

ELEKTOR

L'ÉLECTRONIQUE CRÉATIVE

N° 219
SEPTEMBRE 1996

MENSUEL
195 FB • 8,50 FS
ISSN 0181-7450

EN POINT DE MIRE :
les accus & leur technologie

BOUSSOLE NUMÉRIQUE

**GÉNÉRATEUR
VIDÉO DE TEST**

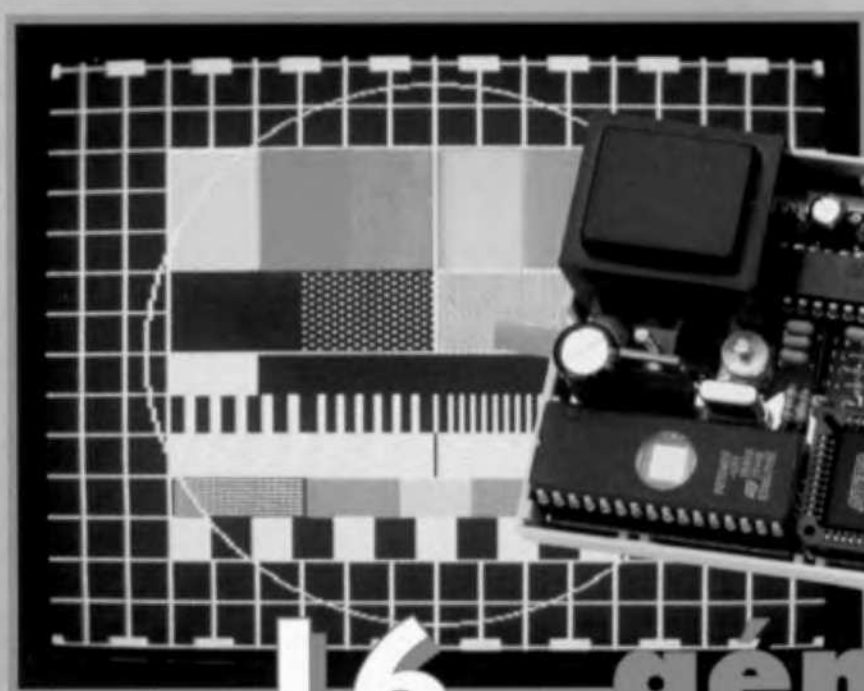
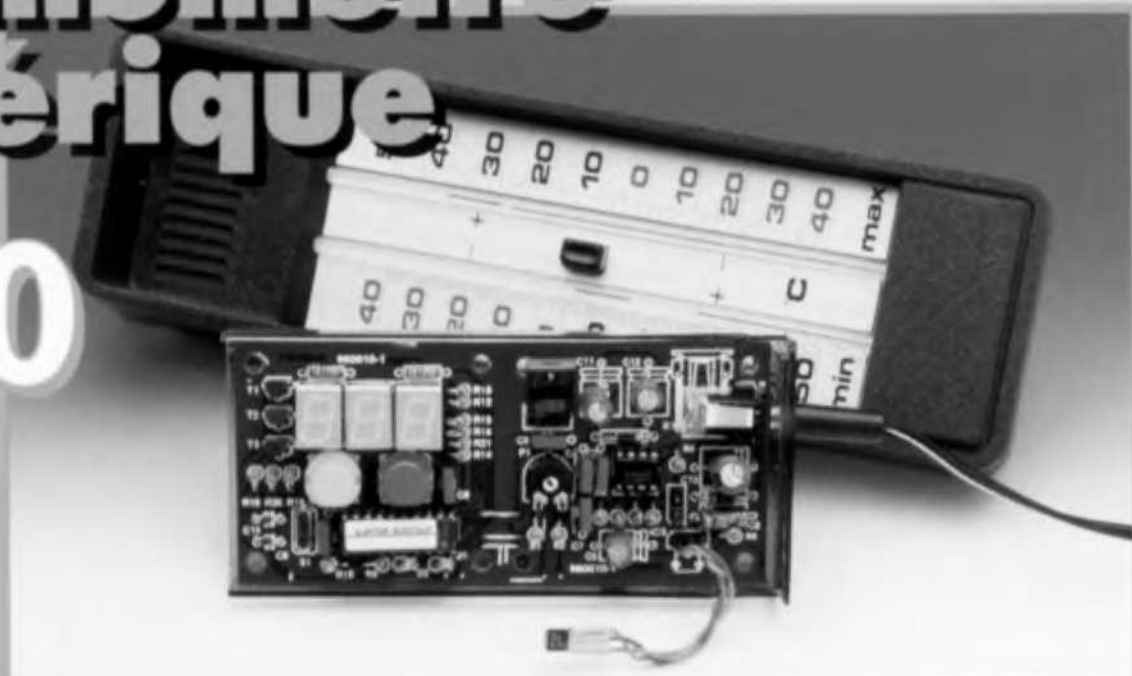
**THERMOMÈTRE
MINI/MAXI NUMÉRIQUE**

