotule à 135°. Du côté supérieur, le tube sera obturé à l'aide d'un simple bouchon collé. Les enroulements de la bobine de détection seront placés à l'extérieur de la platine, où ils seront fixés à l'aide d'un morceau de bande auto-collante afin de les protéger des influences extérieures.

ET MAINTENANT, EN CHASSE...

Après la phase des réglages, le moment est enfin arrivé de partir à la recherche des trésors cachés de notre bonne vieille Terre. Quelques essais seront nécessaires avant d'arriver à de bons résultats. Dans la pratique, il semble que l'influence des matériaux diamagnétiques et paramagnétiques sur la self-induction de la bobine soit faible. Les matériaux ferromagnétiques par contre augmentent clairement cette self-induction. A cause de la forme des objets, le plus souvent plats (pièces de monnaie), et de la fréquence élevée de l'oscillateur, les pertes dues aux courants de Foucault sont cependant un facteur important dans toutes les catégories. Ces pertes par courants de Foucault diminuent la fréquence de l'oscillateur du circuit de détection. C'est pourquoi l'aiguille de l'indicateur du détecteur, pour lequel la variation des courants de Foucault est le facteur le plus important, se déplacera toujours dans le même sens, quel que soit le type du matériau détecté.

Si durant vos recherches l'indicateur commence à s'agiter, l'aiguille indiquera qu'il y a dans les environs immédiats un matériau diamagnétique ou ferromagnétique. De bonnes raisons pour commencer des recherches plus « approfondies »...

960075-1

capteur pour boussole analogique 6070

Le capteur pour compas numérique faible coût 6945 utilisé dans le montage de la boussole numérique décrite dans le numéro de septembre 1996 se distingue par sa mise en oeuvre simple ne nécessitant qu'un nombre très faible de composants standard connexes. Ceci explique qu'il se contente d'une résolution de 45° , ce qui devrait être suffisant pour de nombreuses applications (montage à bord d'un véhicule). Seul le capteur analogique pour boussole 6070 objet de cet article est capable de se substituer à un compas mécanique.

Il est en mesure de subdiviser la rose des vents en pas de $0,5^\circ$, mais paie cette précision par une complexité tant matérielle que logicielle : il n'est pas question d'un traitement satisfaisant des informations fournies par le 6070 sans l'aide d'un microcontrôleur.

LE PRINCIPE

DE FONCTIONNEMENT
Commençons par nous intéresser au fonctionnement du capteur pour compas analogique dont l'aspect extérieur ne diffère guère de la version numérique, sa structure interne étant elle cependant très différente. Le capteur pour boussole 6070 présente à sa sortie un double signal, qui correspond aux composantes orthogonales du vecteur

1

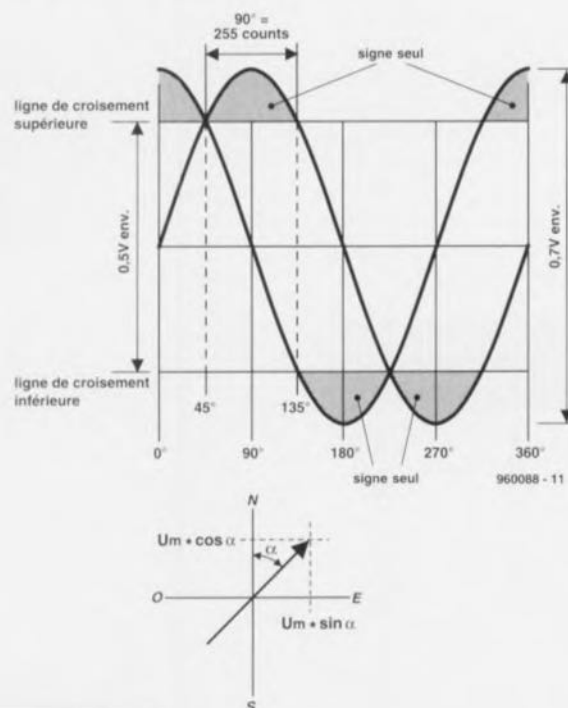


Figure 1. L'un des signaux définit le quadrat concerné, l'autre la direction exacte.

par les tensions de croisement supérieure et inférieure détermine, pour terminer, les quadrans :

Courbe sinusoïdale au-delà de U_{OK} :	45 à 135° (NE à SE)
Courbe cosinusoïdale en-deçà de U_{UK} :	135 à 225° (SE à SO)
Courbe sinusoïdale en-deçà de U_{OK} :	225 à 315° (SO à NO)
Courbe cosinusoïdale au-delà de U_{UK} :	315 à 45° (NO à NE)

de direction (circulaire) à l'intérieur d'un quadrat (figure 1). En d'autres termes : la direction est décomposée en une composante sinusoïdale et en une composante cosinusoïdale, ces 2 fonctions, $U_{S1} = U_{max} \cdot \sin \alpha$ et $U_{S2} = U_{max} \cdot \cos \alpha$ étant représentées sur la figure 2. Les courbes de sinus et de cosinus présentent la même valeur dans 2 directions, à savoir 45° (NE) et 225° (SO). Ces tensions définissent les lignes de croisement supérieure (U_{OK}) et inférieure (U_{UK}). À mi-chemin entre ces 2 tensions on retrouve la tension de croisement centrale qui sert de tension de croisement centrale, U_{MK} . Le signal de sortie varie entre quelque 2,1 et 2,9 V, la ligne de croisement centrale se trouve ainsi aux environs de 2,5 V. La valeur exacte est sujette à une tolérance relativement élevée mais ne joue pas de rôle sachant que U_{MK} est exclu du traitement ultérieur du signal. La plage battue par la tension de sortie va donc de $\pm 0,5$ à $0,375$ V et l'écart entre les lignes de croisement ne dépasse pas y avoir de problème 50 mV. Lors du traitement des 2 tensions de sortie on linéarise la partie de la courbe entre les 2 tensions de croisement. La tension se situant en-dehors de la plage définies

La courbe correspondante se trouve dans la plage relativement linéaire avec une excursion de tension importante de quelque $500 \text{ mV}/90^\circ$, soit $5,5 \text{ mV}/\text{degré}$. Si l'on traite la plage de tension avec une résolution de 8 bits, c'est-à-dire de 255 pas, chaque pas correspond à 2 mV, soit $0,35^\circ$. L'erreur intrinsèque due à la non-linéarité de la courbe est de quelque $\pm 5\%$, et ne traduit pas la précision du capteur. La mise en oeuvre d'un microcontrôleur permet heureusement une évaluation plus précise. On peut ainsi griller en EEPROM une matrice de correction voire affiner une valeur de mesure à l'aide d'un algorithme (fonctions trigonométriques).

SPÉCIFICITÉS DU CAPTEUR

Le capteur 6070 dont les caractéristiques physiques sont données en figure 2 comporte un total de 6 broches ; 4 d'entre elles servent à

l'alimentation de ce composant utilisable sur une plage de température allant de -40 à $+85^{\circ}\text{C}$. Le 6070 se contente d'une tension d'alimentation de 5 V parfaitement régulée. Ce composant au plus de l'ordre de 500 FF ne supporte pas du tout des variations de la tension d'alimentation, situation qui se traduit par la destruction du composant. Il est donc vital de placer la régulation à proximité immédiate du capteur et de s'assurer, en cas de mise en oeuvre volante, d'une protection en cas d'inversion de polarité. La consommation de courant est de 18 à 19 mA . Le capteur de boussole se compose d'un rotor miniature tournant sur pivot en saphir combiné à un circuit intégré à effet de Hall et un aimant. La mécanique est dotée d'un amortissement de sorte qu'il faut de l'ordre de $2,5\text{ s}$ environ à la sortie pour suivre un changement

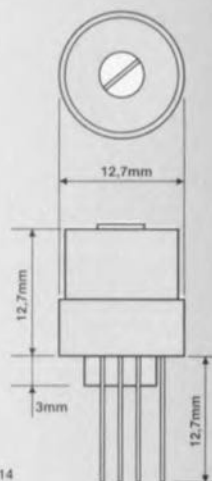
sortie selon un facteur 10 mais également de soustraire du signal la tension de croisement moyenne. L'utilisation optimale d'un convertisseur A/N implique inévitablement un réglage du gain. On a besoin pour cela d'un second potentiomètre pris dans la ligne de contre-réaction. Les sorties du capteur peuvent fournir un courant de 4 mA , de sorte qu'il n'y a pas de limitation à ce niveau quant au choix de l'amplificateur opérationnel. Pour terminer, comme le montre le schéma de principe complet de la figure 4, les 2 signaux analogiques mis en forme sont numérisés. On peut à cet effet utiliser un convertisseur A/N avec multiplexeur voire 2 convertisseurs A/N à 8 bits (un 0804 par exemple), encore qu'il existe des mi-

2

vu du dessus



- 1: $+5\text{VDC/Vcc}$
- 2: Ground
- 3: Output curve 1
- 4: $+5\text{VDC/Vcc}$
- 5: Ground
- 6: Output curve 2



960088 - 14

Figure 2. Caractéristiques physiques du capteur pour boussole 6070.

3

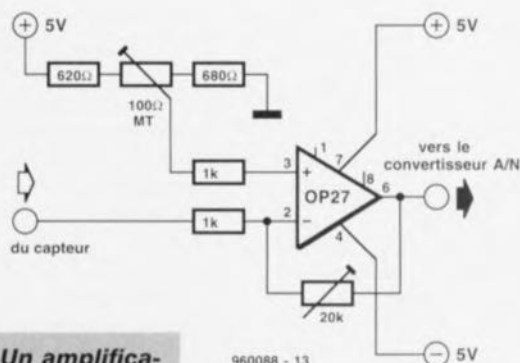


Figure 3. Un amplificateur sommateur ajustable libère le signal de sa tension de croisement centrale et l'adapte à la plage de traitement du convertisseur A/N.

960088 - 13

de direction de 90° . Ce dispositif évite, à l'image du liquide dans les compas magnétiques à amortissement hydraulique, une indécision de l'affichage en raison de la présence d'anomalies magnétiques à proximité immédiate du capteur et des mouvements brusques de la boussole. Avec une construction telle il est clair que le capteur monté verticalement perd, pour la boussole, la composante horizontale du champ magnétique terrestre. Cependant, dès que le capteur quitte la position verticale, il naît une erreur d'inclinaison.

APPLICATION À CONTRÔLEUR

La figure 3 vous propose un schéma permettant un traitement analogique du signal. Les 2 amplificateurs sommateurs ont comme fonction non seulement d'amplifier les signaux de

crocontrôleurs fort bien connus des lecteurs d'Elektor à convertisseur A/N intégré tels que les 68HC11, 80C535, la famille des ST6 voire les PIC 16C71 ou 16C74. Lors du choix du contrôleur il faudra veiller à disposer d'une capacité de lignes de port suffisante en vue de la commande d'un affichage à LED ou à LCD.

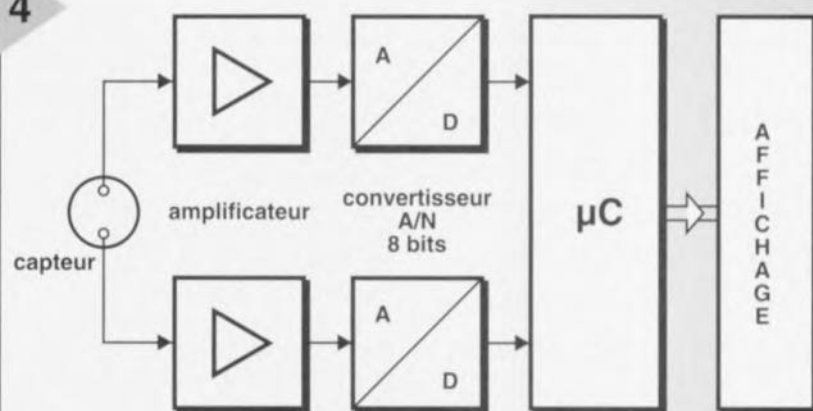
RÉALISATION ET MODE D'EMPLOI

La capteur est très sensible à la présence de pièces magnétisées ou magnétiques. Il faudra donc, lors de la réalisation de ce montage s'assurer de l'absence de magnétisme des composants utilisés sachant que sinon elles peuvent exercer une influence néfaste sur la direction indiquée. Il n'y a pas de danger cependant qu'un champ magnétique externe puisse endommager le capteur. Une dernière astuce : le circuit intégré présent à l'intérieur du capteur se laisse aisément détruire par une température de soudage trop élevée (4 s , 360°C) vu que les fils de contact sont en argent/cuivre et partant d'excellents conducteurs. Il est donc recommandé lors d'une soudure manuelle, de prévoir un dispositif calorifuge entre le point de soudure et le capteur (une pince plate par exemple).

960088-1

Figure 4. Schéma d'ensemble d'une boussole analogique pilotée par microcontrôleur.

4



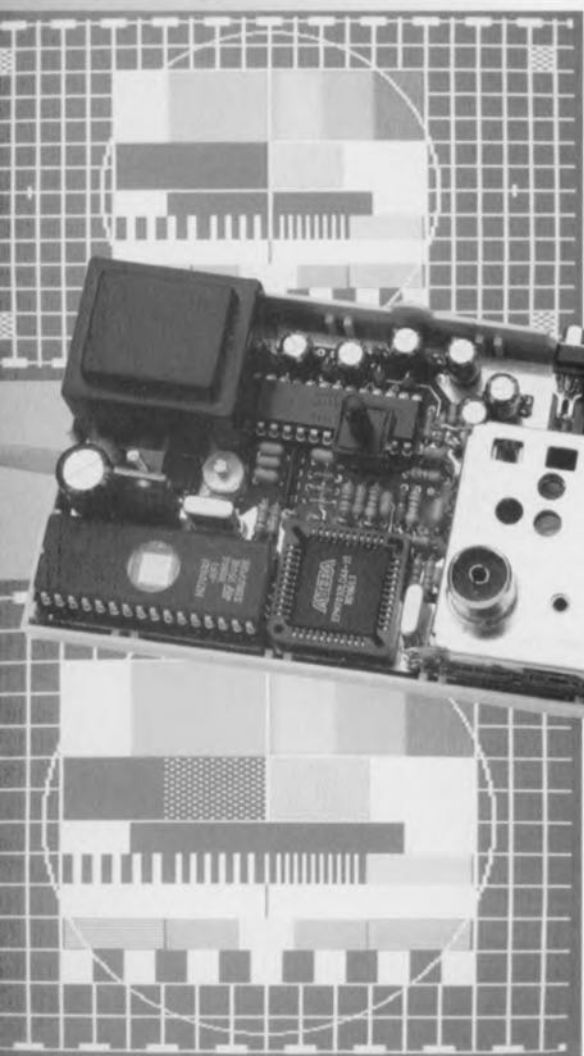
960088 - 12



générateur de mire SV

2^{ème} partie :

mode VGA, mires, réalisation et mode d'emploi



Si dans l'article du mois dernier l'aspect de la génération du signal PALplus s'est retrouvé au premier plan, nous allons dans cet article-ci nous intéresser au mode VGA et au côté pratique de ce montage, c'est-à-dire sa réalisation et sa mise en oeuvre.

projet : W. Foede

Comme nous le disions dans la 1^{ère} partie, lors de la description du code de l'EPROM, les données d'un pixel (R/V/B) sont à chaque fois constituées des bits D2/D1/D0 et D6/D5/D4 respectivement. D3 est le bit d'inhibition de toutes les couleurs, de manière à mettre les bits de pixel à disposition en tant que code par octet pour la commande d'ensemble du système. À une exception près, D3 se retrouve

dans tous les codes par octet, seul XINS à 80_{HEX} ne doit pas empêcher la couleur sachant qu'il faut, dans la ligne 23, en mode WSS, incorporer R/G/B. Un listing en format hexadécimal d'une impulsion de synchronisation verticale (figure 1) permet une identification facile de la correspondance entre les différents codes. La commutation de FH2 (demi-fréquence horizontale) se fait à chaque fois sur le flanc descendant de SHV

(signal de synchronisation horizontale/verticale combiné) et partant à chaque impulsion d'égaleisation et de trame, à moins que D0 n'ait été positionné (détail 1). En mode VGA SHV ne doit contenir que des données de synchronisation de ligne régulières et non pas d'impulsions verticales ni même d'impulsions d'égaleisation. En mode VGA, D4 (cf. détail 2) induit l'absence de SHV, situation dont est responsable D5 en mode TV. La présence de D3, parallèlement à l'absence de D4 et D5, entraîne l'apparition de SHV tant en mode TV qu'en mode VGA (détail 3). Il en va de même dans le cas de SV (synchronisation verticale). D6/D3 positionnés (détail 4) signifie SV dans les 2 modes de travail. D1 en plus inhibe SV en mode VGA, D2 ayant le même effet en mode TV. On dispose ainsi de toutes les possibilités d'adapter les impulsions de synchronisation au mode du moment. Il ne reste plus que la RAZ (Reset). La paire D3/D7 n'a d'effet qu'en TV; associée à D0 elle est active dans les 2 modes.