M 1531 - 219 - 27,00 F



thermomètre numérique

50



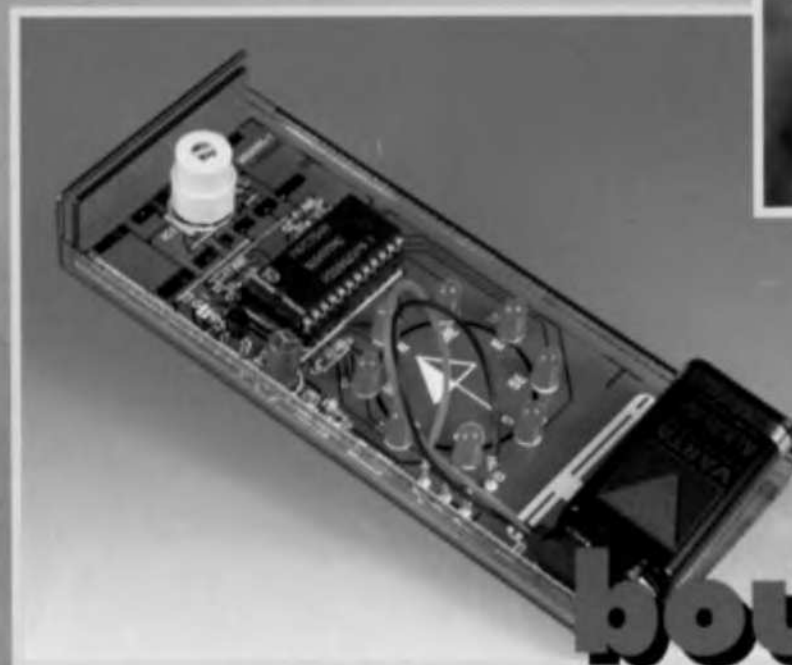
16

générateur de mire SV

en point de mire:

les accus & leurs technologies

12



36

boussole électronique

RÉALISATIONS

- 16  **générateur de mire SV**
PAL, PALplus, S-VHS et VGA
- 22  **le MATCHBOX**
en centrale de mesure
750 valeurs de mesure en EEPROM
- 26  **mise en veille I.R. ÉCO**
par votre télécommande RC5
- 36  **boussole électronique**
un rien d'électronique
pour une rose de compas
- 40  **interface RS-232**
pour CAN ICL 7106
extension pour affichages LCD
- 44  **« truffe » I.R.**
rendre la lumière audible
- 46  **protégez le tweeter !**
limiteur de puissance électronique
- 50  **thermomètre numérique**
à enregistrement mini/maxi intégré

INFORMATIONS

- 12  **les accus &**
leurs technologies
un tour d'horizon
- 32 **APPLIKATOR LM3420-xxx**
côntroleur de charge
pour accus lithium-ions
- 54 **électronique en ligne**
à la recherche des sources du
BASIC Stamp
- 55 **infocartes**
TSL245 - convertisseur lumière I.R.
vers fréquence
SAA3049 - décodeur de télécom-
mande infrarouge

RUBRIQUES

- 31 Élékubrations ...
- 57 la réglementation CEM
- 58 Publitronic Service
- 59 actualités électroniques
- 68 le mois prochain dans Elektor

facile

difficile





les accus & leurs technologies

un tour d'horizon

La microélectronique est en passe d'envahir tous les domaines. Qui plus est, les nouveaux semi-conducteurs permettent à présent de s'affranchir de l'alimentation par le secteur. Lecteur de DAN ou autre baladeur en bandoulière et désormais indispensable mobilephone en pochette, le simple promeneur est parfois un studio de télécommunication ambulant. Tous ces ustensiles ont un autre point commun : ils n'ont vie qu'à travers le cordon ombilical qui les relie à l'accumulateur. Devant une demande en croissance astronomique, les fabricants de ces précieux distributeurs d'énergie ont planché sur des technologies alternatives susceptibles d'entraîner un maximum de compacité.



On trouve des accumulateurs de toutes formes et volumes et pourtant ils se classent sous relativement peu de lignées différentes. On trouve la bonne vieille (et lourde) batterie au plomb et les accus au cadmium-nickel, de plus en plus célèbres comme pollueurs invétérés. Plus modernes et aussi plus respectueux de notre environnement sont les accumulateurs au nickel métal et le dernier-né, au lithium ionique. Le moment ne semble-t-il pas opportun d'y jeter un regard circulaire ?

L'ACCUMULATEUR AU PLOMB

Voilà une famille connue de tous. Les accumulateurs au plomb sont robustes mais lourds, comme leur nom l'indique. Ils font encore merveille dans l'industrie automobile en raison de leur faible coût. Plus récente, la batterie « sèche » s'utilise dans divers appareils à grande diffusion, mais la technologie paraît sur le déclin. La densité de charge, comparativement réduite vis-à-vis du poids de l'ensemble en est la cause. L'accumulateur « humide » que l'on trouve sur chaque automobile, n'est rien d'autre qu'une cuve d'acide dans lequel plongent les électrodes au plomb. L'électrolyte des batteries « sèches », en revanche, est gélifié, avec pour avantage de ne plus nécessiter le moindre entretien.

L'ACCUMULATEUR AU CADMIUM-NICKEL

Lui aussi a une longue histoire, dans l'industrie du moins ; on parlait alors d'accumulateur alcalin. Il a équipé les premiers ordinateurs portables. Une anode d'hydroxyde de nickel, une cathode de cadmium, une durée de vie équivalente à un millier de cycles de charge-décharge et une capacité effective assez limitée. Un portable moyen le vide en une heure à peine. Les ordinateurs plus perfectionnés, dotés d'un processeur rapide et d'un écran en couleurs sont encore deux fois plus gourmands. Vient-il à chauffer, l'accumulateur perd de sa capacité, ce qui est d'ailleurs une règle assez générale. Aussi faut-il prendre des précautions pour la recharge ; du coup, la durée d'indisponibilité des cellules CdNi s'allonge : une charge rapide augmente le risque de surchauffe et de dégradations irréversibles. Les électrodes frittées (agglomérées par chauffage) résistent mieux aux courants forts, à coup sûr lorsqu'ils sont débités par des régulateurs appropriés. Enfin, l'effet de « mémoire » reste un problème crucial dans cette technologie, ce qui conduit à décharger entièrement la cellule avant recharge.

Un inconvénient de taille pour ces accumulateurs est leur forte teneur en cadmium, un matériau toxique pour

l'environnement. Si l'on jette les batteries usagées à la poubelle, on retrouvera inmanquablement le cadmium dans notre eau potable et dans les aliments. D'où les pressions qu'exercent les pouvoirs publics pour éradiquer cet usage. Les fabricants d'ordinateurs portables et de téléphones mobiles ont reçu le message « cinq sur cinq », ils se tournent résolument vers d'autres technologies.

L'ACCUMULATEUR AU NICKEL - MÉTAL

Si l'accumulateur au CdNi a connu sa plus large diffusion au cours des années 80, la décennie suivante pourrait voir l'épanouissement du modèle NiMH. Les industriels de l'informatique ont accueilli à bras ouverts cette nouvelle gamme, qui se targue de n'employer ni cadmium, ni mercure, ni plomb. Ici une électrode est en nickel pur, l'autre en hydroxyde du même métal, d'où la contraction commerciale *Ni-Metal/Hydrid* ou NiMH. À part cela, il ressemble très fort à son prédécesseur, même tension de cellule, capacité un peu plus grande (environ 30 %), mais pas d'effet de mémoire. Sa tenue en température est aussi différente, la capacité a tendance à augmenter avec elle. Sa décharge spontanée, assez intense, ne diminue que par grand froid, -10 °C.

LES ACCUMULATEURS LITHIUM/MÉTAL ET LITHIUM-IONS

Les accus au lithium constituent la génération la plus récente de la technologie des accus rechargeables. Si l'accu NiMH est l'accu des années 90, il est sûr que les accus au lithium ne manqueront pas de faire parler d'eux dans les années à venir. Il n'existe encore que fort peu d'accus au lithium rechargeables et les types décrits ci-après ne sont même pas encore sur le marché.

Les accus *lithium/métal* (à ne pas confondre avec les piles au lithium) possèdent une anode en *lithium/métal*, une cathode en oxyde ou sulfide/métal et une électrolyte polymère solide à base de sel de lithium. Bien que ces cellules possèdent la densité énergétique la plus élevée de toutes les technologies évoquées dans cet article, l'utilisation de lithium dans sa forme métal pose un certain nombre de problèmes. En effet, ce métal réagit avec l'électrolyte et, après un certain nombre de cycle, produit des cristaux. De ce fait, après un nombre restreint de cycles de charge/décharge (de

l'ordre de 150) on peut parler de courts-circuits internes et l'on court le risque, dans certaines conditions un risque d'explosion dans le cas de cellules montées en série. En cas de fuites au niveau du boîtier on risque de voir du lithium métal inflammable s'échapper. Ceci explique que ce type de cellules ne pourra pas devenir un produit grand public tant que les dits problèmes n'auront pas été résolus.

Les *cellules lithium-ion (Li-Ion)* sont principalement un produit développé par Sony pour une utilisation dans ses appareils. Leur densité énergétique est sensiblement inférieure à celle des accus *lithium/métal* mais notablement supérieure à celle des cellules NiMH et CdNi. En dépit de leur prix élevé, le coût par unité d'énergie (coût/kWh) est comparable à celui des NiMH ou CdNi. La durée de vie des accus Li-Ion est elle aussi proche de celle des cellules CdNi, ils ne connaissent pas d'effet de mémoire et présentent une auto-décharge faible. Le problème majeur de ce type d'accus est la valeur élevée de leur tension de cellule, de 3,4 à 3,7 V. Cette tension n'est que difficilement utilisable avec une électronique « habituée » à des tensions de cellules et de piles comprises entre 1,2 et 1,5 V. Il existe actuellement des cellules Li-Ion à électrolyte liquide. Sony utilise une anode d'oxyde *lithium/cobalt* poreux, une cathode en poussière de charbon et, comme électrolyte, un sel



Figure 1. Les piles alcalines rechargeables de AccuCell existent depuis un certain temps déjà.

de *lithium (LiPF₆)* dissous dans une solution organique (cellules *C/LiCoO₂*). Il faut, de par la présence de cet électrolyte liquide, prendre certaines précautions, au nombre desquelles un boîtier résistant et un coefficient de température positif. La tension de cellule atteint, au cours de la décharge, de 4,0 à 2,7 V au courant de décharge recommandé de 1,5 à 2 C. Le courant de décharge maximal est de 6 C. Il existe une variante dans laquelle le cobalt coûteux et gênant pour l'environnement est remplacé par du nickel. Grâce à leur anode constituée d'un oxyde *lithium/nickel (C/LiNiO₂)*, ces cellules ont une tension entre bornes de 3,8 à 2,4 V et possèdent une meilleure sta-



Figure 2. De plus en plus d'appareils portables utilisent des accus CdNi en remplacement des piles zinc-charbon et alcaline-manganèse classiques.

bilité thermique. L'auto-décharge est en outre plus faible que celle observée sur les cellules à anode LiCoO_2 . Une troisième branche de la famille des accus Li-Ion à électrolyte liquide sont les cellules dotées d'une anode d'oxyde lithium/manganèse ($\text{C/LiMn}_2\text{O}_4$). Le manganèse est bon marché, largement disponible et ne pose pas de problème à l'environnement. Bien que la capacité de ce type d'accus soit inférieure à celle des cellules à base de cobalt et de nickel, la densité énergétique est, grâce à une tension entre bornes plus élevée (de 4,5 à 2,8 V), comparable aux variétés à base de cobalt. L'un des principaux inconvénients de ces 3 types de cellules est l'utilisation d'un électrolyte

liquide; il faut donc prendre des précautions additionnelles. L'un des avantages majeurs des cellules Li-Ion est leur élimination facile, leur faible coût de fabrication et leur format flexible.