Comme nous l'avons déjà mentionné, le générateur de mire utilise, pour la génération des mires VGA, les mêmes données d'EPROM que pour celle des mires TV. La différence majeure se situe au niveau du doublement de

la fréquence d'horloge utilisée pour la lecture du contenu de l'EPROM. Pour éviter d'avoir à inverser tous les autres étages la fréquence de 8,86 MHz du quartz dont sont dérivées toutes les autres fréquences (exception faite de l'horloge pour le signal de données PALplus WSS) est doublée à l'aide d'une porte OU Exclusif (EXOR) intégrée dans l'EPLD et portée à 17,7 MHz. Le doublement de la fréquence d'adressage avec les mires VGA donne une fréquence horizontale de $15\,625 \times 2 = 31\,250$ Hz et une fréquence verticale (FV) de $50 \times 2 = 100$ Hz. Si la fréquence de ligne est parfaitement utilisable, la fréquence d'image est elle quelque peu trop élevée, ce que l'on peut changer en modifiant le nombre de lignes par demi-image. Il faut, pour chaque ligne, une capacité mémoire de 284 pixels \times 4 bits = 1 136 bits (142 octets), 312 lignes prennent ainsi 354 432 bits. L'adresse de RAZ pour TV non entrelacé en devient $354\,432 : 8 = 44\,304$ soit AD10_{HEX}. La mémoire utilisable dans le cas d'un domaine d'adresses sur 16 bits est de 524 288 bits (512 K). Cette capacité de mémoire permet le codage d'un maximum de 524 288 : 1 136 = 461 lignes entières. Si l'on positionne l'impulsion de synchronisation d'image en début de mémoire, la RAZ à l'adresse AD10_{HEX} pour TV (88_{HEX}) uniquement et la RAZ pour VGA (89_{HEX}) à 461 lignes \times 142 octets = 65 462 ou FFB6_{HEX}, l'image VGA a 461 lignes à une FH de 31 250 Hz. Ceci nous donne une fréquence d'image de 67,79 Hz. Cette image permet de tester n'importe quel moniteur VGA. Si l'on utilise une image de caractéristiques adéquates, des bandes de couleur sans cercle comme dans la mire 2 (cf. le tableau) le passage de 312 à 641 lignes est totalement invisible. Les mires à cercle en mode TV voient, en mode VGA, leur contenu et leur hauteur changer, cette dernière étant environ 1,5x celle du mode TV. Les mires TV 5 et 6 ont 625 lignes/image complète ou 312,5 lignes/demi-image puis sont entrelacées. La RAZ TV 625 lignes \times 142 octets = 15AAE_{HEX} sert également de RAZ VGA (89_{HEX}), l'espace mémoire (17 bits) étant 1 048 576 bits. Avec 2 impulsions de synchronisation d'image comme en mode TV on a une FH

451ns/Byte (TV)
225ns/Byte (VGA)

```

00 00 00 00 00 00 59 58-58 58 58 58 58 58 58 ..... YXXXXXXXXX
58 58 58 58 58 58 58 58-58 58 58 58 58 58 58 XXXXXXXXXXXXXXXX
58 58 58 58 58 58 58 58-58 58 58 58 58 58 58 XXXXXXXXXXXXXXXX
58 58 58 58 58 58 58 58-58 58 58 58 58 58 58 XXXXXXXXXXXXXXXX
58 58 58 78 78 78 78-78 78 78 78 48 48 48 XXXXXXXXXXXXXXXX
48 48 48 48 48 48 48 48-58 58 58 58 58 58 58 HHHHHHHHHXXXXXXXXX
58 58 58 58 58 58 58 58-58 58 58 58 58 58 58 XXXXXXXXXXXXXXXX
58 58 58 58 58 58 58 58-58 58 58 58 58 58 58 XXXXXXXXXXXXXXXX
58 58 58 58 58 58 58 58-58 78 78 78 78 78 78 XXXXXXXXXXXXXXXX
78 78 78 78 59 58 58 58-58 58 58 58 58 58 58 XXXXXXXXXXXXXXXX

```

960076 - 16a

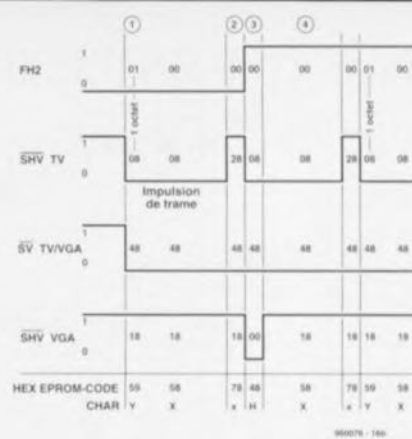


Figure 1. Le listing en format hexadécimal d'une impulsion de synchronisation verticale permet aisément de reconnaître la correspondance des différents octets de code.

= 31 250 Hz et $FV = 100$ Hz, 625 lignes entrelacées (mire VGA 5). Si l'on élimine l'impulsion de synchronisation d'image de la seconde demi-image FH ne change pas, FV passe cependant elle à 50 Hz, 625 lignes non entrelacées (mire VGA 6). On peut ainsi vérifier la synchronisation verticale d'un moniteur multisync de 50 à 100 Hz. On peut, par adaptation du nombre de lignes, programmer n'importe quelle fréquence d'image.

La fréquence de ligne est uniquement limitée par la durée de pixel minimale de 112 ns. La durée de ligne requise est fournie par la formule $n \times 112$ ns, le facteur n devant être pair par rapport au code de l'octet de RAZ (89_{HEX}). En cas de diminution du nombre de pixels/ligne les pixels s'élargissent bien évidemment et avec eux les lignes verticales. Si l'on réalise uniquement le générateur de mire pour le test de moniteurs d'ordinateur on pourra augmenter la fréquence du quartz X2 jusqu'à 15 MHz, voire éventuellement même plus en fonction de l'EPROM utilisée.

LES MIRES

L'EPLD EPM7032 d'Altera est disponible, programmé, auprès des adresses habituelles sous la dénomination

ESS 966507-1. Le synoptique de la figure 2 donne, sous la forme de blocs, les différentes fonctions remplies par le dit composant. L'EPROM (27C040) contenant les données des mires énumérées dans le tableau 1 existe également programmée sous la dénomination ESS 966507-2.

Les mires 1 à 4 occupent chacune 512 Kbits, les mires 5 et 6 1 Mbit chacune. Lors de la mise sous tension l'EPLD est automatiquement initialisée de sorte que l'on voit à chaque fois apparaître la mire n°1. L'ordre et le domaine utilisé par chaque mire sont fixés dans l'EPLD. Le passage à la mire suivante se fait par le biais d'une touche qui attaque un compteur à 3 bits ACTR4. Selon le contenu de ce compteur d'adresse la ligne A16 de l'EPROM est attaquée soit par A15 et ACTR3 soit directement par ACTR4 pour le choix de la mire (cf. figure 2). Il existe également, outre l'EPROM programmée, une disquette contenant outre les données grillées dans la dite EPROM, correspondant aux mires du tableau 1, également les données permettant la création de 20 autres mires. Chaque fichier correspond au contenu d'une demi-image. Le fichier d'aide présent sur la disquette explique comment, à partir de là, fabriquer soi-

même ses propres mires. On peut ainsi, par exemple, créer des mires de base telles que impulsions de synchronisation sans contenu d'image, cercle, série de carreaux et grilles.

On y retrouve les valeurs exactes concernant le début, le milieu et la fin des mires, WSS et bien d'autres informations intéressantes. Les mires ont été programmées en Pascal vu l'extrême difficulté de créer manuellement des cercles et du texte au niveau du pixel.

Nous allons examiner les mires 1 (figure 3a) et 5 (figure 3b) d'un peu plus près vu qu'il s'agit en l'occurrence de mires universelles. La base en est la grille blanche sur fond noir utilisée pour vérifier la convergence dynamique et la géométrie. Les lignes verticales ont la largeur normée de 225 ns. Des carreaux blancs bordent la grille. Si la géométrie et la position de l'image sont correctes ces carreaux ne devraient pas être visibles. Les barreaux ne comportent pas les champs incolores vu que le reste de l'image comporte suffisamment de surfaces blanches et noires. La ligne de grille au passage du vert vers le pourpre recouvre les inévitables parasites dus à l'offset 1/4 de ligne de PAL. L'image étant programmée à 1 bit par couleur il n'est pas possible d'obtenir une échelle de gris à moins de mettre le contraste de couleur à zéro. On pourra utiliser la grille de points pour le réglage de la focalisation. Les mini-carreaux présents dans les coins de la mire 5 servent au même but. Pour le contrôle d'un traitement réel des lignes auxiliaires il a été placé le texte « PALplus » dans les zones auxiliaires des mires 5 (figure 3b) et 6 (figure 4b). Ces mots apparaissent en blanc dans le bloc gris de la mire 5

et dans le bloc noir de la mire 6. En l'absence de codage on ne verra que le mot PALplus en bleu dans la zone auxiliaire. La mire 6

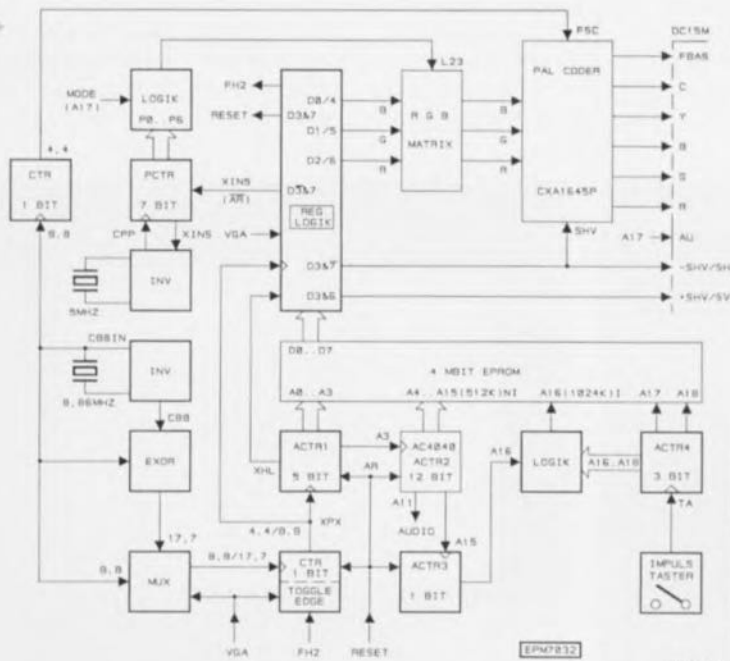


Figure 2. Le synoptique montre que l'EPLD sert à la réalisation, outre des 2 oscillateurs à quartz, de compteurs pilotés par de la logique de commande.

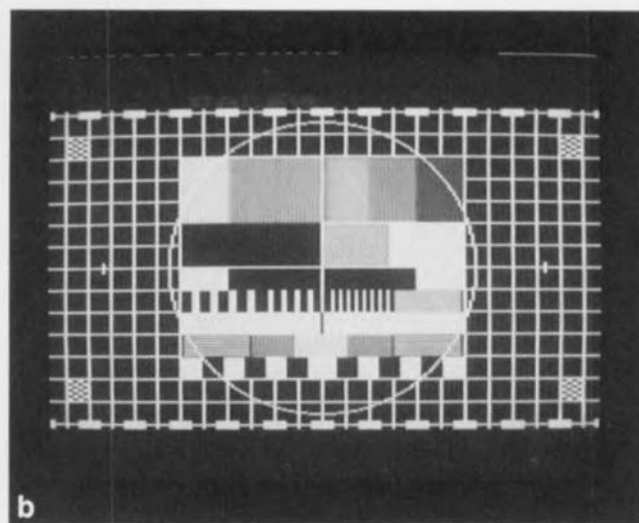
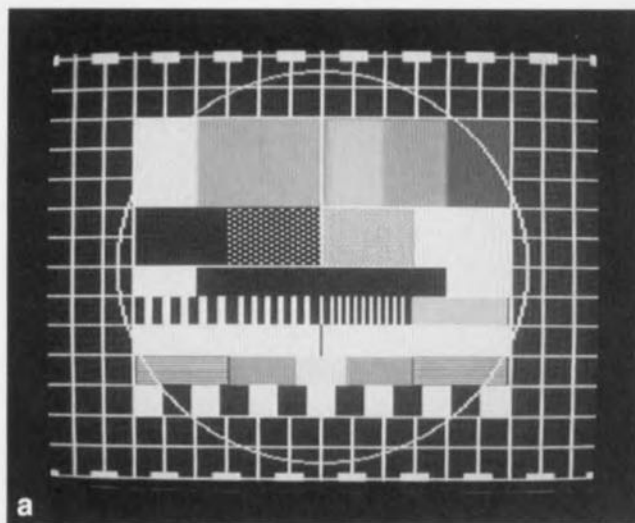


Figure 3. La mire 1 (3a) est une mire TV de base universelle, la mire 5 (3b) étant une version PALplus de la précédente.

montre bien de quelle image-noyau sont originaires les lignes auxiliaires. Le croisillon central

La trame de lignes orange est programmée sous la forme de lignes alternativement rouges et jaunes; elle doit simuler pour le moins la teinte aux alentours de $G-Y=0$. On trouve ensuite l'impulsion de noir dans le blanc. La trame de lignes située à côté du passage rouge-jaune est alternativement bleu-jaune et se comporte comme les champs incolores classiques. Si les fréquences et les positions de phase des chroma auxiliaires du générateur et du récepteur sont correctes les dites zones doivent être aussi peu colorées que possible. Les carreaux noirs-blancs et l'ensemble du contenu de l'image ont été choisis de manière à ce que le cercle passe le moins possible dans le blanc. Immédiatement à la suite de l'impulsion verticale de la 1ère demi-image toutes les mires possèdent 2 lignes de test, des barres de couleur et un multiburst allant jusqu'à 4,43 MHz. Il devient possible ainsi, de contrôler le signal couleur et la réponse en fréquence vidéo indépendamment de la mire proprement dite même sans seconde base de temps lorsque l'on réalise un déclenchement par l'image et que l'on place l'oscilloscope en mode 2 voies alternées. Les dites 2 lignes tombant à coup sûr dans le balayage retour noir elles peuvent servir au test du balayage retour. Il s'agit là bien souvent de l'un des points faibles des moniteurs VGA.

Pas de problème cependant de ce côté-là vu que le signal vidéo est en règle générale nul dans ce domaine spécifique.

LA RÉALISATION

Nous avons dessiné un circuit imprimé double face à trous métallisés de manière à réaliser un montage compact ne posant pas de problème en dépit des fréquences élevées mises en oeuvre, représenté en figure 5. Il présente, quant au dessin et à l'implantation des composants, quelques différences par rapport à ceux du premier prototype photographié pour le premier article. L'implantation des composants exige un soin particulier vu la difficulté d'un dépannage en cas d'erreur à ce niveau. On pourra éviter un court-circuit entre les broches de 2 composants montés verticalement en enfilant un morceau de gaine isolante sur la broche concernée. Attention à la polarité des diodes et des condensateurs polarisés, ainsi qu'au positionnement correct du régulateur et des autres circuits intégrés. Comme d'habitude les circuits intégrés prennent place dans un support et seront mis en place en dernier.

L'alimentation peut prendre la forme soit d'un transformateur monté sur la platine soit d'un adaptateur secteur capable de fournir une tension continue

Tableau1. Les mires.

Nr. Modèle Utilisation

Mires TV :

Non entrelacé (NI)

- | | | |
|---|--------------------|---------------------------|
| 1 | Mire TV standard | universelle |
| 2 | Barres de couleurs | Recherche de panne |
| 3 | Micro-carreaux | Focalisation |
| 4 | Rouge | Homogénéité de la couleur |

Entrelacé (Saut de ligne I). PALplus

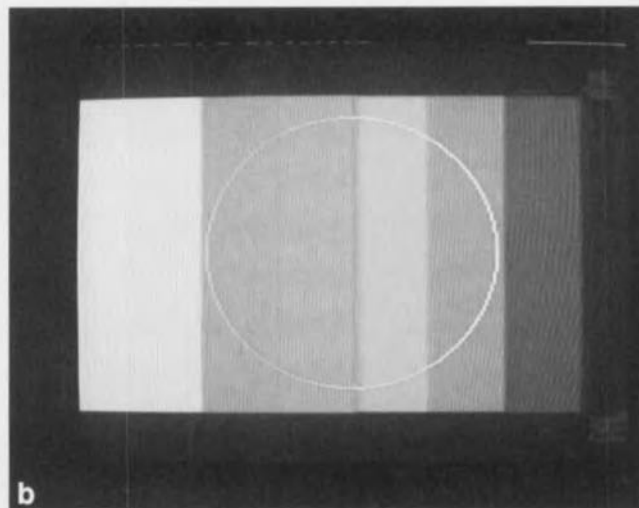
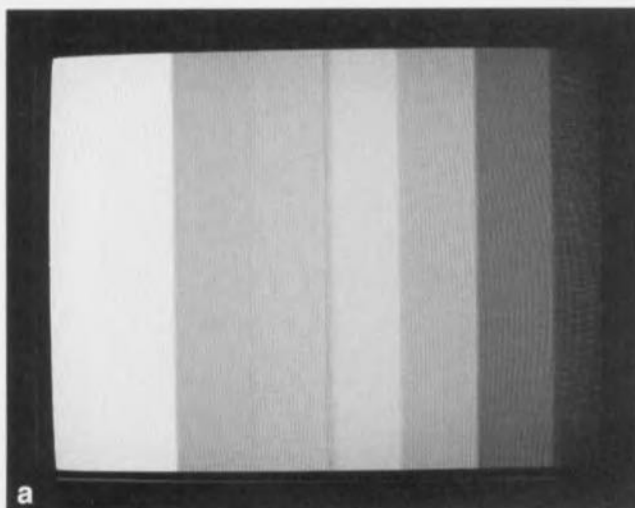
- | | |
|---|--|
| 5 | idem que 1, 16:9 avec identification « PALplus » |
| 6 | idem que 2, 16:9 avec identification « PALplus » |

Mires VGA :

- | | |
|-----|--|
| 1 | idem que TV 1, FH = 31,25 kHz, FV = 100 Hz NI |
| 2-4 | idem que TV 2-4, FH = 31,25 kHz, FV = 68 Hz NI |
| 5 | idem que TV 5, FH = 31,25 kHz, FV = 100 Hz I |
| 6 | idem que TV FH = 31,25 kHz, FV = 50 Hz NI |

Figure 4. La mire 2 (4a) montre les barres de couleurs et permet la recherche de pannes; il en va de même pour la mire 6 (4b) qui représente les barres couleurs en format PALplus avec repère.

permet de préjuger de la convergence statique. Le multiburst suivant possède une largeur d'impulsion minimale de 225 ou 112 ns respectivement.



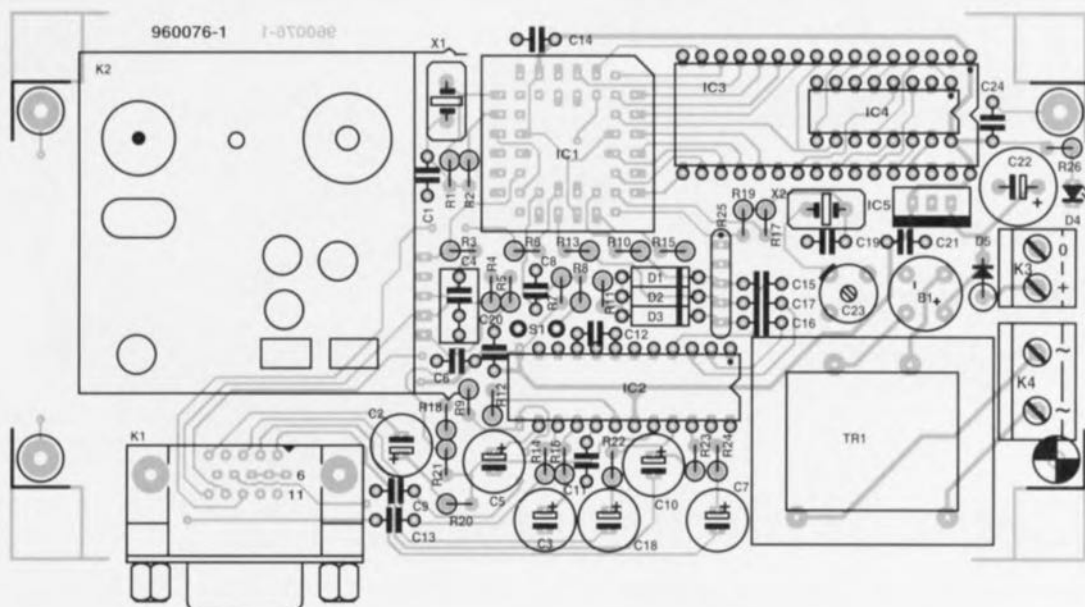


Figure 5. La platine double face à trous métallisés du générateur de mires. Nous avons quelque peu modifié le dessin par rapport au premier prototype.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 100 k Ω
 R2, R19, R26 = 1 k Ω
 R3, R8 = 10 k Ω
 R4, R7 = 2 M Ω
 R5, R6, R14, R16, R20, R22 à R24 = 75 Ω
 R9 = 47 k Ω
 R10, R13, R15 = 390 Ω
 R11 = 100 Ω
 R12 = 15 k Ω 1%
 R17 = 27 k Ω
 R18, R21 = 150 Ω
 R25 = réseau SIL de 4 résistances de 150 Ω

Condensateurs :

C1, C19 = 100 pF
 C2, C3, C7, C10, C18 = 220 μ F/16 V radial
 C4 = 220 nF
 C5 = 100 μ F/16 V radial

C6, C8, C9, C12 à C17, C20, C21, C24 = 100 nF

C11 = 15 pF

C22 = 1 000 μ F/25 V radial

C23 = ajustable 22 pF

C25 = 47 p céramique (cf. texte)

Semi-conducteurs :

D1 à D3 = 1N4148

D4 = LED

D5 = 1N4002 (cf. texte)

IC1 = EPM7032LC44-15 (programmée

ESS 966507-1, Altera)

IC2 = CXA1645P (Sony)

IC3 = 27C4001 100 ns (programmée

ESS 966507-2)

IC4 = 74AC4040

IC5 = 7805

Divers :

K1 = embase encartable sub D à 15 contact en équerre femelle (type

VGA) telle que, par exemple Conrad 74 13 37-77)

K3 = bornier à 2 contacts au pas de 5 mm (cf. texte)

K4 = bornier à 2 contacts au pas de 7,5 mm (cf. texte)

S1 = bouton-poussoir sans rebond à contact travail tel que, par exemple, Conrad 70 76 00-88

X1 = quartz 5 MHz

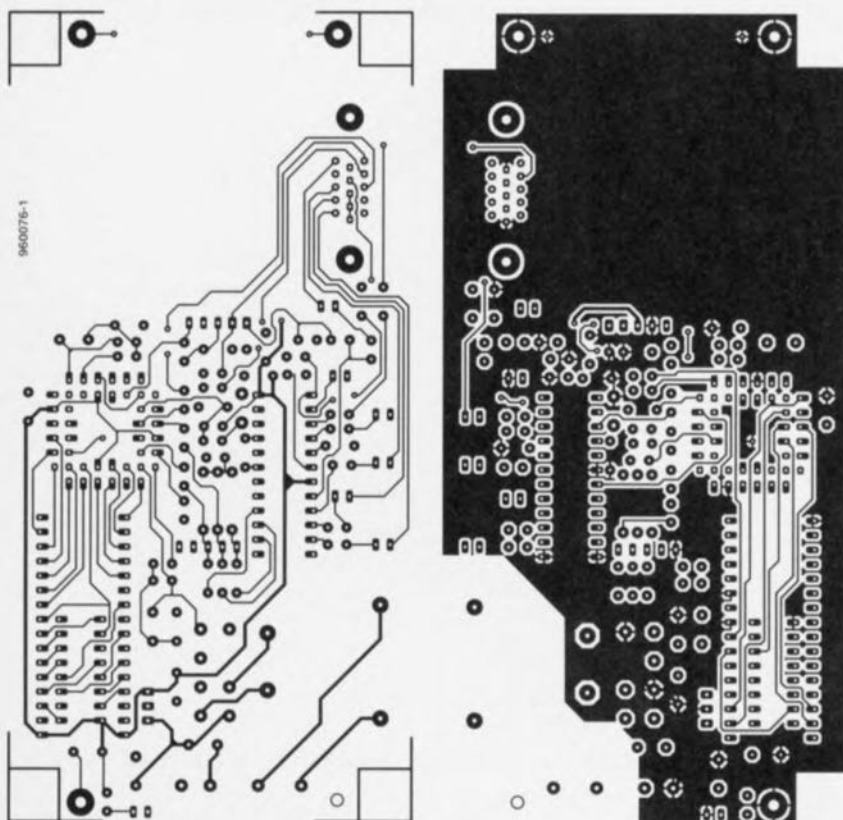
X2 = quartz 8,867238 MHz

TR1 = transformateur 6 V/2VA4 protégé contre les courts-circuits (cf. texte)

B1 = B80C1500 modèle rond (cf. texte) module modulateur UHF (Conrad 19 27 91-88)

boîtier blindé 150 x 80 x 45 mm (tel que, par exemple, Hammond 1591DGY ou 1591DSBK)

Isolation pour T1 et T2



de 9 V sous 150 mA au minimum. En cas de choix de la première solution il faudra utiliser une vis + entretoise en plastique pour le point de fixation à proximité du bornier K4 à moins de décider de ne pas fixer la platine à ce niveau. Si l'on opte pour l'adaptateur secteur on pourra se passer outre de Tr1, également de K4, B1 et de l'interrupteur secteur, mais il faudra alors mettre en place l'embase K3 et la diode D5.

Il faudra veiller, quelle que soit l'option choisie, à établir au minimum une liaison conductrice entre la masse de la platine et le blindage à l'intérieur du boîtier, à l'aide de l'une des vis de fixation. Le module du modulateur monté lui aussi directement sur la platine appelle quelques remarques. La commutation entre les modes TV et VGA fait en effet appel à une utilisation indue de l'interrupteur de test du modulateur. Pour ce faire nous avons « libéré » la broche 5 du module HF non utilisée pour la tension d'alimentation, opération illustrée en figure 6 et consistant à interrompre la piste arrivant sur cette piste (sur le dessous de la platine). Depuis cette broche 5 on établit, à l'aide

d'un morceau de fil de câblage souple isolé, la liaison représentée en figure 6. Le contact central de l'inverseur se trouve, en raison de la liaison établie, en permanence à la masse, éliminant ainsi le mode de test. Le 3ème contact libre de l'inverseur commute alors le signal VGA en provenance de la broche 4, le commutateur Test d'origine étant ainsi devenu un commutateur TV/VGA. L'entrée HF du module de modulateur non utilisée est convertie en connexion BF. Pour ce faire il faut libérer le contact central par une seconde interruption de piste et le relier, à l'aide d'un morceau de fil de câblage souple à l'entrée Audio (broche 2). Le signal BF est appliqué par le biais d'une résistance de 2M Ω , R4. L'entrée BF du modulateur présente une impédance tellement élevée que le signal A11 produit un signal rectangulaire parfaitement audible à une fréquence de quelque 550 Hz. En cas d'application d'une source BF externe le signal

Figure 7. Brochage et points de réglage du modulateur.

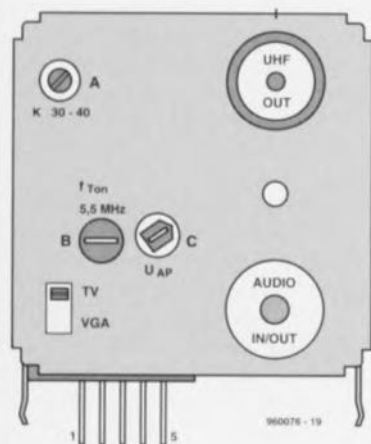


Figure 6. Il faudra procéder à quelques modifications (cf. le texte) de la platine du module de modulateur.

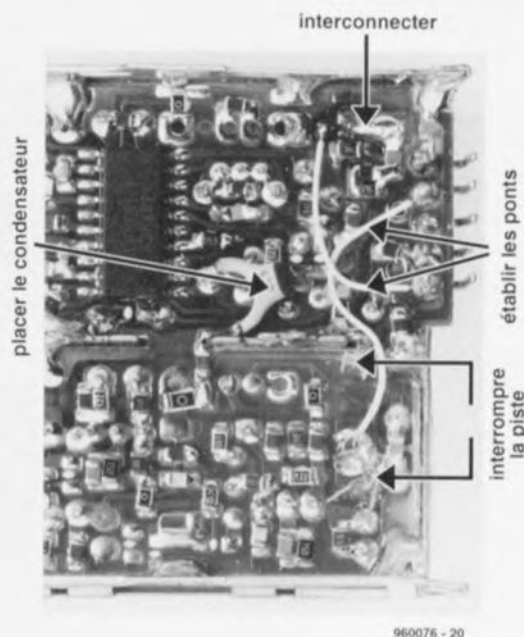
pas craindre de les vérifier à l'ohmmètre, ce qui coûte moins de peine que d'avoir à désolder le modulateur une fois ce dernier monté sur la platine. Avant le montage du module de modulateur on replie les 5 connexions à angle droit. Le modulateur est posé à plat sur la platine et soudé aux 4 coins de son boîtier. Il reste à connecter les 5 connexions de sortie aux points correspondants de la platine.

BRANCHEMENT ET ÉTALONNAGE

À proximité de la sortie antenne du modulateur on trouve une embase sub D à 15 contacts qui constitue la sortie normée classique pour un moniteur VGA. Les signaux FBAS et Y qui ne font pas partie de la norme VGA utilisent des contacts normalement libres sur l'embase sub D. Le signal C occupe le contact 11. En mode VGA la porteuse couleur auxiliaire est coupée de sorte que l'on dispose de la broche correspondante pour ID0. AUDIO avec de l'ordre de 200 mVcc dans 47 k Ω non plus, sur la broche 15/ID1, ne posera pas de problème. Le reste du brochage respecte le standard VGA. Nous vous proposons en **tableau 2** les branchements les plus courants en vidéo de manière à vous simplifier le branchement du générateur de mires. Le bouton-poussoir S1 permet de passer d'une mire à la suivante. Le seul point de réglage que comporte ce montage se situe au niveau du condensateur ajustable C23 par l'intermédiaire duquel, en mode TV, on ajuste à 4,43361875 MHz la fréquence de l'auxiliaire chroma. Si l'on dispose d'un fréquencemètre précis on pourra mesurer le dit signal de préférence sur la broche 6 de IC2. Si l'on ne dispose pas d'un tel instrument on procédera à un réglage visuel en recherchant les meilleures couleurs pour la mire. La **figure 7** donne les points de réglage du modulateur UHF. Le canal UHF (A) sera réglé de façon à ce que, lors d'un réglage fin du télé-

viser dans le sens +>, on n'entre tout juste pas en saturation et que l'on n'ait pas interférence du son dans l'image. Sachant que le modulateur module les 2 bandes latérales il n'est pas exclu que l'on règle du mauvais côté. La porteuse son (B) se trouve le plus souvent au bon endroit. Le réglage se fait par recherche du meilleur son. Comme il est dérivé de A11, il présente une tonalité quelque peu rauque. Le point de travail (C) du modulateur sera lui aussi réglé du bon côté. Lors du peaufinage du réglage on portera son attention sur le jaune, le son et la synchronisation. Le jaune donne une bonne indication quant à l'écrêtage du signal vidéo du côté du blanc. Ceci termine le réglage du générateur de mires que l'on pourra maintenant utiliser à bon escient dans son laboratoire TV.

interne est quasiment court-circuité par la faible résistance de sortie de la source et en devient pratiquement inaudible. La sensibilité est de l'ordre de 500 mV dans 47 k Ω , de sorte que l'on peut y appliquer des signaux BF en provenance de sources audio classiques telles que lecteurs de cassettes ou de Compact Disc. Le signal est coupé par un simple court-circuit de la fiche. La figure 6 montre également un condensateur céramique additionnel de 47 pF, que l'on retrouve dans la liste des composants sous la dénomination de C25, condensateur qu'il faudra souder à l'endroit indiqué en raccourcissant autant que possible ses connexions. En l'absence de ce condensateur de découplage l'image du modulateur présente une diaphonie sensible particulièrement gênante au niveau du PALplus décodé. Il faudra effectuer les dites modifications avec le maximum de soin et ne



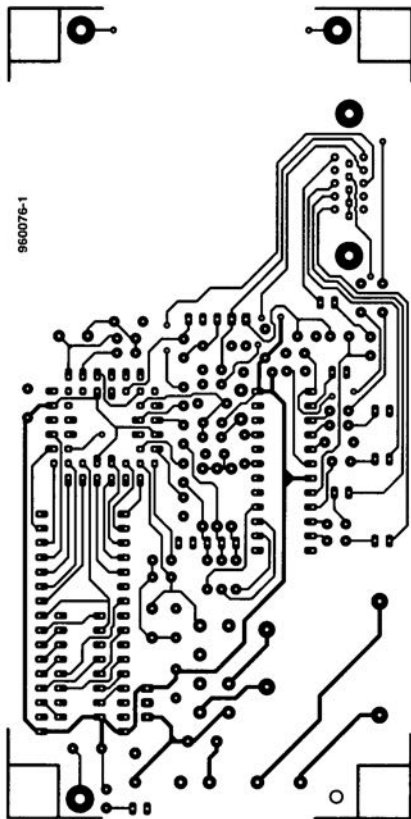
960076 - 20

960076-II

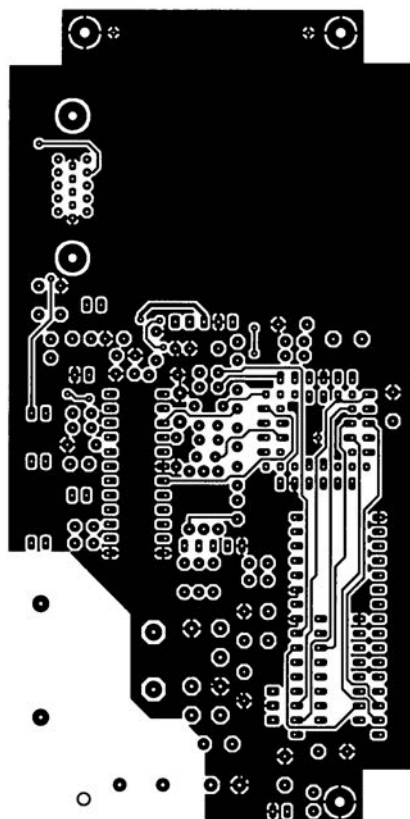
Tableau 2. Brochage des liaisons vidéo les plus courantes

Générateur de mires	SCART*E S-VHS	SCART FBAS	SCART RGB	DIN AV*	HOSIDEN S-VHS
DC15HD (VGA)					
Broche 1 +R			15		
Broche 2 +G			11		
Broche 3 +B			7		
Broche 4 NC (ID2)					
Broche 5 +FBAS		20		2	
Broche 6 GND R	4, 17		4, 5		
Broche 7 GND G	14	4, 17	9, 13	3	1, 2
Broche 8 GND B			18		
Broche 9 +Y (NC)	20				3
Broche 10 GND					
Broche 11 C (ID0)	15				4
Broche 12 NC (ID1)					
Broche 13 -SHV(-SH)					
Broche 14 +SHV(-SV)			20		
Broche 15 AU (ID3)	2, 6	2, 6	2, 6	4, 5	
Blindage masse (GND)	21	21	21	3	5
HF Audio/Out					Audio/IN

* Interconnecter les broches 1 et 5 dans la fiche (commutation)



950076-1



de 9 V sous 150 mA au minimum. En cas de choix de la première solution il faudra utiliser une vis + entretoise en plastique pour le point de fixation à proximité du bornier K4 à moins de décider de ne pas fixer la platine à ce niveau. Si l'on opte pour l'adaptateur secteur on pourra se passer outre de Tr1, également de K4, B1 et de l'interrupteur secteur, mais il faudra alors mettre en place l'embase K3 et la diode D5.

Il faudra veiller, quelle que soit l'option choisie, à établir au minimum une liaison conductrice entre la masse de la platine et le blindage à l'intérieur du boîtier, à l'aide de l'une des vis de fixation. Le module du modulateur monté lui aussi directement sur la platine appelle quelques remarques. La commutation entre les modes TV et VGA fait en effet appel à une utilisation indue de l'interrupteur de test du modulateur. Pour ce faire nous avons « libéré » la broche 5 du module HF non utilisée pour la tension d'alimentation, opération illustrée en **figure 6** et consistant à interrompre la piste arrivant sur cette piste (sur le dessous de la platine). Depuis cette broche 5 on établit, à l'aide



testeur d'ampoules à incandescence

Ce montage ne se contente pas de vérifier si une ampoule est en bon état de fonctionnement mais il permet également de déterminer la puissance de l'ampoule en question. Il est vrai que le wattage est en général indiqué sur le globe mais il arrive souvent que cette indication ne soit au bout d'un certain temps que difficilement ou plus du tout lisible. Le testeur décrit ici vous indiquera clairement s'il s'agit d'une lampe de 15, 25, 40, 60, 75 ou 100 watts. Plutôt pratique, non ?