LES PILES ALCALINES
On les utilise depuis belle lurette comme cellules primaires, puis on les jette après usage. Il y a quelques années, une firme américaine, Battery Technologies Inc. a mis au point une méthode pour les ranimer quelque peu. En 1993, sous le vocable *Reusable*, Reovac Corporation a sorti les premières batteries alcalines réutilisables. Au moyen d'un processus simple de recharge, on peut leur restituer une par-

tie de leur capacité initiale. Après vingt-cinq cycles de charge/décharge, leur capacité utilisable est encore d'environ 50 % de celle d'une pile neuve. Venant de 1500 mAh, leur capacité atteint encore 750 mAh, celle d'un accumulateur CdNi et on peut les recharger entre 50 et 750 fois. La perte de capacité dépend du moment choisi pour effectuer la recharge. Plus tôt on s'y prend, plus la capacité résiduelle est grande. La régularité de la consommation a aussi son importance. Les conditions optimales se rencontrent pour une décharge qui se situe entre 100 et 150 mA. La différence entre une pile alcaline ordinaire et un modèle rechargeable réside dans la présence d'une limitation qui prévient la surcharge de la cathode en MnO_2 . Autre caractéristique, elles coûtent deux fois plus cher, mais comme elles durent vingt à cinquante fois plus longtemps, l'investissement est rentable. Leur disponibilité n'est toutefois pas encore évidente. Vigilance et soin doivent présider à leur recharge, d'où l'emploi exclusif de chargeurs appropriés. Le **tableau 1** vous donne un aperçu des propriétés des diverses technologies en présence.




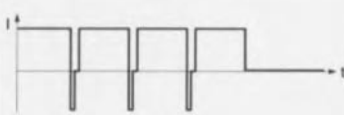

Tableau 1. Caractéristiques des principales technologies d'accumulateurs, comparées à celles d'une pile alcaline ordinaire. Le modèle choisi est le AA ou R6, aussi appelé bâton ou penlight (14 x 50 mm).

Type de cellule	pile alcaline	cellule alcaline rechargeable	accumulateur Pb	CdNi	NiMH	Li-Ion
Capacité	2,5 Ah	1 Ah	—	0,7 Ah	1 Ah	0,7 Ah
Densité énergétique	3,5 Wh	1,5 Wh	—	0,8 Wh	1,2 Wh	2,6 Wh
F.é.m.	1,5 V	1,5 V	2,0 V	1,2 V	1,2 V	3,6 V
Nombre de cycles	1	50	500	1000	1000	1000
Décharge spontanée [par mois]	1%	0,4%	6%	15%	25%	0,1%
Effet de mémoire	—	non	non	oui	non	non
Pointes de courant	limité	limité	bon	bon	limité	moyen

LES TECHNOLOGIES DU FUTUR

On n'en finit pas, au cours de ces années 90, d'assister à des progrès significatifs. Il faut donc s'attendre à voir apparaître dans le commerce de nouvelles générations d'accumulateurs. La question est de savoir quelles technologies vont percer. On en cite souvent deux : les cellules zinc-air et celles aux polymères de lithium. Les piles zinc-air, non rechargeables, sont déjà commercialisées sous forme bouton pour les prothèses auditives, entre autres. Elles disposent d'une grande capacité, quelque 50 % de plus que les piles au lithium et leur tension est de 1,4 V. L'inconvénient majeur des accumulateurs zinc-air est actuellement le nombre réduit de cycles qu'ils peuvent endurer, une cinquantaine. De plus, ils nécessitent toujours une ventilation forcée en fonctionnement, ce qui augmente d'autant le volume du compartiment d'accumulateurs et les contraintes qui en découlent. Comme la place nécessaire n'est pas toujours disponible sur les appareils concernés, il semble indispensable que les concepteurs revoient leur copie. Une alternative encore, l'accumulateur aux polymères de lithium, caractérisé par une densité de charge supérieure de 60 % à celle des cellules NiMH. Mais ici encore, dans l'état actuel de développement, le nombre de cycle réduit retarde son introduction sur le marché.

Tableau 2. Chaque type de charge présente avantages et inconvénients.

Méthode de charge	propriétés	chronodiagramme
Limitation de tension et courant	uniquement pour accumulateurs au plomb	
	erreurs dues à la résistance interne	
Courant alternatif redressé	bon marché	
Courant impulsionnel	élimine les erreurs de mesure	
Impulsions de charge et décharge	diminuent le dégagement gazeux	
	réduisent l'effet de mémoire	
Pointes à fort courant	diminuent l'effet de mémoire	
	réduisent la croissance des cristaux	

DIFFÉRENTS PRINCIPES DE RECHARGE

Quel qu'ils soient, les accumulateurs vides doivent passer à la charge. Jadis, on y consacrait quatorze heures, à travers une diode et une résistance en série, le tout alimenté par un transformateur. L'industrie a, entre-temps, établi de nouveaux concepts. Presque tous les producteurs de semi-conducteurs proposent aujourd'hui des circuits intégrés spécialisés. Il semble qu'à chaque technologie corresponde une méthode idéale différente. Les robustes cellules CdNi sont surtout réputées pour leur endurance aux pointes de courant qu'elles peuvent délivrer. La même qualité peut servir à les charger. Si on leur applique un courant de 4C (quatre fois leur capacité nominale), ils sont bons pour le service quinze minutes plus tard. Les accumulateurs NiMH sont surtout disponibles en version « pen-light » (bâton ou AA), mais ils sont plus chers et n'acceptent pas une recharge en un quart d'heure. Mieux vaut y consacrer une à deux heures.

DES COURANTS DE TOUTES LES FORMES

Pas difficile d'expliquer à quoi sert un chargeur. Il doit donner autant de courant à l'accumulateur qu'il lui en faut pour être chargé « à bloc ». Un bon chargeur détecte le moment où l'accumulateur est bien chargé, que ce soit par limitation de la tension ou du courant, la température des cellules ou l'apparition d'un dégagement gazeux. Pour charger des accumulateurs au plomb (graphique 1 du tableau 2), on se base sur le principe tout simple qu'à une certaine tension, les cellules sont convenablement chargées. La limitation de courant veille à ce que le processus reste dans les limites de sécurité. Une fois la tension nominale atteinte, on peut passer en charge d'entretien. Nul besoin de stabiliser ou réguler le débit de charge ; on peut franchement utiliser la tension en sortie d'un redresseur, un condensateur réservoir n'aurait ici aucune utilité. Une troisième possibilité, c'est le courant constant, régulièrement interrompu. Durant cette pause, il est possible de mesurer la différence de potentiel de la cellule sans l'erreur qu'introduirait la résistance interne. De cette manière, on s'affranchit aussi des résistances de contact et de celles des bornes de raccordement, bien difficiles à évaluer dans la pratique. La méthode illustrée dans le quat-

3

Figure 3. Les accumulateurs affichent les galbes les plus divers. Deux appareils munis d'accumulateurs NiMH bien dissemblables : un ordinateur portable et un téléphone (GSM) portatif.