Si la question se limite à vérifier de temps en temps le bon état de fonctionnement d'une ampoule, il ne sera pas nécessaire dans la plupart des cas de prévoir un testeur spécifique. Une simple lampe de chevet ou une douille munie d'un classique cordon secteur seront largement suffisants. Un testeur fonctionnant sans connexion au secteur sera cependant par nature plus sécurisant.

Il en va tout autrement lorsque l'on a souvent affaire à des ampoules défectueuses. Quand au moment du remplacement il faut encore faire un choix dans une boîte contenant un tas d'ampoules dont l'inscription n'est pas trop lisible, un appareil mettant en évidence l'état et le wattage de ces ampoules est pratiquement indispensable. En principe, il est très facile de tester et d'identifier les lampes à incandescence



à l'aide d'un simple ohmmètre. Si l'ampoule est « claquée », le filament est cassé et présente donc une résistance (très) élevée. Si l'ampoule est en ordre de marche, le filament constitue une résistance faible. De plus, la valeur de la résistance ainsi mesurée est indicative de la puissance de l'ampoule. Vous pourrez vous en rendre compte en consultant les deux dernières colonnes du **tableau 1** où se trouve indiquée la résistance de filament (mesurée à froid) des ampoules les plus courantes.

Armés du tableau 1 et d'un multimètre numérique, nous sommes donc maintenant en mesure de démasquer n'importe quelle ampoule. Cette solution n'est cependant pas à proprement parler très pratique, raison pour laquelle nous avons essayé de simplifier cette mesure et de la rendre plus conviviale.

LE PILOTE D'AFFICHAGE LM3915

Il ne nous sera bien sûr pas nécessaire d'en passer par la mesure des résistances. À l'aide d'une source de courant externe, nous pouvons traduire la valeur de la résistance à froid de diverses lampes en une tension et fabriquer un appareil qui réagira en fonction de cette tension. Et comme nous souhaitons conserver sa simplicité à cette opération, nous en aurons en principe vite terminé avec ce travail. C'est pourquoi nous avons décidé de recourir à un LM3915, circuit pilote d'affichage bien connu, ce qui règle en un tour de main le problème de l'affichage de la tension mesurée.

Ce LM3915, dont la **figure 1** nous remémore le schéma-bloc, est un circuit spécialement conçu pour l'affichage d'une tension analogique sous la forme d'une échelle à LED. Les ingrédients dont ce circuit fait usage sont une source de tension de référence interne, un diviseur résistif de précision à 10 niveaux et 10 comparateurs dont la sortie de chacun d'eux est capable de piloter directement une LED. Le diviseur de tension est calibré de telle sorte que l'échelle d'affichage des LED soit logarithmique par pas de 3 dB; le seuil de chaque comparateur se trouve donc 1,414 fois plus haut que celui de son prédécesseur.

La tension d'entrée est mesurée à partir de la patte 5. Le champ des tensions d'entrée acceptables peut être facilement adapté en agissant sur la tension de référence. La source de tension interne délivre entre les pattes 7 et 8 une tension de 1,25 volts. À l'aide d'un diviseur de tension externe, nous pouvons donc imposer une tension déterminée entre la patte 7 et la masse. Le choix de cette tension n'est cependant pas complètement libre car, comme on le voit sur le schéma-bloc, la résistance entre la patte 7 et la masse est également déterminante en ce qui concerne l'intensité avec laquelle les LED s'illumineront. Le courant fourni aux LED est supérieur d'un facteur 10 à celui qui traverse cette résistance.

LA SOURCE DE COURANT

La seule chose qui manque encore au LM3915 pour devenir un parfait testeur d'ampoules, c'est une source de courant. Puisque nous allons faire passer à travers l'ampoule à tester un cou-

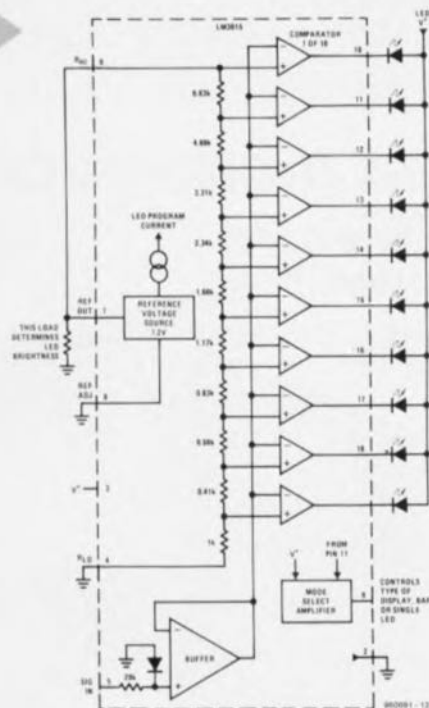


Figure 1. Reproduction du schéma-bloc interne du LM3915.

rant constant et que la tension résultante sera acheminée à la patte 5 du LM3915, il en résultera l'illumination d'une des LED et ceci en fonction de la tension mesurée (lire: le wattage de l'ampoule). Vu que le LM3915 est parfaitement capable de traiter des tensions faibles, nous pourrions nous contenter d'un courant faible lui aussi. La batterie de l'instrument de mesure n'aura donc pas à subir de traitement trop violent. Nous avons par conséquent opté pour un courant de mesure de 5 mA et le tableau 1 indique quelles seront les tensions résultantes.

En ce qui concerne la réalisation de la source de courant, la source de tension de référence du pilote d'affichage vient bien à point. Jetons un oeil à la figure 2, laquelle représente le schéma complet du testeur de lampes à incandescence. Il y a entre les pattes 7 et 8 une tension de 1,25 volts – cela nous le savions déjà. Par conséquent, nous retrouvons aux bornes de R1 et R2 prises ensemble une tension de 2,2 volts. Cette tension définit en même temps la limite supérieure des tensions mesurables puisque la patte 7 est connectée à la partie supérieure du diviseur de tension interne (patte 6). La LED rouge connectée à la patte 10 (D1) s'illuminera donc si la tension présente sur la patte 5 dépasse la limite de 2,2 volts. Les autres seuils de tension sont dérivés de cette valeur et sont indiqués dans le tableau 1.

Mais revenons maintenant à la source de courant. Mis à part le diviseur de tension, la tension aux bornes de l'ensemble R1 + R2 est également appli-

quée à la base de T1. Nous retrouvons donc aux bornes de R4 une tension constante de $2,2 - 0,6 = 1,6$ volts. Selon la valeur choisie pour R4, le courant d'émetteur sera d'environ 4,8 mA. Puisqu'il est bien connu que le courant d'émetteur et le courant de collecteur sont pratiquement identiques, le courant traversant P1 et R3 sera donc également de 4,8 mA. A l'aide de P1, il est maintenant possible d'ajuster la tension aux bornes de la résistance d'émetteur R5 à exactement 1,1 volts. R5 sera donc traversée par un courant de 5 mA exactement – courant qui traversera également le collecteur de T2 et donc l'ampoule Rx.

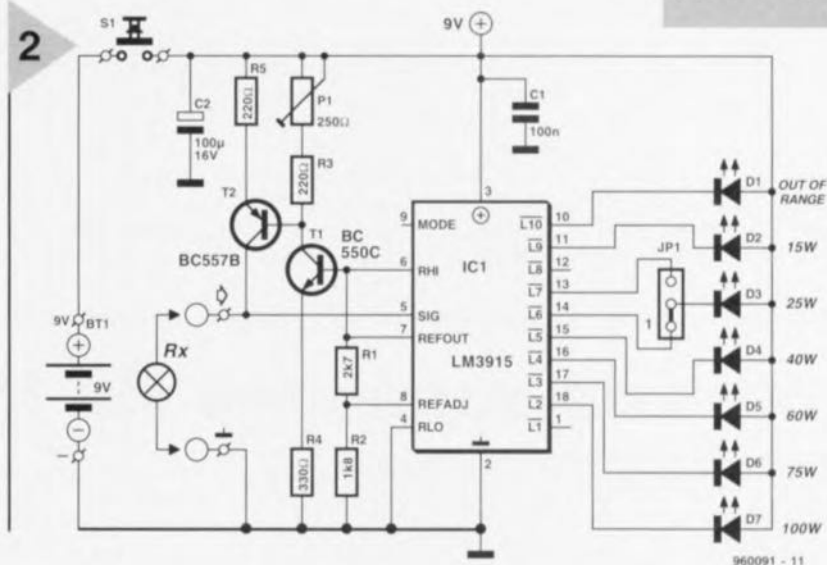
La chute de tension aux bornes de Rx se retrouve sur la patte 5 de IC1 et nous savons déjà grâce au tableau 1 laquelle des LED s'allumera en fonction de cette tension. Nous avons constaté avec nos « ampoules de test » que la tension mesurée

CONSTRUCTION ET MISE EN BOÎTIER

La figure 3 montre le dessin d'un circuit imprimé compact que nous avons développé pour ce testeur. A l'aide de ce circuit imprimé, la construction de ce montage sera une tâche relativement simple, d'autant que le nombre de composants est très réduit. Puisque ce circuit imprimé est disponible auprès des sources habituelles, la « barbotte » dans l'acide ne sera donc pas nécessaire. En ce qui concerne IC1, il sera préférable de le monter sur un support pour circuits intégrés. Faites bien attention à la polarité lors de la connexion des LED; pour mémoire la patte la plus « C »ourte correspond à la « C »athode (= la barrette du symbole). La manière dont seront montées les LED dépendra du boîtier choisi pour y placer le montage. Dans la plupart des cas, il sera préférable de ne pas souder directement les LED sur la platine mais de les installer par exemple dans le couvercle du boîtier et de les raccorder au circuit à l'aide de fil souple. La figure 4 montre ce à quoi ressemble le circuit une fois monté.

L'alimentation

Figure 2. Pour créer un testeur d'ampoules, il nous a suffi d'adjoindre une source de courant de précision à un circuit pilote d'affichage.



à partir d'un courant de 5 mA tombait à chaque fois juste entre deux seuils de commutation successifs du LM3915. Seule la tension mesurée à partir d'une ampoule de 25 W peut parfois poser des problèmes puisque cette tension (0,750 V) est relativement proche du seuil immédiatement supérieur, soit 0,7980 V.

Indépendamment de la tolérance des composants et de l'exactitude du réglage de P1, il pourra s'avérer souhaitable de connecter D13 à la patte 13 au lieu de la patte 14. C'est pour cette raison que nous avons laissé ce choix possible à l'aide du pontet JP1.

du circuit sera facilement assurée à partir d'une simple batterie de 9 volts. La consommation du montage se situant autour des 15 mA et puisque ce courant ne sera drainé que lors de l'appui sur la touche de test S1, la batterie durera fort longtemps. Même équipé de sa batterie, la taille du montage reste très réduite. La recherche du boîtier convenable pour l'ensemble ne posera donc aucun problème. Les seuls points importants sont que les LED doivent être bien visibles, que la touche de test S1 doit être facilement accessible et que deux contacts de test destinés aux ampoules à tester puissent y être solidement fixés. Pour cela,

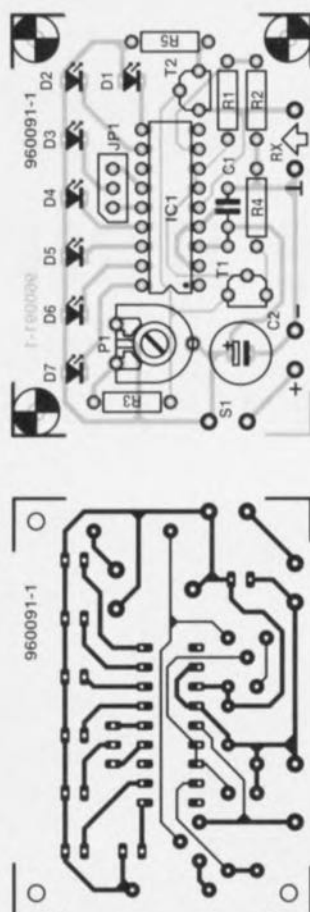


Figure 3. L'assemblage du circuit vous prendra au maximum une petite heure.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 2k Ω 7
R2 = 1k Ω 8
R3, R5 = 220 Ω
R4 = 330 Ω
P1 = 250 Ω ajustable

Condensateurs :

C1 = 100 nF
C2 = 100 μ F/16 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = LED rouge, faible courant
D2 à D7 = LED verte, faible courant
T1 = BC550C
T2 = BC557B
IC1 = LM3915 (National Semiconductor)

Divers :

JP1 = morceau de barrette autosoudable mâle à 3 contacts + cavalier
S1 = bouton-poussoir unipolaire
BT1 = pile compacte 9 V + connecteur à pression contacts pour ampoule à incandescence

le mieux est d'utiliser deux morceaux de laiton; une plaquette en guise de contact pour la partie inférieure de l'ampoule et, par exemple, un morceau de profilé en « L » sur lequel appuyer le côté du culot de l'ampoule. La figure 5 montre encore une fois si

cela est nécessaire comment et où se font les raccords sur le circuit imprimé.

MISE AU POINT

Une fois le circuit monté, la première chose à faire est de vérifier celui-ci encore une fois à l'aide de la figure 3 et de la liste des composants. Est-ce que le circuit intégré n'est pas installé tête-bêche ? Est-ce que les connexions positive et négative du condensateur électrochimique C2 ne sont pas interverties ? Une fois que tout a été attentivement vérifié et vous paraît correct, la batterie peut être connectée; on peut alors mesurer la tension entre les pattes 7 et 2 (masse) de IC1. N'oubliez pas de pousser sur S1 ! Cette tension doit se situer aux environs de 2,2 volts. Une éventuelle différence pourra être corrigée en agissant sur la valeur de R2; une plus grande résistance résultera en une tension plus élevée.

Quand tout sera en ordre, connectez un ampèremètre aux bornes destinées à l'ampoule à tester et réglez P1 de façon à ce que le courant mesuré soit précisément de 5 mA. Ce sera alors le bon moment pour essayer un assortiment d'ampoules de test afin de vérifier si les indications fournies par les LED sont cohérentes. Ce sera aussi le moment de déterminer la meilleure

Tableau 1.

Seuil de commutation IC1	LED nr.	Tension de mesure (I = 5mA)	Type d'ampoule	Résistance du filament (à froid)
2,20 V	D1	> 2,2 V		
1,556 V	D2	1,680 V	15 W	336 Ω
1,1025 V				
0,7980 V				
0,5525 V	D3	0,750 V	25 W	150 Ω
0,3909 V	D4	0,475 V	40 W	95 Ω
0,2765 V	D5	0,2925 V	60 W	58,5 Ω
0,1961 V	D6	0,245 V	75 W	49 Ω
0,1382 V	D7	0,180 V	100 W	36 Ω
0,0980 V				

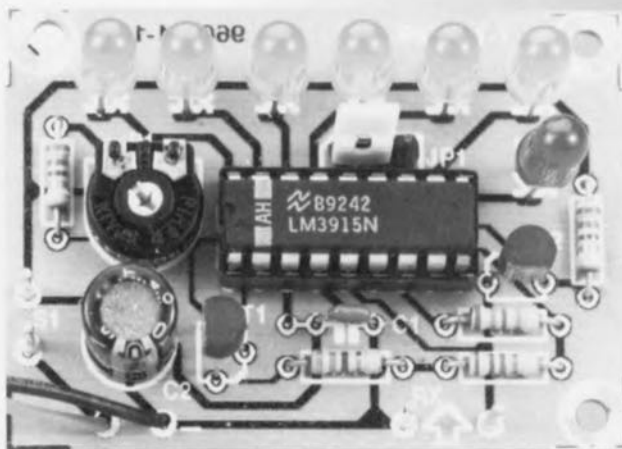


Figure 4. Si tout s'est passé comme prévu, voici le résultat du travail de soudure.

position pour JP1. Si les résultats sont un peu « à côté de la plaque », une légère correction au niveau de la position de P1 pourra s'avérer salutaire. Encore un conseil pratique pour terminer : bien que le courant de test de 5 mA ne soit pas vraiment élevé, il sera malgré tout suffisant lors du test d'ampoules de 15 W pour élever au bout de quelques secondes et ce de manière sensible la résistance du filament de l'ampoule. Il ne faudra donc pas prolonger le test inutilement sous peine de voir finalement s'allumer (à tort) la LED D1 indiquant une ampoule défectueuse.

960091-1

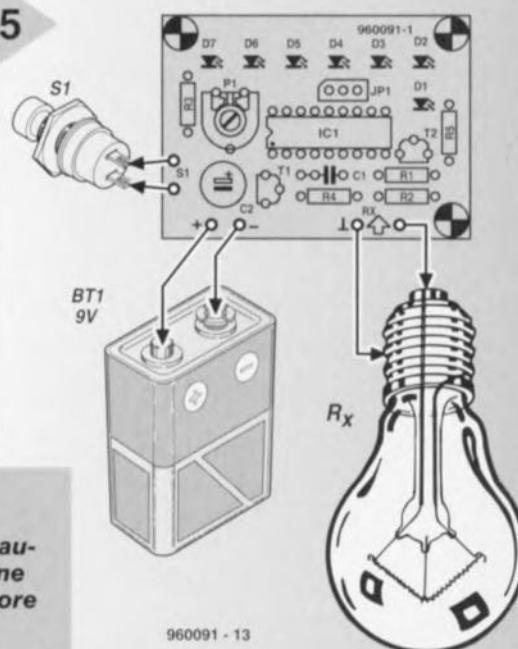
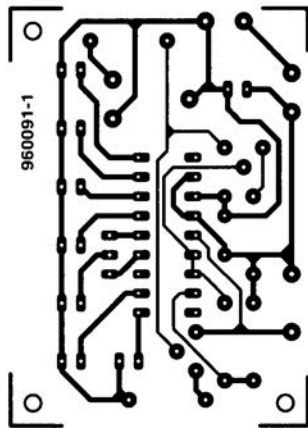


Figure 5. Avec ce schéma sous les yeux, il n'y a plus aucune chance qu'une erreur puisse encore vous échapper.

960091 - 13



sateur électrochimique C2 ne sont pas interverties ? Une fois que tout à été attentivement ré-vérifié et vous paraît correct, la batterie peut être connectée; on peut alors mesurer la tension entre les pattes 7 et 2 (masse) de IC1. N'oubliez pas de pousser sur S1 ! Cette tension doit se situer aux environs de 2,2 volts. Une éventuelle différence pourra être corrigée en agissant sur la valeur de R2; une plus grande résistance résultera en une tension plus élevée.

Quand tout sera en ordre, connectez un am-

0,5525 V	D3	0,750 V	25 W	150 Ω
0,3909 V	D4	0,475 V	40 W	95 Ω
0,2765 V	D5	0,2925 V	60 W	58,5 Ω
0,1961 V	D6	0,245 V	75 W	49 Ω
0,1382 V	D7	0,180 V	100 W	36 Ω
0,0980 V	-	-	-	-





posemètre pour chambre noire

jusqu'à la bonne valeur en 12 crans

Sans vouloir, le moins du monde, critiquer le travail des centrales de développement, nous connaissons nombre de photographes amateurs qui n'y feront jamais développer ni reproduire les films qu'ils ont « exposé » avec tant de soin. C'est à l'intention spéciale de ce groupe d'amateurs que nous décrivons ici un posemètre pour chambre noire étalonnée en diaphragmes et demi-diaphragmes. Par le choix de cette approche la mise en oeuvre devient sensiblement plus facile que dans le cas de l'utilisation d'un système chronométrique à échelle linéaire.



Les appareils photo comportent, en règle générale, un anneau de réglage du diaphragme et un autre pour celui de la durée d'ouverture de l'obturateur. Ceux d'entre nos lecteurs utilisant un appareil non automatique auront sans doute remarqué que la gradation de cette échelle se fait toujours par facteur de 2. Le cran suivant correspond à un niveau double de lumière, la position précédente divisant par 2 la quantité de lumière à laquelle se trouve exposé le film. Dans les chambres noires on

connaît également cette progression par crans. Si le réglage du diaphragme est toujours parfaitement défini il en va tout autrement en ce qui concerne la durée d'exposition (temps de pose). Bien souvent le posemètre en question est doté d'une échelle linéaire. Pour peu que l'on fasse appel à une montre ou un chronomètre en tant que système générateur d'unité chronologique et voilà que le problème pointe le bout de son nez. Le choix de la durée de pose précise se complique et s'accompagne

Le 555

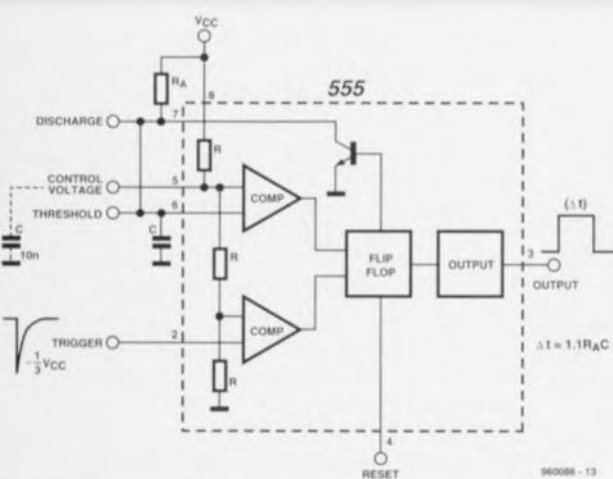
C'est à juste titre que l'on peut baptiser le 555 de cheval de trait universel de l'électronique moderne. Quasiment partout où il faut un temporisateur à constante RC on pourra utiliser ce circuit intégré sans le moindre problème. Le 555 permet de construire des multivibrateurs tant monostables qu'astables. La plage de fréquences dans laquelle ce composant est utilisable va de 0 à 500 kHz. Il existe une version CMOS du 555, appelée 7555 ou TLC555 encore plus récemment. Grossièrement, comme le montre le synoptique de la structure interne, le circuit intégré se compose d'un diviseur réalisé à l'aide de 3 résistances identiques, de 2 comparateurs, d'une bascule bistable et d'un tampon de sortie. Lors de l'application sur la broche 2 d'une impulsion de déclenchement descendante ($< 1/3 V_{CC}$) le condensateur du temporisateur, C, est déchargé par l'intermédiaire d'un transistor interne. Le condensateur se recharge ensuite à travers la résistance du réseau RC, R_A . Dès que la tension aux bornes du condensateur a atteint $2/3 V_{CC}$ la bascule bistable est repositionnée en mode de sortie. La valeur de la durée (T) de l'impulsion de sortie répond à la formule suivante : $T = 1,1 \times R_A \times C$. Dès que la constante RC s'est écoulée le 555 revient dans sa position de sortie. On peut démarrer la période suivante.

projet: H. Valk

Caractéristiques techniques:

Durées de pose:	étalonnée par cran et demi-cran (diaphragme) + 1/4 de cran 1 à 45s
Correction:	12
Plage:	incorporée
Nombre de positions:	incorporée
Commande de lampe:	300W
Fonction de focalisation:	incorporée
Puissance maximale:	
Alimentation:	

sou-
vent d'un tas de calculs. Dans la pratique, un cran plus loin correspond à un doublement du temps de pose. Si le test d'exposition s'est fait à une durée de 1 s, ce fameux cran additionnel doit se traduire par une durée de 2 s. De même le cran suivant celui correspondant à 30 s doit passer à 60 s. (On peut à juste titre faire une remarque ici. Dans le cas de temps de pose importants des effets tels que le fameux effet de Schwartzschild ne manqueront pas de jouer un rôle. De ce fait le comportement linéaire du papier photographique est influencé par de longues durées d'exposition. Il est bon de procéder à une correction additionnelle de la durée de pose.) Un changement d'un demi-cran pose immédiatement des problèmes. Ce n'est plus un facteur 2 qu'il faut respecter, mais un facteur $\sqrt{2}$ (1,414). On se voit inévitablement contraindre à utiliser une calculatrice pour calculer la durée de pose exacte, opération qu'il faut en outre faire dans le noir ! On comprend ainsi que les vrais amateurs aient besoin d'un exposimètre graduée en crans et demi-crans. Il va sans dire que le posemètre décrit ici répond à cette requête. Il est en outre doté d'une possibilité de correction de la durée de pose d'un quart de cran. Le résultat de tout ceci est une résolution devant répondre aux souhaits les plus exigeants.



LA MISE EN PRATIQUE

La figure 1 vous propose le schéma du posemètre pour chambre noire. Il s'agit, grossièrement, d'une application basée sur le temporisateur le plus universel qui soit, un (NE)555. Le circuit de base est doté d'une électronique additionnelle assurant l'interfaçage au secteur et d'une

alimentation compacte. Lorsque l'on utilise un 555 pour réaliser un temporisateur, l'élément induisant la chronologie est un simple réseau RC. Dans un encadré nous vous proposons d'en-

montage n'ayant que faire de cette résolution additionnelle peuvent tout simplement ne pas implanter l'inverseur S2 ni le condensateur C2. Le posemètre possède dans ce cas-là la plage de base de 12 crans, ce qui suffit largement pour la quasi-totalité des utilisations. L'activation du posemètre se fait par le biais du bouton-poussoir S3. Dès la fermeture du dit organe de commande on a apparition d'une impulsion de déclenchement descendante sur la broche 2 de IC1. L'électronique du circuit d'entrée est telle que la durée d'activation de S3 n'a pas d'influence sur la durée de pose. Au début de la pseudo-période la sortie (broche 3, Q) passe au niveau logique haut. Via la diode D2 et la résistance

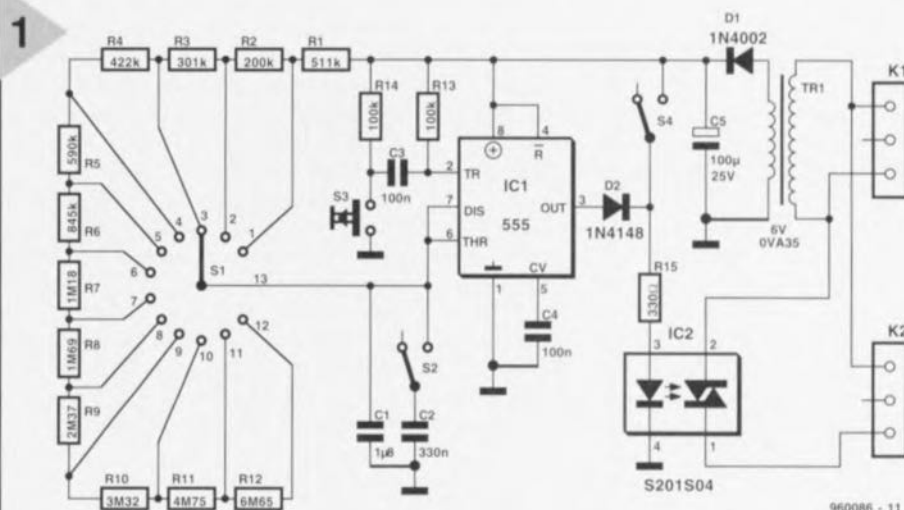


Figure 1. L'électronique de notre posemètre finaud que nous avons gardé aussi simple que possible.

trer dans le détail du fonctionnement d'un temporisateur monostable à base de 555. Comme mentionné dans le sous-titre, notre posemètre connaît 12 positions de base étagées d'un demi-cran. Le rotacteur S1 introduit, en association avec les résistances R1 à R12, la composante ohmique du réseau RC définissant la chronologie, la composante capacitive prenant la forme des condensateurs C1 et C2. Le condensateur C1, 1μF8, est en circuit, le condensateur C2 entrant en fonction dès la fermeture de l'inverseur S2. Cette capacité additionnelle sert au peaufinage du réglage existant en le dotant d'un quart de cran supplémentaire. Si l'on a fermé l'inverseur S2 la durée de pose choisie est allongée d'un quart de cran. Les réalisateurs potentiels de ce

R15, la LED intégrée dans le relais à semi-conducteur IC2 s'allume. Ceci a pour résultat un allumage possible de l'ampoule de l'agrandisseur. À la fin de la durée de la pseudo-période la broche 3 repasse au niveau bas et le relais à semi-conducteur décolle. L'ampoule de l'agrandisseur s'éteint alors. Nous avons ajouté l'inverseur S4 de manière à permettre une commande de l'ampoule de l'agrandisseur indépendamment du posemètre. Si S4 est fermé l'ampoule de l'agrandisseur est allumée, permettant de procéder à l'agrandissement de la partie du négatif requise. On peut également à cet instant régler correctement la focalisation de cet appareil. Une fois que S4 est rouvert le posemètre reprend le contrôle de l'agrandisseur. L'agrandisseur est branché au bornier K2, la tension du secteur l'étant elle au bornier K1. L'alimentation du posemètre est tout ce qu'il y a de plus simple. La diode D1 redresse la tension du se-

Tableau 1. Composition du réseau de résistances.

Position	R [Ω]	R-totale [Ω]	durée [s]
1	511 k	511 k	1,00
2	200 k	711 k	1,41
3	301 k	1M012	2,00
4	422 k	1M434	2,84
5	590 k	2M024	4,01
6	845 k	2M869	5,68
7	1M18	4M049	8,02
8	1M69	5M739	11,36
9	2M37	8M109	16,06
10	3M32	11M429	22,63
11	4M75	16M179	32,03
12	6M65	22M829	45,20

condaire du transformateur, le condensateur C5 assurant le filtrage de la dite tension. On dispose ainsi d'une tension continue de quelque 8 V.

DIMENSIONNEMENT DES CRANS DU POSEMÈTRE

Il n'est pas difficile, dès lors que l'on suppose que l'on dispose d'une plage de 12 positions séparés d'un demi-cran (2) de calculer le réseau de résistances

nécessaire. Nous avons un avantage important : la valeur des résistances n'a rien de critique. À tel point que si l'on se dote de la possibilité d'utiliser l'option quart de cran on peut se permettre une tolérance de près de 19% sans que les domaines définis ne se recoupent. La durée de la pseudo-période répond à la formule suivante :

$$T = 1,1 \times R \times C$$

on en déduit

$$R = T / (1,1 \times C)$$

L'augmentation de la durée de pose d'un demi-cran implique une multiplication par $\sqrt{2}$ (1,4142137) de la valeur de la constante RC. La capacité du réseau, le condensateur C1, constitue un facteur constant, ce qui explique que la variation se fasse au niveau de la valeur de résistance mise en circuit. Le concept du réseau est basé sur une mise en série des résistances; pour chaque nouvelle position on met en circuit le nombre de résistances nécessaires pour que la nouvelle valeur obtenue soit 1,414 x supérieure à la valeur précédente. Le tableau 1 donne les rapports entre les différentes résistances du réseau.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 511 kΩ
R2 = 200 kΩ
R3 = 301 kΩ
R4 = 422 kΩ
R5 = 590 kΩ
R6 = 845 kΩ
R7 = 1MΩ18
R8 = 1MΩ69
R9 = 2MΩ37
R10 = 3MΩ32
R11 = 4MΩ75
R12 = 6MΩ65
R13, R14 = 100 kΩ
R15 = 300 Ω

Condensateurs:

C1 = 1 μF/65 V MKT
C2 = 330 nF
C3, C4 = 100 nF
C5 = 100 μF/25 V

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4002
D2 = 1N4148
IC1 = NE555 ou TLC555
IC2 = S201S02 ou S201S04

Divers :

K1, K2 = bornier encartable à 3 contacts au pas de 5 mm
S1 = commutateur 1 circuit/12 positions
S2, S4 = inverseur simple pour circuit imprimé
S3 = bouton-poussoir à contact travail
Tr1 = transformateur 6 V/0,35 VA, tel que, par exemple, Hahn BV2010128

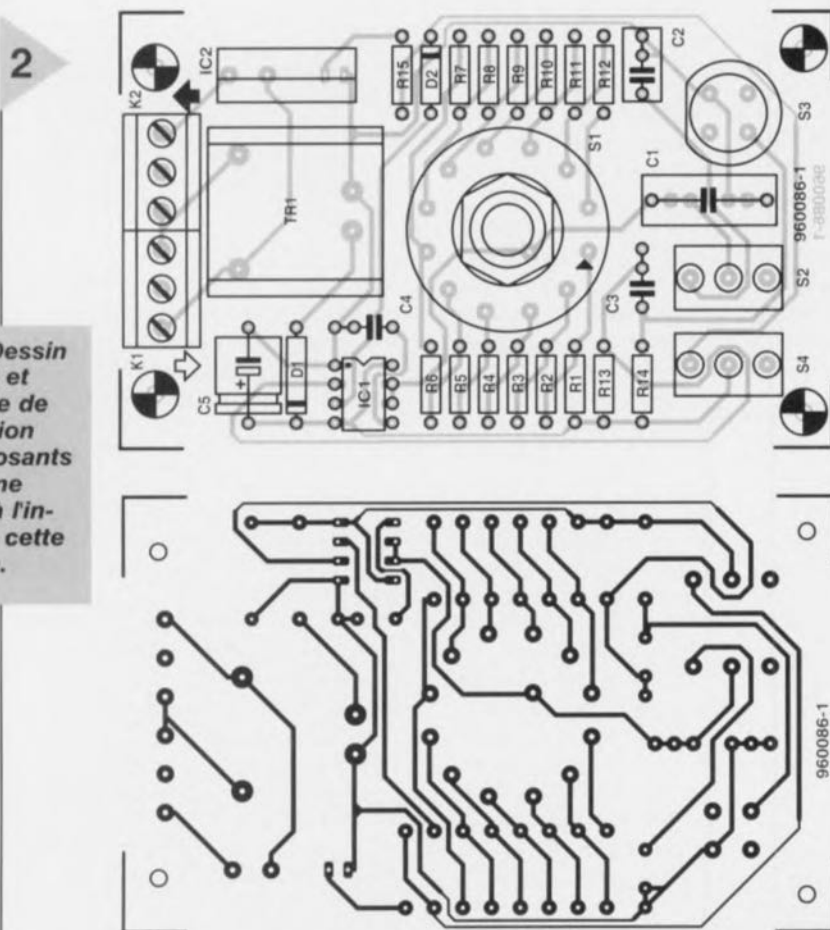


Figure 2. Dessin des pistes et sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée à l'intention de cette réalisation.

LE FER À SOUDER AU POING

Trêves de parlotte, aux actes ! La figure 2 vous propose le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée à l'intention de cette réalisation. Le faible degré de « complexité » témoigne de la simplicité de ce montage; mêmes nos lecteurs les plus novices au niveau des réalisations personnelles sont en mesure de réaliser ce posemètre. Une remarque importante cependant : certains endroits de la platine véhiculent la tension du secteur ce qui signifie qu'il ne faudra mettre le montage sous tension après l'avoir bien mis à l'abri dans un boîtier en plastique.

Le rotacteur S1 prend place au centre de la platine. On vérifiera que la position de l'anneau de verrouillage permet bien l'accès à toutes les 12 positions. Les inverseurs S2, S3 et S4 sont reliés à la platine par le biais de picots de soudage implantés aux endroits prévus du circuit imprimé. Attention à la polarité de la diode D1 et à celle du condensateur C5. Une fois les borniers, les résistances et le reste des condensateurs mis en place on pourra mettre IC1 dans le support prévu à cet effet. Après mise en place de IC2 et du

transformateur Tr1 le montage est pratiquement terminé. On enfichera IC2 à fond dans les orifices prévu à son intention sur la platine de manière à éviter que l'on ne puisse entrer en contact avec ses broches sur lesquelles circule la tension du secteur. Notons qu'il existe 2 versions de composant utilisables pour IC2. Si l'on opte pour le S201S02 il faudra implanter la résistance-talon externe, à savoir R15. Si l'on choisit d'utiliser le S201S04 l'optocoupleur possède déjà sa propre résistance de limitation. R15 est dans ce cas-là remplacée par un pont de câblage ou une résistance de faible valeur, de 47 Ω par exemple.