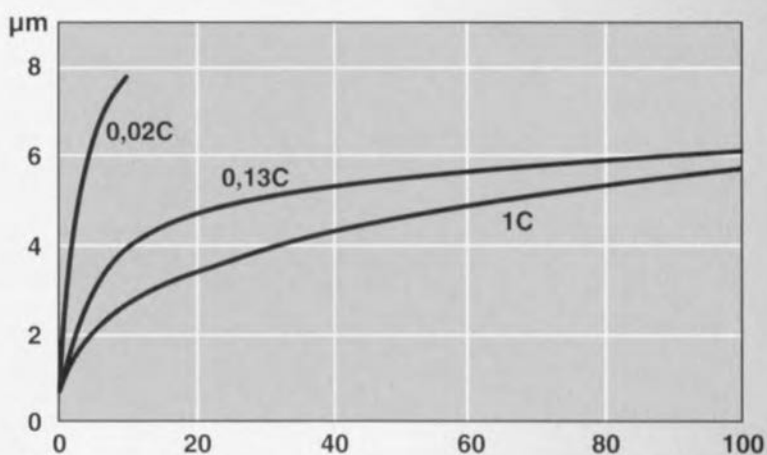
rième graphique consiste à prévoir, à l'issue d'une période de charge, une autre, plus brève, de décharge. Elle limite la formation de gaz dans l'électrolyte. Autre avantage, elle réduit l'effet de mémoire dans les accumulateurs au CdNi. Le dernier graphique montre la charge à courant très fort. La valeur moyenne du débit n'est autre que le produit du courant de pointe par le rapport cyclique. Cette astuce permet de réduire l'effet de mémoire ; mais en outre, la grande intensité s'op-

pose à la formation de gros cristaux dans les électrodes. Ce sont eux les responsables de la perte de capacité des accumulateurs.

Le graphique du bas montre d'ailleurs l'influence de la cristallisation sur le débit de charge. Il apparaît que les faibles intensités de charge (moins de 0,1 C) ont un effet néfaste sur les cellules ; il est de loin préférable d'opter pour un courant élevé entrecoupé de longues pauses. Le synoptique du tableau 2 compare les différentes méthodes de charge. 960018-1

Figure 4. On voit clairement qu'une recharge à faible débit favorise la croissance des cristaux, qui emprisonnent la matière active lors des utilisations ultérieures et réduisent la capacité effective de l'accumulateur. En ordonnée, la taille des cristaux ; en abscisse, le nombre de cycles de charge/décharge.

4



960018 - 11

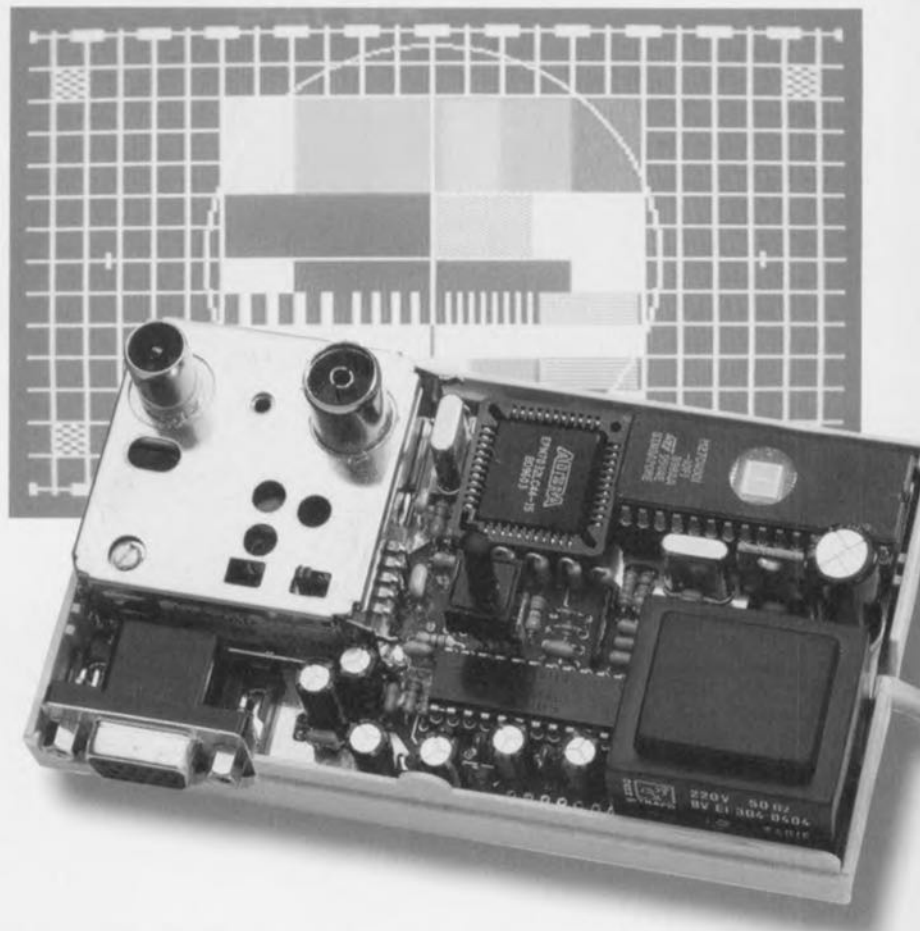


générateur de mire SV

PAL, PALplus, S-VHS et VGA et cela avec 4 circuits intégrés seulement

Le générateur de mire vidéo objet de cet article se distingue par un certain nombre de caractéristiques remarquables :

- son universalité étonnante – il peut être utilisé tant pour des téléviseurs (PAL il est vrai) que pour des moniteurs VGA – tout en ne nécessitant qu'un nombre minimal de composants.
- Son coût de réalisation est étonnamment faible comparé au prix d'un générateur de mire PALplus industriel, de sorte qu'il devient presque un must sur l'étagère du dépanneur de téléviseurs.