LES DERNIERS DÉTAILS

Une fois que l'on a terminé la réalisation du posemètre il est temps de s'assurer de son fonctionnement. Répétons-nous : certains des

Figure 3. L'un de nos prototypes terminés.

mencera par vérifier la présence aux bornes du condensateur C5 d'une tension continue comprise entre 8 et 10 V. Sur IC1 on doit retrouver cette tension entre

les broches 1 et 8. L'absence de tension à ce niveau peut être due à une défectuosité du câble secteur, du transformateur ou de la diode D1. On ferme ensuite l'interrupteur S4. Si la lampe ne s'allume pas le problème se situe au niveau de la résistance R15 ou de IC2. Si la lampe s'allume bien il faudra jeter un coup d'oeil du côté de l'électronique du temporisateur. Après action sur S3 la broche 3 de IC1 doit passer au niveau haut pendant la durée prescrite. Si cela est bien le cas mais que la lampe refuse de s'allumer il faudra vérifier la diode D2. Si la sortie ne passe pas au niveau haut et qu'au repos la broche 2 de ce circuit intégré se trouve au niveau haut, il est plus que probable que IC1 est défectueux. On le remplacera par un nouvel exemplaire. Si tout fonctionne comme prévu, on pourra fermer le boîtier. On dotera le rotacteur S1 d'une échelle conforme à celle représentée en figure 5. Et voilà votre posemètre est terminé.

Figure 5. L'échelle du rotacteur de durée. On retrouve la graduation par diaphragmes et demi-diaphragmes.

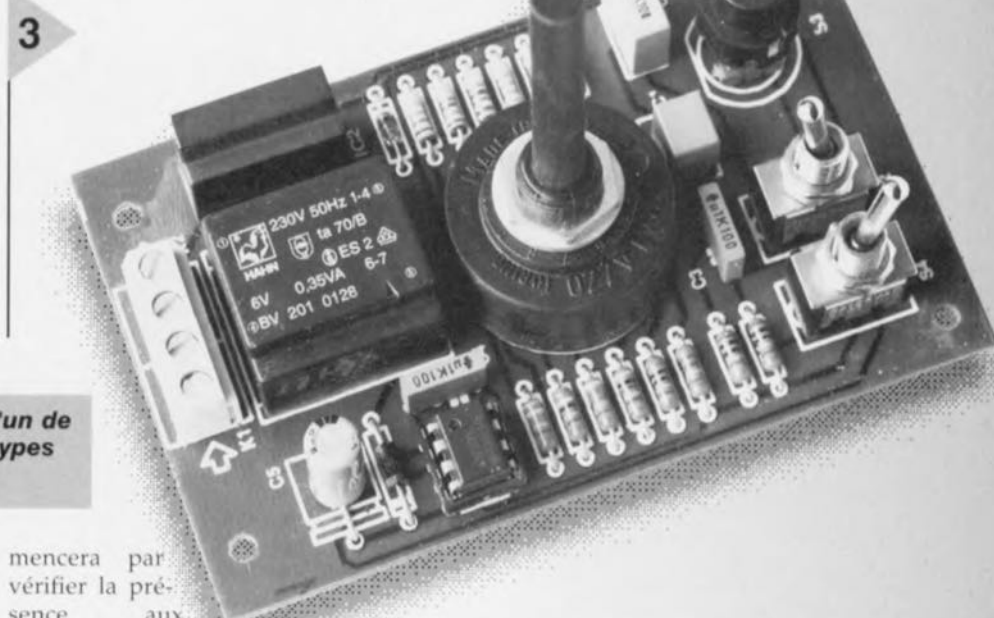
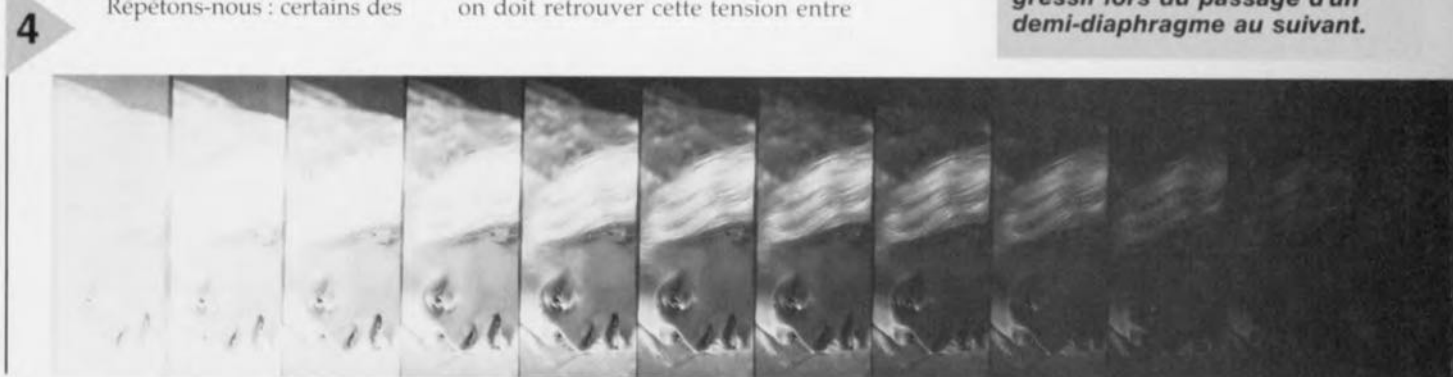


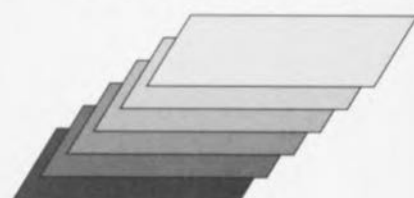
Figure 4. Cette épreuve de test montre le noircissement progressif lors du passage d'un demi-diaphragme au suivant.



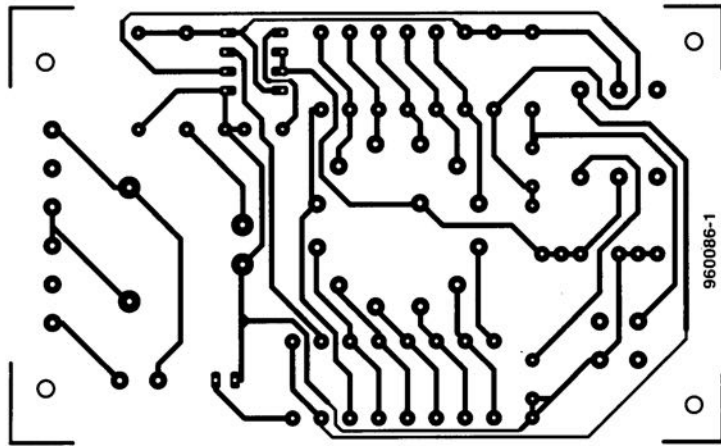
composants se trouvant reliés au secteur il est impératif de mettre cette réalisation à l'abri dans un boîtier en plastique dont la liste des composants donne un modèle utilisable. Le bornier K1 se voit doté d'un cordon secteur bifilaire à fiche moulée. Le bornier K2 est lui relié à un morceau de câble bi-conducteur doté à l'autre extrémité d'une contrefiche secteur. Une fois que la platine est fixée solidement dans le boîtier on pourra enficher la fiche moulée dans une prise secteur. Tout au long des essais, la contrefiche pourra être reliée à une petite lampe de chevet. La figure 3 donne, pour éviter toute méprise, le plan de câblage de l'ensemble. On commencera par mettre S1 sur une pose de 2 s par exemple. Après enfichage de la fiche dans la prise secteur il doit être possible d'obtenir, par le biais de l'inverseur S3, l'allumage pendant 2 s de notre lampe de chevet. On vérifiera la précision de la durée à l'aide d'un chronomètre ou d'une montre à trotteuse centrale. On procédera de la même manière au contrôle des autres calibres. S'il devait arriver que le montage ne fonctionne pas correctement on devrait pouvoir arriver à trouver l'origine de la panne à l'aide d'un multimètre. On com-

5

DARKROOM TIMER



**de la platine
dessinée à l'in-
tention de cette
réalisation.**



montage sous tension après l'avoir bien mis à l'abri dans un boîtier en plastique.

Le rotacteur S1 prend place au centre de la platine. On vérifiera que la position de l'anneau de verrouillage permet bien l'accès à toutes les 12 positions. Les inverseurs S2, S3 et S4 sont reliés à la platine par le biais de picots de soudage implantés aux endroits prévus du circuit imprimé. Attention à la polarité de la diode D1 et à celle du condensateur C5. Une fois les borniers, les résistances et le reste des condensateurs mis en place on pourra mettre IC1 dans le support prévu à cet effet. Après mise en place de IC2 et du

CXA1645P/M

Circuits Intégrés

Analogique, Fonctions spécifiques

Fabricant :

SONY<http://www.sel.sony.com/semi>

Description

Le CXA1645P/M est un circuit intégré encodeur qui convertit des signaux RVB analogiques en un signal de vidéo composite. Il comporte plusieurs générateurs d'impulsions nécessaires à l'encodage. Pour obtenir la vidéo composite et les sorties Y/C pour le terminal S il suffit de fournir la synchronisation composite, la sous-porteuse et les signaux RVB analogiques. Il convient parfaitement au traitement d'image dans des ordinateurs personnels et jeux vidéo.

Applications

Traitement d'images sur consoles de jeux et ordinateurs individuels

Exemple d'application

générateur de mires, Elektor, septembre et octobre 1996

Le MGF1302 est un FET (Field Effect Transistor = transistor à effet de champ) faible bruit GaAs (arsénide de gallium) à grille Schottky canal N conçu pour être utilisés dans des amplificateurs pour les bandes S à X et autres oscillateurs apparentés. Le boîtier céramique/métal hermétiquement clos garantit un minimum de pertes parasites; il est conçu pour une utilisation sur pistes micro-ruban (*microstrip*).

ELEKTOR

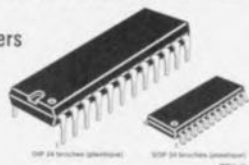
INFOCARTE

10/96

Caractéristiques techniques :

- ✓ Alimentation unique de 5 V
- ✓ Compatible avec et les systèmes NTSC et PAL
- ✓ Drivers 75 Ω intégrés (sorties : RVB, vidéo composite, Y, C)
- ✓ Utilisation d'un sinus ou d'un signal impulsionnel en tant que sous-porteuse
- ✓ Filtre passe-bande pour le signal C et ligne de retard pour le signal Y intégrés
- ✓ Circuits de modulation R-Y et B-Y intégrés
- ✓ Circuit substitution PAL intégré
- ✓ Présence d'un circuit d'élimination de demi-H

Boîtiers



CXA1645P : DIP 24 broches (plastique) 400 mil, 2,0 g
CXA1645M : SOP 24 broches (plastique) 300 mil, 0,3 g

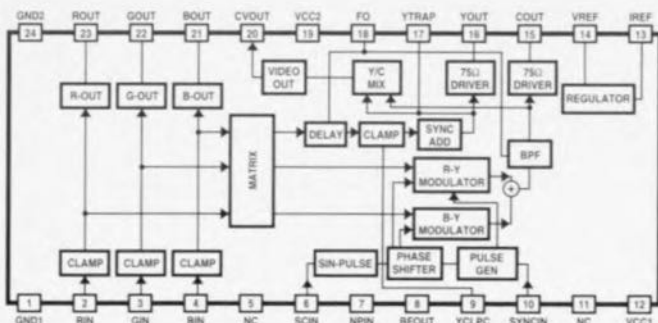
Valeurs maximales admissibles

Tension d'alimentation, V_{CC} 14 V
Température de service, T_{opr} -20 à +75 °C
Température de stockage, T_{stg} -65 à +150 °C
Dissipation admissible, PD CXA1645P 1 250 mW
CXA1645M 780 mW

Conditions de service recommandées

Tension d'alimentation, $V_{CC1,2}$ 5,0 \pm 0,25 V

Structure interne et brochage



963013 - 13

CXA1645P/M

Circuits Intégrés

Analogique, Fonctions spécifiques

ELEKTOR

INFOCARTE

10/96

Description de la broche

* = tension appliquée de l'extérieur

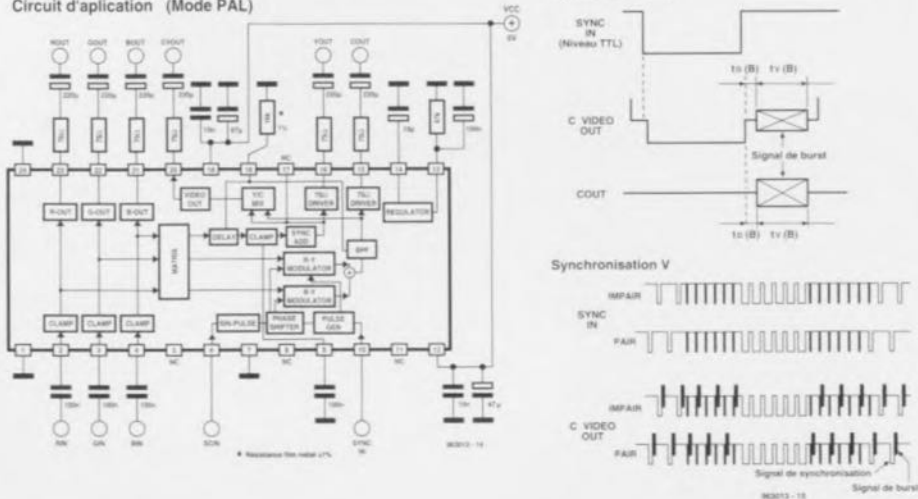
N°	Symbole	Tension	Description, note(s)
1	GND1	0 V*	Masse pour tous les circuits exception faite de RVB, vidéo composite et circuits de sortie Y/C. Les liaisons à GND2 doivent être le plus court possible.
2	RIN	Niveau de noir quand clampé 2,0 V	Signaux d'entrée RVB analogiques. Entrée 100% = 1 V _{CC} (max). Pour minimiser l'erreur de clamp opter pour l'impédance d'entrée la plus faible possible.
3	GIN		
4	BIN		
5	NC		Non connecté
6	SCIN	-	Entrée de sous-porteuse. Signal sinus ou impulsionnel 0,4 à 5,0 V _{CC} . Cf notes 3 et 5.
7	NPIN	1,7V	Broche de commutation entre modes NTSC et PAL. NTSC : V _{CC} ; PAL : GND
8	BFOUT	H3,6V L3,2V	Sortie de suivi impulsion BF. Ne peut pas attaquer une charge de 75 Ω .
9	YCLPC	2,5V	Broche servant à définir la constante de temps du signal de clamp Y. À relier à GND par le biais d'un condensateur de 0,1 μ F.
10	SYNC IN	2,2V	Signal d'entrée de sync composite. Tensions d'entrées de niveau TTL. $L \leq 0,8$ V ; période SYNC. $H \geq 2,0$ V
12	Vcc1	5,0V*	Tension d'alimentation pour tous les circuits autres que RBV, vidéo composite et circuits de sortie Y/C. Cf. notes 4 et 10.
13	IREF	2,0V	Broche servant à définir le courant de référence interne. À connecter à GND par le biais d'une résistance de 4,7 k Ω .
14	VREF	4,0V	Internal reference voltage. Connect a decoupling capacitor of approx. 10 μ F. Refer to notes 4 and 7.
15	COUT	2,2V	Sortie du signal de chroma. Peut attaquer une charge de 75 Ω . Cf. notes 6 et 9.
16	YOUT	Niveau de noir 1,3 V	Sortie du signal Y. Peut attaquer une charge de 75 Ω . Cf. notes 6 et 9.
17	YTRAP	Niveau de noir 1,6 V	Broche servant à la réduction d'interférence couleur due à la composante de fréquence de la sous-porteuse dans le signal Y. En cas d'utilisation de la broche COUT connecter un condensateur ou un condensateur pris en série avec une inductance entre les broches YTRAP et GND. Le choix condensateur et inductance dépend de l'interférence et de la résolution recherchée. Sans effet sur la broche YOUT. Résistance d'entrée de 1,5 k Ω approximativement. Cf. note 8.
18	FO	2,0V	Broche d'ajustage du filtre f_0 interne. Sélection mode NTSC ou PAL par résistance vers GND.
19	Vcc2	5,0V*	Alimentation pour les circuits RVB, de vidéo composite et de sortie Y/C. Découpler cette broche à l'aide d'un condensateur de forte capacité, 10 μ F ou plus, vu le courant important circulant. Cf. notes 4 et 10.
20	CVOUT	Niveau de noir 1,2 V	Sortie du signal de vidéo composite. Peut attaquer une charge de 75 Ω . Cf. notes 6 et 9.
21	BOUT	Niveau de noir 1,7 V	Sortie du signal RVB analogique. Peut attaquer une charge de 75 Ω . Cf. notes 6 et 9.
22	GOUT		
23	ROUT		
24	GND2	0V*	Masse pour les circuits RVB, de vidéo composite et de sortie Y/C. Raccourcir autant que possible la liaison vers GND1.