Vu que, jusqu'à présent, les générateurs de mire PALplus étaient rares et partant extrêmement coûteux, l'instrument proposé ici offre à de nombreux techniciens TV la possibilité de générer un signal de test PALplus. L'un des objectifs du véritable amateur d'électronique est d'être prêt à faire face à toute éventualité. Si l'on fait fi du régulateur de tension, ce montage ne comporte que 4 circuits intégrés : une EPROM standard, une EPLD programmée, un compteur du type 4040 et un encodeur PAL. Le fait que la mire soit stockée dans une EPROM tout ce qu'il y a de plus ordinaire ouvre des perspectives intéressantes : il est en effet possible de programmer l'EPROM pour qu'elle contienne une mire que l'on aura dessinée soi-même. L'EPROM standard contient 6 mires TV et 6 mires VGA.

Modulateur UHF et alimentation compris, la platine du générateur de mire est à peine plus grande qu'une calculatrice de poche. De par sa consommation de 4 W seulement, rien n'interdit d'envisager une utilisation mobile avec alimentation par accu(s). Les seuls organes de commande prennent la forme d'une touche Digitast et d'un inverseur unipolaire.

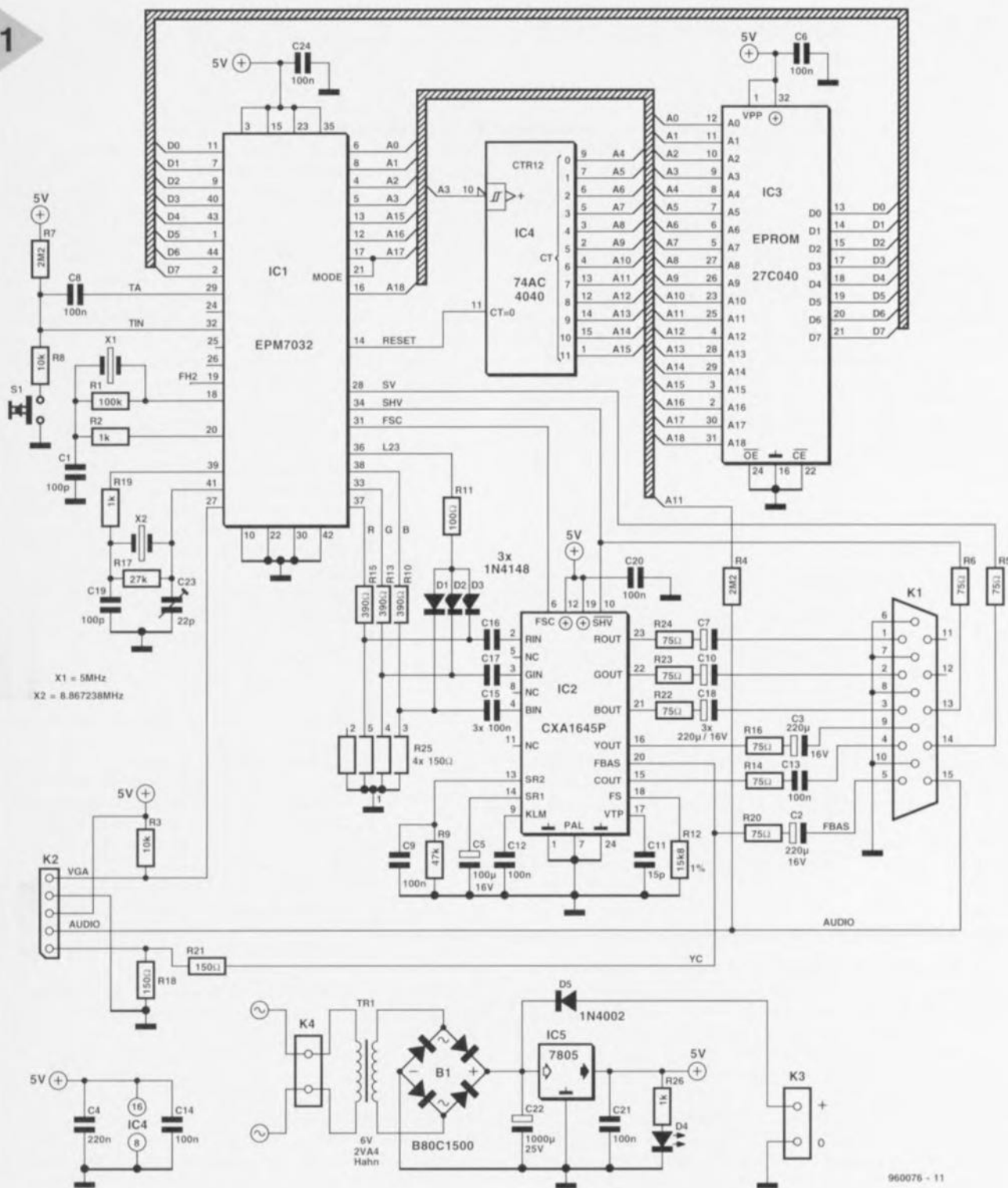
EPLD + EPROM = GÉNÉRATEUR VIDÉO

Le nombre « ridicule » de composants ne rend pas justice à la complexité fonctionnelle de l'électronique. La raison en est que la génération complexe des mires correspondant aux différents standards est l'affaire d'une EPLD, IC1 et d'une EPROM, IC3. Les

Caractéristiques techniques:

- ✓ 12 mires pour PAL, PALplus, S-VHS et VGA, entrelacé et non-entrelacé
- ✓ Sorties pour RVB, H-Sync, V-Sync, Sync composite, FBAS, signaux Y et C, BF 550 Hz, UHF C30-40 avec entrée BF externe
- ✓ Tous les signaux sont numériques et couplés en fréquence
- ✓ Offset quart de ligne selon norme PAL
- ✓ Réalisation de sa propre mire à l'aide d'un programmeur d'EPROM
- ✓ Durée minimale de pixel de 112 ns

projet: W. Foede



960076 - 11

dit composants sont épaulés par un encodeur PAL, IC2, composant à forte intégration (LSI) et un modulateur UHF connecté à l'embase K2. L'EPLD choisie est une EPM7032 d'Altera au prix abordable parfaitement adaptée à cette réalisation, l'utilisation de GAL standard ne se justifiant pas pour des raisons de dessin de platine et de consommation de courant. L'EPLD remplace de 4 à 5 GAL et ne consomme pas plus qu'un seul de ces composants. Il existe un logiciel tournant sous Windows gratuit « 1STEP » avec Fitter (routage et attribution des broches automatiques) ainsi qu'un

programmeur au prix abordable pour assurer la programmation de ce type de composants (le LabTool-48 d'Avantech par exemple). Parmi les composants passifs entourant IC1 on reconnaît 2 oscillateurs à quartz. L'oscillateur travaillant à 8,86 MHz fournit la fréquence d'horloge-maitre dont sont dérivées toutes les fréquences vidéo nécessaires (horizontale, verticale, chrominance). Cet oscillateur qui travaille à sa fondamentale (résonance parallèle) se laisse

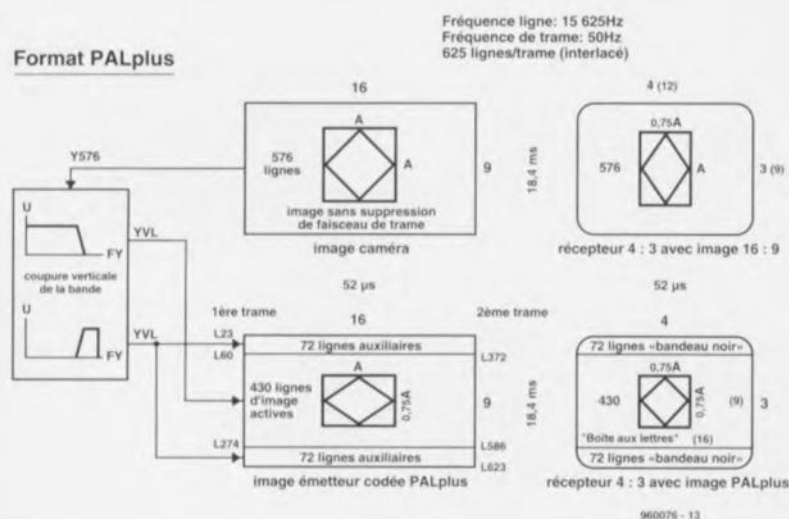
Figure 1. L'électronique du générateur de mires se résume pratiquement à 4 circuits intégrés entourés de très peu d'autres composants.

régler par le biais du condensateur ajustable C23. L'oscillateur 5 MHz fournit quant à lui l'horloge de bit nécessaire à un signal de commande numérique, signal indispensable dans le cas de la norme PAL-plus (signal WSS, cf. l'encadré consacré à la norme PALplus). Le reste de l'électronique se résume à un bouton-poussoir dont l'EPLD assure l'anti-rebond, organe permettant de passer d'une mire à la suivante. L'adressage de l'EPROM se fait depuis l'EPLD par le

La norme PALplus

PALplus, évolution du standard PAL, permet un passage souple du format d'image analogique 4:3 au format d'image numérique de 16:9 de l'avenir. L'une de ses caractéristiques primordiales est une retro-compatibilité avec les appareils existants sans nécessité de modification. La qualité de l'image est également sensiblement améliorée par l'absence d'interférence et une augmentation des bandes passantes de la luminance et de la chrominance reproduites. Commençons par nous intéresser à la technique de production illustrée ci-dessous. La caméra TV produit, en PALplus, une image au format 16:9 réel comportant 576 lignes actives. Les durées et les fréquences des lignes sont celles du standard PAL. Si l'on envoyait les images telles quelles à un récepteur TV 4:3 la longueur des lignes se raccourcirait de 25% par rapport à la hauteur de l'image, les cercles devenant des ellipses. Il existe bien évidemment une possibilité de réécriture latérale de l'écran voire de modification de la hauteur de l'image. Ces 2 solutions sont loin d'être optimales et nécessiteraient la modification des appareils plus anciens.