Notes

1. Ce circuit intégré est conçu pour le traitement de signal vidéo de consoles de jeux TV et ordinateurs personnels. Pour d'autres applications on s'assurera que le CXA1645P/M répond bien aux spécifications requises.
2. Entrée signal RVB analogique : $1,0 V_{CC}$. Les entrées RVB doivent être attaquées par des sources à impédance faible (200 à 300 Ω approximativement). Des impédances élevées peuvent entraîner des problèmes au niveau du clamp. Des signaux d'entrée de niveau élevé, de plus de $1,3 V_{CC}$, risquent de bloquer le fonctionnement du clamp.
3. La broche 6 (Entrée SC) accepte tant un signal sinusoïdal qu'impulsionnel devant se trouver entre 0,4 et 0,5 V_{CC} . Un signal impulsionnel peut, dans certains cas, entraîner un déphasage de quelques degrés. En cas d'utilisation de signaux d'entrée impulsionnels le rapport cyclique doit être de 50%. Sinon on a distorsion de la sous-porteuse en raison de l'écrêtage du niveau CC de l'entrée SC par un condensateur interne dans le CXA1645P avant sa polarisation à $1/2 V_{CC}$. Ce mode entraîne de la distorsion et des ondulations au-delà de 5 V (niveau haut) et 0 V (niveau bas) de signaux ayant un rapport cyclique différent de 50%.
4. Les applications PAL exigent un soin extrême lors du dessin du circuit, en particulier au niveau des zones de GND, V_{CC1} , V_{CC2} , Iref et Vref. Chaque condensateur de découplage doit être à bande de fréquence large tels que tantale ou céramique. Voici les connexions à respecter pour ces condensateurs et chaque platine doit présenter une impédance faible : V_{CC1} , Iref, Vref à GND1; V_{CC2} à GND2.
5. Il faut prévoir des réseaux RC passe-bas additionnels aux entrées SC et CSYNC; à SC, une R de 2,2 k Ω en série avec un C de 5 pF vers la masse. Pour CSYNC, 2,2 k Ω en série avec C de 47 pF vers la masse.
6. Il faudra, pour éviter des oscillations parasites, prendre des réseaux RC externes en série aux broches 15 et 16 comme l'indique le schéma. La longueur de la piste entre la broche du circuit intégré et la résistance de 75 Ω doit être la plus petite possible.
7. Broche 14 (Vref). Ne pas y relier de charge externe entraînant une superposition CA, ni même une charge CC supérieure à 2 mA.
8. Broche 17 (YTRAP). Si la couleur est délavée, la composante chroma du signal « bave » dans le signal de luminance. Prendre sur la broche 17 un réseau LC accordé sur la fréquence de la sous-porteuse de chroma.
9. Broche 19. Réduire autant que possible la distance entre la broche 19 et le condensateur vers GND.

Circuit d'application (Mode PAL)



Grandeurs électriques

Ta = 25°C, Vcc = 5 V

Élément	Symbole	S1 RIN GIN BIN	S2 SCIN NPIN	S3 NPIN	S4 SYN C IN	S5 FO	Point de mesure	Conditions de test	Min.	Typ.	Max.	Unité
Consommation de courant 1	I_{CC1}	2V	SG4	5 V	SG5	20 k	I_{CC1}	Sans signal d'entrée SG5: CSYNC Niveau TTL		31		mA
Consommation de courant 2	I_{CC2}						I_{CC2}	SG4: signal sinus 3,58 MHz 0,5 V_{CC}		12		
[R.G.B. OUT]												
Tension de sortie RVB (RGB)	V_O (R)	SG1			2 V		D	SG1 à SG3: Couplage CC direct 2,5 V_{CC} 1,0 V_{CC} f = 200 kHz Broche 9 = tension de clamp	0,64	0,71	0,78	Vp-p
	V_O (V)	SG2					E					
	V_O (B)	SG3					F					
Caractéristique de fréquence de sortie RVB (RGB)	f_c (R)	SG1			2 V		D	SG1 à SG3: Couplage CC direct 2,5 V_{CC} 1,0 V_{CC} f = 200 kHz Broche 9 = tension de clamp	-3,0			dB
	f_c (V)	SG2					E					
	f_c (B)	SG3					F					
[YOUT & CVOUT]												
Niveau de sortie sync	V_O (YS1/2)							SG1 à SG3: Entrée barre couleur 100%, 1,0 V_{CC} (max) SG5: CSYNC, niveau TTL	0,26	0,29	0,33	V_{pp}
R 100%: niveau Y	V_O (YR1/2)	SG1	0 V	5 V	SG5	20k			0,17	0,21	0,26	V
V 100%: niveau Y	V_O (YV1/2)								0,35	0,42	0,49	V
B 100%: niveau Y	V_O (YB1/2)	SG3					B/C		0,6	0,71	0,82	V
Blanc 100%: niveau Y	V_O (YW1/2)							SG1 à SG3: Couplage CC direct 2,5 V_{CC} 1,0 V_{CC} f = 200 kHz Broche 9 = tension de clamp	-3,0			dB
Caractéristique de fréquence de sortie	f_c (Y1/2)	SG1	0 V	5 V	2 V	20k						dB
		à SG3										
[COUT & CVOUT]												
Niveau de burst	V_O (BN1/2)							SG1 à SG3: Entrée barre couleur 100%, 1,0 V_{CC} (max) SG4: signal SIN, 3,58 MHz, 0,5 V_{CC} SG5: CSYNC, niveau TTL	0,2	0,25	0,3	V_{pp}
Rapport R/chroma	R/BN1/2								2,84	3,16	3,48	
Phase R	$\theta_{R1/2}$								94	104	114	deg
Rapport V/chroma	G/BN1/2	SG1	SG4	5 V	SG5	20k			2,65	2,95	3,25	deg
Phase V	$\theta_{G1/2}$	à SG3							231	241	251	deg
Rapport B/chroma	B/BN1/2								2,01	2,24	2,47	
Phase B	$\theta_{B1/2}$								337	347	357	deg
Largeur du burst	τ_w (B) 1/2								2,5	2,75	3,2	μs
Position du burst	τ_D (B) 1/2								0,4	0,6	0,75	μs
A/C												
Fuite de porteuse	$V_{L1/2}$	SG1	SG4	5 V	SG5	20k		SG1 à SG3: sans signal SG4: signal SIN, 3,58 MHz, 0,5 V_{CC} SG5: CSYNC, niveau TTL mesure de la composante 3,58 MHz			20	mV _{pp}
Rapport du niveau de burst	$K(BP1/2)$	SG1						SG1 à SG3: sans signal SG4: signal SIN, 4,43 MHz, 0,5 V_{CC} SG5: CSYNC, niveau TTL	0,9	1,0	1,1	
	$\theta_{PAL1/2}$	à SG3	SG4	GND	SG5	16k			125	135	145	deg
Phase du burst PAL	$\theta_{PAL1/2}$								215	225	235	deg

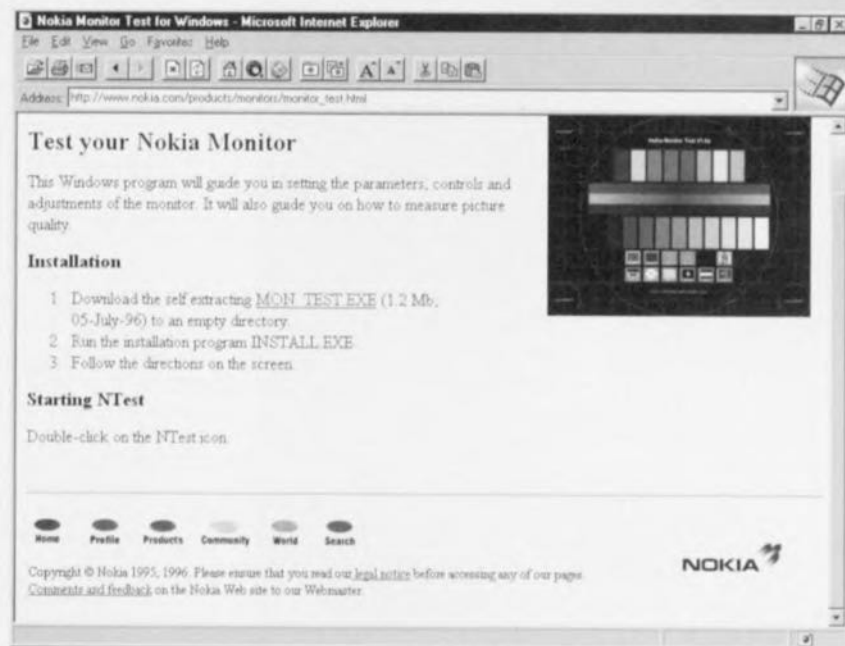
Tension de clamp: tension apparaissant à la broche 9 lorsque CSYNC est une entrée.

électronique en ligne

des mires sur Internet

En parallèle avec la publication dans ce même numéro d'un générateur de mires nous avons fait un tour sur Internet pour essayer d'y découvrir des mires pour téléviseurs et autres moniteurs. Et surprise, au sein des millions de pages WEB, nous avons également trouvé un certain nombre de mires destinées, entre autres, au réglage des moniteurs d'ordinateurs. Que pensez-vous d'ailleurs d'un musée des mires qui regrouperait les mires des stations de TV du monde entier ?

Il faut reconnaître qu'une image en format GIF ou TIFF ne saurait pas remplacer purement et simplement une vraie mire, mais lorsque l'on veut procéder au réglage d'un moniteur, ce type de fichier peut apporter une aide précieuse. L'un des programmes les plus élégants pour le test de moniteurs d'ordinateurs disponibles gratuitement aujourd'hui est le programme de test de moniteur `mon.test.exe` de Nokia (taille = 1,2 Moctets). Ce fichier est disponible sur le site de Nokia à l'adresse suivante : <http://www.nokia.com/products/monitors/monitortest.html>. Il est possible, depuis la dite page, de télécharger le programme. Le programme tourne



uniquement sous Windows et génère un certain nombre de mires utiles (et précises) permettant le contrôle de la quasi-totalité des réglages accessibles d'un moniteur. Si l'on est à la recherche de mires plus générales on pourra faire un tour sur la page des mires vidéo de Chris, adresse :

<http://www2.dgsys.com/~jchill/video>. Chris propose une dizaine de mires en 2 résolutions : 640 x 480 (VGA) ou 1024 x 768 (SVGA). Nous trouvons à cette adresse des bandes de couleur aux normes EIS, SMPTE, différentes grilles et une mire NTSC. Il est possible de télécharger individuellement chacune des images à la résolution désirée. Autre adresse offrant un certain nombre de mires, la « Video test Imagery » de Charles Henrich de l'Université du Michigan, adresse :

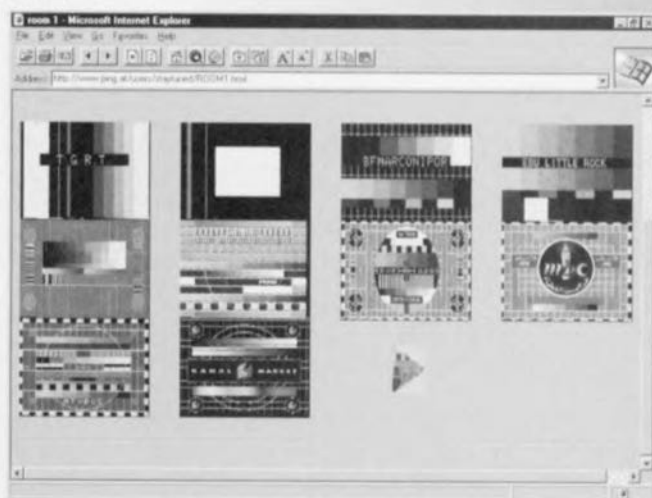
<http://wxweb.msu.edu/~henrich/video/>.

En guise de conclusion à cette page nous vous proposons une adresse très spéciale, celle du musée des mires TV. L'adresse WEB est la suivante :

<http://www.ping.at/users/stay-tuned/program.html>. On trouve à la dite adresse diverses techniques de test, allant de bruits à des courts extraits de films. L'un des liens de cette page nous amène au « musée des mires », une collection de 4 salles virtuelles (romm1, 2, 3 et 4) « exposant » quelques dizaines de mires de stations TV du

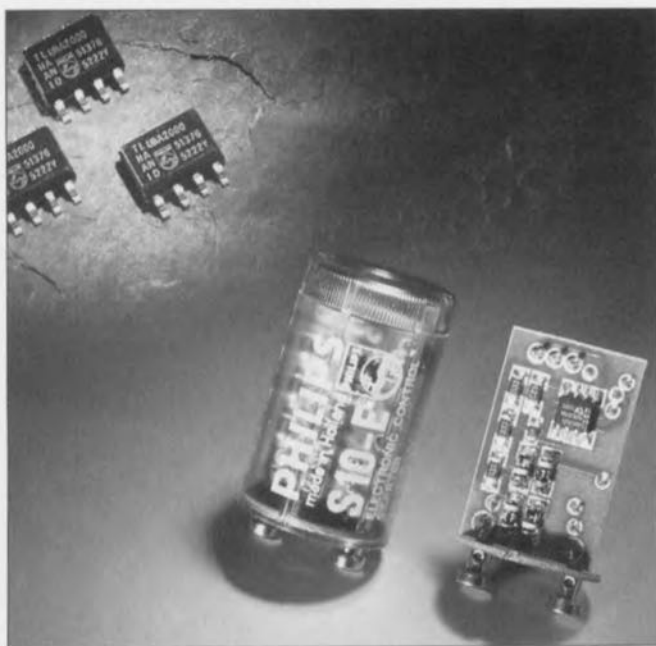


monde entier. On peut télécharger une version « grandeur écran » de la plupart de ces images. Cela vaut vraiment la peine de jeter un coup d'œil dans ces différentes « salles ». 965086-I



starter TL électronique

l'allumage sans clignotement



S'il est un phénomène irritant au possible c'est bien le cligno-

tement d'un tube TL, clignotement dû à un problème de

vieillesse du tube ou de défectuosité du starter. Philips Semiconductor introduit le UBA2000T, un circuit intégré qui élimine ce problème, une fois pour toutes, et ce à un coût très abordable. De manière à permettre un montage par échange pur et simple, ce composant est implanté dans le boîtier connu du starter. Le UBA2000T est la première alternative électronique au starter TL basé sur une mignonnette néon et un bi-lame. L'absence de pièces mobiles fait de ce circuit un remplaçant très fiable des starters classiques. Le circuit compte le nombre de périodes utilisées par le secteur pour le préchauffage des filaments du tube TL. Il est facile ainsi de doser l'énergie avec une très bonne précision. Dans le cas d'une fréquence du secteur de 50 Hz le préchauffage sur 1,52 s, sous 60 Hz la durée

idéale est de 1,27 s seulement. Pendant la durée de ce préchauffage un thyristor ou un FETMOS externe assurent le passage d'un courant suffisant à travers les électrodes. Cette étape passée, le commutateur externe est mis hors-circuit. La commutation brutale de la self produit une tension d'allumage largement suffisante pour produire l'allumage du tube. S'il devait se faire que l'amorçage du tube ne se fasse pas il est prévu une période additionnelle de préchauffage de 0,64 (50 Hz) ou 0,53 s (60 Hz). Si au bout de 7 tentatives le tube n'est pas amorcé, le UBA2000T « gèle » et stoppe toute tentative de réamorçage. Outre le circuit intégré proprement dit, le starter électronique comporte 5 ou 6 composants passifs, un pont de redressement et un thyristor ou un FETMOS bon marché.

967071

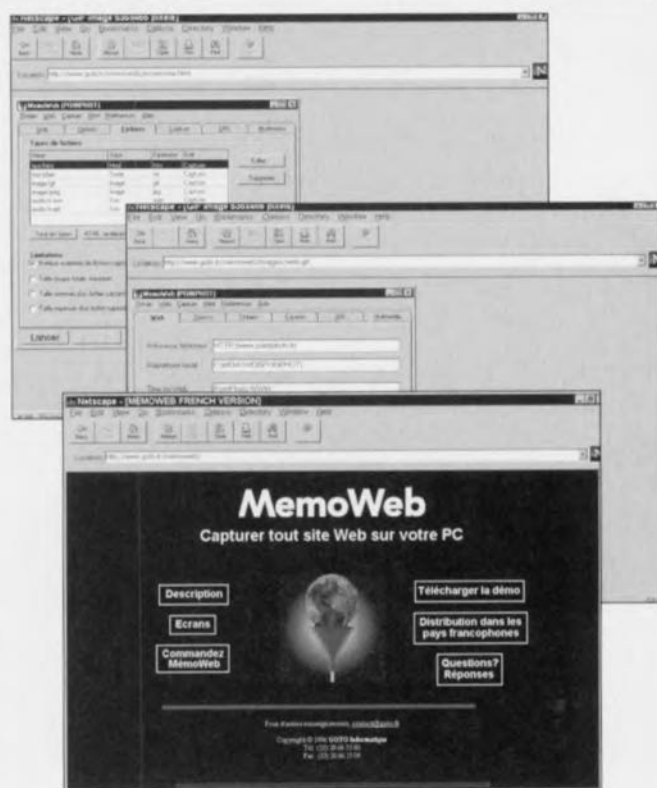
MEMOWEB

Capturez tout site Web sur votre PC

Un site Web vous intéresse ? Lancez MemoWeb : en quelques minutes vous disposez de tout le site sur votre PC et vous le consultez tranquillement en local. Libéré des aléas de la connexion on-line, vous pouvez recopier le site Web sur une disquette ou un CD-ROM pour le consulter sur un autre PC, le mettre à disposition d'autres utilisateurs sur un disque partagé en réseau, en faire une présentation sur des sites non connectés ou l'étudier tranquillement sur votre portable pendant un déplacement. MemoWeb vous permet également de vous constituer une bibliothèque d'images, sons et vidéo.

Complément indispensable d'un logiciel de navigation sur l'Internet (Netscape Navigator, Microsoft Internet Explorer, Mosaic, ...), MemoWeb décuple votre confort pour la consultation du World Wide Web et vous fait réaliser des économies d'heures de connexion. Au-delà de la sauvegarde d'un site Web sur votre PC, MemoWeb vous permet de visualiser les images

et vidéos, et de reproduire les sons capturés. Avec MemoWeb, vous pouvez fixer un grand nombre de paramètres pour la capture d'un site Web : nombre de canaux de communication sur une même ligne, filtrage des fichiers capturés en fonction de leur type (capture des pages HTML uniquement, ou avec les images mais sans les vidéos, etc...). Vous pouvez également moduler la profondeur d'exploration sur le site, la taille et le type des fichiers, le temps de connexion, ainsi que l'occupation maximum du disque dur. MemoWeb est capable de gérer les images mappées ainsi que les CGI si les paramètres de ces derniers sont inscrits dans la page HTML. MemoWeb est destiné à un large public. Il permettra entre autres aux entreprises de réaliser des présentations efficaces de leur Web sur des sites non connectés, d'utiliser la banque d'images et de photos pour enrichir leur travail, de réduire les coûts de connexion intra-entreprise. Les particuliers apprécieront MemoWeb pour les économies de



connexion qu'ils feront sur des sites fréquemment visités ou préparer leur présentation à la maison. MemoWeb est proposé sur disquette pour Windows '95 et 3.1X. Il sera disponible dès la fin août dans tous les points de vente spécialisés, dans

les FNAC et les grandes surfaces. Le prix public de lancement conseillé est de 290 FHT. Une version de démonstration sera disponible sur le site Web de GOTO. (<http://www.goto.fr/memoweb/>) dans la deuxième quinzaine d'août.

967099

Unité d'E/S flexible

commander depuis Pascal

Tout PC aussi humble soit-il est, dans la pratique, doté de ports d'E/S, tant sériel(s) que parallèle(s). Bien que ces ports soient, d'un point de vue matériel, utilisables directement à des fins de commande, ce qui bien souvent fait défaut est le logiciel de pilotage (*driver*). L'unité d'E/S flexible écrite en Pascal proposée dans le présent article comporte 3 fonctions et 2 procédures auxquelles on pourra faire appel lors du traitement d'activités d'E/S par le biais de ports sériel(s) ou parallèle(s) existants.

L'unité d'E/S en Pascal peut être utilisée en combinaison avec un compilateur Turbo-Pascal. La disquette comporte, outre le code-source complet doté des commentaires nécessaires en langue anglaise, également un programme de test de l'unité d'E/S compact. Ce logiciel, qui comporte, comme dit plus haut, 3 fonctions et 2 procédures, permet la mesure de fréquences, l'interrogation ou l'écriture d'une combinaison de bits et la génération d'un signal de sortie impulsionnel. Le but de l'opération est qu'un utilisateur potentiel intègre les fonctions et les procédures dans son propre programme. Les ports d'E/S supportés par le logiciel sont, au choix, les ports sériels COM1 à COM4, parallèles LPT1 ou LPT2 ainsi que le port imprimante LPTH existant sur certaines cartes Hercules (le support dépend bien évidemment de la présence physique des dits ports sur un système

donné). Pour finir il est souvent possible, lors du lancement d'une fonction ou d'une procédure, d'indiquer, par port d'E/S choisi, le contact à utiliser pour le branchement. Le mode d'emploi du logiciel n'a rien de sorcier. Ainsi, l'instruction **FUNCTION Frequency (IOport, Channel)** a pour résultat la fréquence mesurée sur l'un des contacts (*channel*) du port d'E/S concerné. Dans l'encadré accompagnant cet article il est indiqué quel valeur attribuer à cet élément (*channel*) pour la sélection d'un contact donné. La valeur maximale de fréquence pouvant être traitée dépend des caractéristiques de l'ordinateur utilisé. Dans la pratique il ne devrait pas y avoir de problème pour des fréquences inférieures ou égales à 10 kHz. **FUNCTION Inport (IOport, Channel)** donne comme résultat le niveau logique de la ligne d'E/S sélectionnée. Un niveau haut



est rendu sous la forme d'un True, un niveau bas par un False.

PROCEDURE Impulse (IOport, Channel, ImpCount, ImpTimeH, ImpTimeL) génère un signal impulsionnel composé de x (valeur de ImpCount) impulsions présent sur un contact donné (Channel) du port d'E/S choisi (IOport). Les impulsions présentent une longueur de (ImpTimeH + ImpTimeL)/2 centièmes de seconde (10 ms). Le terme ImpTimeH indique la durée pendant laquelle la dite impulsion se trouve au niveau haut, ImpTimeL sa durée au niveau bas. L'unité de comptage pour ces 2 facteurs est la moitié d'un centième de seconde (5 ms).

PROCEDURE Outport (IOport, Channel, Level)

peut être utilisée pour exercer une influence sur la ligne de sortie choisie. Dans le cas de la variable Level on pourra utiliser False pour définir un niveau bas, True servant à définir un niveau haut.

FUNCTION Convert (RNumber, Array) convertit une grandeur en utilisant une matrice. Il ne s'agit pas en l'occurrence d'une fonction d'E/S, mais cette fonction tombe à pic lorsqu'il faut convertir des valeurs e mesure vers une échelle analogique, lorsque, par exemple, on convertit le signal de sortie d'un convertisseur A/N vers une échelle graduée en degrés Celsius. Le programme de démonstration OItest.pas indique clairement comment intégrer les différentes fonctions et procédures dans un programme de son propre cru. Si tout va bien, le logiciel ne devrait plus avoir, après l'examen de ce programme de démonstration, de secret pour vous.

L'unité d'E/S en Pascal est disponible sur disquette 3 1/2 auprès des adresses habituelles sous la dénomination EPS 966013-1. 960104-1

Lignes d'E/S accessibles		
Ports sériels		
Broche	Fonction	N°
CTS	lecture	8
DSR	lecture	6
RI	lecture	9
DCD	lecture	1
DTR	écriture	4
RTS	écriture	7
Ports parallèles		
Nom	Fonction	N°
D0*	lecture/écriture	2
D1*	lecture/écriture	3
D2*	lecture/écriture	4
D3*	lecture/écriture	5
D4*	lecture/écriture	6
D5*	lecture/écriture	7
D6*	lecture/écriture	8
D7*	lecture/écriture	9
Strobe	lecture/écriture	1
Autofeed	lecture/écriture	14
Init	lecture/écriture	16
SLKT IN	lecture/écriture	17
Error	lecture	15
Select	lecture	13
PE	lecture	12
Ack	lecture	10
Busy	lecture	11

Les entrées identifiées par un astérisque (*) ne sont pas utilisables pour les mesures de fréquences.

logiciel: S. Hartmann

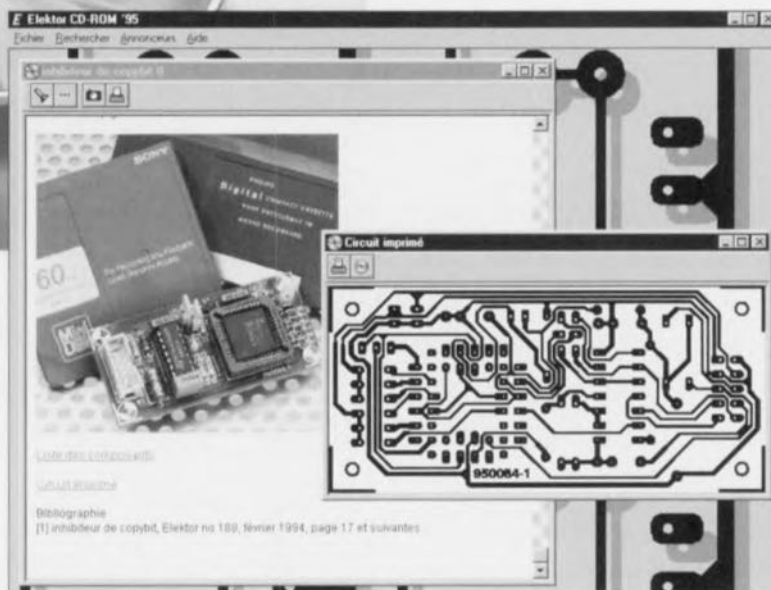
la collection 95 sur CD-ROM



l'objet en question se matérialiser dans sa propre fenêtre. S'il s'agit d'un schéma ou d'un dessin de circuit imprimé il est possible, par action sur la touche gauche ou droite de la souris de l'agrandir ou de le réduire. Les dessins de circuit imprimé sont stockés à une résolution de 600 dpi de sorte qu'il est possible de faire des sorties imprimante de haute qualité au cas où l'on voudrait faire son propre circuit imprimé. Il est possible de saisir sans le

Elektor sous forme numérique ? Hé oui, il vous est possible aujourd'hui de voir sur l'écran de votre ordinateur les articles de votre magazine d'électronique préféré, Elektor. Depuis peu le contenu complet de l'année 1995 d'Elektor est disponible sur petit disque argenté. Cette première édition pour la France met à votre disposition les 4 éditions principales d'Elektor dans leurs 4 langues !

Nombre d'entre nos lecteurs connaissent la réputation internationale d'Elektor et savent que ce magazine existe en d'autres langues que le français. En effet, outre la version française d'Elektor, notre rédaction internationale produit des éditions anglaise, allemande et néerlandaise sous les titres d'Elektor/Elektuur. Et quoi de plus logique que de rassembler les articles des collections annuelles en 4 langues sur le même CD-ROM. Actuellement, le prix des lecteurs de CD-ROM ont tellement chuté (moins de 250 FF pour le double vitesse) que tout utilisateur de PC se doit d'en posséder un.



QUE DE POSSIBILITÉS !

Prenons le temps de les passer en revue. En ce qui concerne le matériel il vous faut un PC compatible IBM avec, au minimum, un 386 voire mieux, 4 Moctets de RAM, un écran VGA et, bien évidemment, un lecteur de CD-ROM. Le programme Elektor tourne tant sous Windows 3.1 que 3.11 que 95.

Le concept adopté est tel que le programme fonctionne sans qu'il ne soit nécessaire d'installer quoique ce soit sur le disque dur. Après le lancement du programme il apparaît un cadre proposant 4 langues; il est fort probable que vous optiez pour le français. Une fois que vous aurez effectué ce choix le programme s'en souviendra et l'exécution suivante du programme se fera automatiquement dans la langue choisie lors de l'utilisation précédente du programme. Vous verrez ensuite apparaître une liste complète de tous les articles publiés en 1995 (sans les rubriques marché ni élekture cependant). Vous pouvez également opter pour la table des matières d'un mois donné. On voit à chaque fois la couverture du mois concerné. Après ouverture d'un article on commence par voir s'afficher son texte accompagné de toutes les photos d'illustration. Tous les schémas, dessins de platine, dessins, et autres tableaux pouvant être consultés distinctement sont identifiés dans le texte par leur couleur. Il suffit de cliquer sur le dit texte pour voir

le moindre problème des parties du texte pour les modifier ou les stocker (ne pas oublier le cas échéant de mentionner la source !). Le programme offre bien d'autres possibilités intéressantes dont la description nous amènerait trop loin sur cette page.

L'approche adoptée est très différente de celle utilisée par de nombreux autres magazines où l'on se contente de convertir un fichier DTP en fichiers dits .html ou pdf. Comme nous savons que les schémas et les circuits imprimés sont d'une importance extrême pour nos lecteurs, et que les 2 formats évoqués ne permettent pas une résolution suffisante des illustrations, ou que la taille des fichiers résultants est telle qu'un ordinateur standard devient extrêmement lent et a du mal à les traiter. Notre approche présente l'avantage de visualiser l'ensemble du texte et que le « lecteur » a la possibilité de choisir l'illustration qu'il veut voir. Le texte et les figures sont pour ainsi dire des mondes distincts.

Une remarque pour finir : n'ayez pas peur de nous faire part de vos remarques (constructives). Rien n'est parfait en ce monde et nous espérons bien pouvoir vous proposer un CD-ROM 96 l'an prochain.

960101

Le CD-Elektor coûte 320 FF/1 880 FB, les abonnés à Elektor ne le paient que 288 FF/1 690 FB.



« Surround Sound » bruyant

J'ai réalisé le décodeur de « Surround-Sound » du numéro de janvier 1996 et, avec mon téléviseur, son fonctionnement en mode « Surround » est impeccable. Il présente cependant, en ce qui me concerne, un petit défaut : il est relativement bruyant. Le dit bruit se manifeste en permanence (même lorsque le téléviseur est coupé), augmentant même en présence d'un signal de « Surround » transmis vers les haut-parleurs arrières : le VCA correspondant intégré dans IC9 voit en effet son « volume » croître. Cette constatation donne à penser que le bruit naît à un endroit quelconque de la

chaîne de signal allant des entrées jusqu'à IC6. Le niveau de ce bruit est suffisamment important pour qu'il nous faille jouer sur le bouton de volume du canal « Surround » pour diminuer le bruit de fond gênant lors d'émission de TV « ordinaires ». La question que je vous pose : d'autres réalisateurs de ce montage ont-ils rencontré un problème identique et existe-t-il un moyen quelconque pour éliminer ce bruit ou en tous cas en réduire le niveau ?

Le bruit produit par le décodeur provient principalement des mémoires BBD; les Bucket Brigade Devices ne sont en fait qu'une longue succession de condensateurs chargée de la transmission du signal. Il est possible de réduire le bruit intrinsèque des BBD en augmentant le niveau d'entrée du signal en amont des BBD et en diminuant son niveau en aval de ceux-ci. On pourra dans ce but remplacer les résistances R5 et R7 par des résistances de 4k Ω 99 (1%) et prendre pour R56 une résistance de 10 k Ω .

La rédaction

Problèmes d'impression

Le CD-ROM Elektor 95 sur lequel on retrouve la totalité des articles parus dans Elektor au cours de l'année 1995, peut se targuer d'un succès incontestable. Dans la majorité des cas le programme spécialement développé pour cette application tourne impeccablement sous Windows 3.1 et Windows '95, ce qui n'empêche pas certains lecteurs d'avoir des problèmes. Comment pourrait-il en être autrement vu qu'il existe aujourd'hui des milliers de configurations d'ordinateurs différentes vu le nombre sans cesse croissant de processeurs, de cartes-mères, de cartes graphiques et autres périphériques différents. Certains lecteurs nous ont fait part de problèmes lors de l'impression des schémas et/ou des dessins des pistes. Ces problèmes se traduisent par la sortie, sur l'imprimante, d'une feuille blanche voire ne comportant qu'une partie du schéma ou du dessin des pistes. Les développeurs du logiciel de pilotage du CD-ROM en question se sont penchés sur le problème sans

cependant pouvoir en déterminer la cause. Le programme ne fait rien de plus que transmettre les données du fichier vers le pilote d'imprimante, le reste du processus étant à la charge de l'imprimante. Ceci nous donne à penser que le problème se situe au niveau de la définition de l'imprimante voire à une taille de tampon trop petite entraînant une interruption prématurée du processus d'impression (les fichiers des dessins de piste en particulier ont une taille plus que respectable, pensez-y). Nous conseillons à ceux d'entre vous qui auraient des problèmes à ce niveau de jeter un coup d'oeil de ce côté-là. Nous sommes « toute ouïe » à vos découvertes. S'il devait s'avérer qu'il est, quoi que vous fassiez, totalement impossible d'obtenir l'impression directe de votre schéma ou dessin des pistes, il vous reste la possibilité de charger directement le dit fichier du CD-ROM vers un programme de traitement graphique tel que MS-Paint ou Paint Shop Pro et de l'imprimer depuis ce dernier.

La rédaction

Tort d'Elektor

**LED alimentée en 1,5 V,
Elektor n° 217/218, juillet/août
1996, page 37**

Il est dit, dans le texte, que la tension d'entrée admissible va de 1 à 6,2 V. S'il est vrai que le circuit intégré est bien capable de supporter un tel niveau de tension, il ne faut pas appliquer à ce circuit une tension de valeur supérieure à la tension de fonctionnement de la LED + 0,3 V pour la diode Schottky interne. À des valeurs de tension supérieure il n'y a plus de limitation de courant et le circuit intégré et/ou la LED sera/seront endommagé(s).

**analyseur logique compact,
Elektor n° 215, mai 1996, page
31 et suivantes...**

À la suite d'une erreur, le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants des platines d'extension représentées en figure 6 du dit article sont erronées. Il manque sur le schéma et dans la liste des composants les condensateurs électrochimiques C25, C35 et C45, tous 3 d'une valeur de l'ordre de 10 μ F/16V. Les

canaux 48 à 64 (sonde D) ne sont pas accessibles, sachant qu'il est impossible d'activer IC40. Ce problème est simple à résoudre par la connexion des broches 28 (CS0) et 32 (CST) de IC40 à masse, opération illustrée par le croquis ci-contre. On pensera également à corriger en conséquence le schéma de la page 34. Il apparaît pour terminer que, sur la platine principale, les pistes (à proximité des contacts 49/50 de l'embase K4) passent très (trop) près des orifices de fixation de la platine. Il faudra donc faire attention à ne pas créer de court-circuit lors de l'implantation des vis ou des entretoises métalliques dans les dits orifices.

**Le MatchBox en centrale de
mesure en EEPROM,
Elektor n° 219, septembre
1996, page 22 et suivantes...**

À la suite d'une erreur de conversion du listing du programme tous les caractères de soulignement (_) ont été froidement éliminés dans le listing de la page 23. Les lecteurs désirent une version corri-

gée du dit listing peuvent envoyer une enveloppe auto-adressée et affranchie au bon tarif aux bureaux parisiens d'Elektor.

**testeur de SIMM,
Elektor n°212, février 1996,
page32 et suivantes...**

Il se peut, lors du test de modules de SIMM rapides, que l'on ait un conflit de bus se traduisant par une situation de verrouillage et l'apparition d'un message indiquant, à tort, que le module en cours de test est défectueux. Cette situation peut se produire en raison de l'utilisation par le tampon IC13 du signal RD pour le basculement de sa direction de passage alors que le module utilise le signal WR à la même intention. On pourra résoudre ce problème de la manière suivante:

- Déconnecter la broche1 de IC13 et la connecter à la broche12 de IC8 (un inverseur resté inutilisé).
- Déconnecter la broche 13 de IC8 et la connecter à la broche 2 de IC7 (WR).

c. Déconnecter la broche19 de IC13 et la connecter à la broche2 de IC8.

**inverseur de copybit,
Elektor n°211, janvier 1996,
page26 et suivantes...**

Il se peut, à la suite d'une entrée en oscillation de l'électronique centrée sur IC1a, que le traitement du signal d'entrée soit mis à mal, voire que ce dernier soit purement et simplement maltraité, ce qui empêche un fonctionnement correct du montage voire son fonctionnement tout court.

Cette oscillation se manifeste à proximité du point de réglage optimal de P1. Le remède à ce problème consiste à prendre un petit condensateur électrochimique de 47 μ F/25 V en parallèle sur Ce (côté « pistes »). Raccourcir les connexions au strict nécessaire. Notons que le positionnement des 3ajustables peut dépendre de la qualité du signal S/PDIF appliqué à l'inverseur de copybit, et donc dépendre de la source de signal.