Format PALplus



PALplus n'émet pas l'image caméra, mais un « noyau » d'image ramené à 430 lignes entouré de part et d'autre d'un domaine horizontal auxiliaire de 72 lignes. Les dits domaines sont obtenus par filtrage vertical. Grossièrement cela signifie qu'un groupe de 4 lignes successives est subdivisé en 3 lignes « noyau » et 1 ligne de domaine auxiliaire. En cas de contenu identique des 2 demi-images on génère les domaines auxiliaires en « mode film » à partir de l'image complète, en « mode caméra » (la source de signal est une caméra de studio TV) au contraire ce processus se fait à chaque fois à partir d'une demi-image seulement. Le contenu des lignes auxiliaires est modulé à phase 0 sur la porteuse auxiliaire de chrominance FSC. Cela correspond, pour la partie positive du signal, à une couleur proche du bleu, et pour sa partie négative à du jaune. L'addition du signal FSC auxiliaire se fait au niveau du burst (du noir donc), et ce à une amplitude qui ne doit pas dépasser celle du burst. Il faut en outre réduire, non-linéairement, le signal Y (luminance) des lignes auxiliaires en raison du rapport signal/bruit faible. Cette image à émettre se caractérise, sur un écran 16:9 par une hauteur trop faible de 25% sachant que sur un téléviseur 4:3 on observe une image 16:9 sans distorsion ni perte d'information de 430 lignes en format « boîte à lettres » avec domaines auxiliaires supérieur et inférieur noirs. Il est facile de différencier une émission PALplus d'un film « cinémascope » 16:9 en regardant l'image. On découvre, dans les contours sombres, des colorations bleu-jaune dues aux contenus des auxiliaires. Le récepteur PALplus régénère, à partir des lignes de « noyau » et des domaines « auxiliaires », une véritable image 16:9 comportant le nombre de lignes requis (576).

Une comparaison entre les 2 formats montre clairement qu'avec une image 16:9 ce n'est pas le nombre de lignes mais uniquement leur longueur qui augmente. Si l'on ne veut pas une réduction de la résolution horizontale il faudra augmenter le nombre de pixels/ligne c'est-à-dire la fréquence Y-limite. Pour éviter les interactions, non synchronisation des couleurs pour petits échantillons par exemple, et en raison de la séparation des signaux de luminance et de chrominance (signal Y et C) à l'aide d'un filtre passe-bande de 4,43 MHz, la fréquence Y-limite se situait, dans le cas du PAL, à quelque 3,5 MHz. PALplus modifie la situation à l'aide de « Colour Plus ». La norme PAL accouple la porteuse couleur (FSC) et la fréquence ligne dans un rapport de 283,7516:1. On procède à l'émission de 2 demi-images de 312,5 lignes en mode interlacé. En cas de contenu identique des 2 demi-images 2 lignes adjacentes, c'est-à-dire la ligne n et la ligne n+312, présentent un déphasage FSC de 180°. Ceci permet une différenciation plus élégante des signaux Y et C. Une addition en phase des lignes des 2 demi-images donne le signal Y, une addition en inversion de phase produit le signal C. Cette séparation impeccable évite les interactions entre Y et C et inversement, de sorte que l'on peut

utiliser à plein la totalité de la bande passante de 5 MHz. Il en va de même pour la couleur, dont la bande passante s'accroît de quelque 700 kHz à 1,3 MHz. Ce procédé s'appelle « Fixed Colour Plus » (tout est « plus » dans cette nouvelle norme !). Les conditions sont une temporisation d'une demi-image et un contenu identique des 2 demi-images. Comme cela n'est le cas qu'avec des images statiques et en « mode film » Colour Plus est modifié en fonction de la dynamique (mouvement) devenant MACP (« Motion Adaptive Colour Plus »). Le récepteur PALplus est piloté par le signal WSS (Wide Screen Signalling). Pendant la recherche de lignes vides lors de l'échantillonnage de l'image il ne reste que la première moitié de la ligne 23 après le début de la première demi-image et de la ligne 623 avant la fin de la seconde demi-image. Toutes les autres lignes vides sont utilisées par VideoText, des données et des signaux de test. Le signal WSS est un ensemble de bits en modulation biphase dérivé d'une fréquence d'horloge de 5 MHz. Ce pa-

tron de bit contient successivement un « run-in ode » (5 bits), un « start ode » (4 bits), un « format ode » (4 bits), un « enhanced service ode » (4 bits), un « subtitle ode » (3 bits) et, pour clore le tout, un « reserve ode » (3 bits). Les codes de « run-in » et de début sont toujours identiques et servent à la synchronisation, tous les 40 ms de l'horloge du récepteur PALplus. Le code de format sert au pilotage proprement dit de l'image, ces 4 bits indiquant le format concerné (image large ou format normal, position de la « boîte aux lettres »). Le code de service intègre l'information concernant les modes caméra et film évoqués plus haut, de même que celles de MACP et de modulation des lignes auxiliaires. Les bits de sous-titrage sont positionnés en cas de présence de sous-titres, les bits de réserve étant comme le laisse supposer leur dénomination, réservés pour une utilisation éventuelle. Le signal WSS présente, dans le cas d'un signal vidéo de 700 mV_{cc}, un niveau de crête de 500 mV_{cc}. Pour peu que l'on réduise quelque peu la hauteur de l'image on ne manquera pas de le découvrir. Sur le reste de la ligne 23 on trouve dans le noir un burst 4,43 MHz d'une longueur de 11 µs, d'une amplitude de 300 mV_{cc} et déphasé de 180° pour éviter que le démodulateur des lignes auxiliaires ne soit pas uniquement renvoyé aux bursts PAL alternatifs. Avec 10 µs de noir et autant de blanc, la ligne 623 sert de référence d'amplitude. Les appareils PALplus commutent dans ce mode lorsque, dans le signal WSS, les bits correspondant à « Letterbox 16:9 Center », « Vertical Helper Encoding » et « Motion Adaptive Colour Plus » sont positionnés (à « 1 »). Notons que le signal WSS a également été prévu pour un passage depuis le SECAM vers un nouveau format.

biais d'un compteur interne épaulé par un compteur binaire à 12 étages du type 74AC4040, IC4. Toute l'astuce de ce générateur de mire réside dans la combinaison de l'EPLD avec l'EPROM, ce dernier composant stockant et les mires sous forme de pixels et les informations de commande de l'EPLD, de façon à ce que cette dernière soit en mesure de convertir ces données « pixelisées » en un signal vidéo correspondant aux différents formats TV et VGA. La programmation des mires sous la forme de pixels a l'avantage de permettre la constitution de sa propre mire pour laquelle on pourra utiliser la totalité de la surface de l'image TV. L'EPROM de la capacité maximale adressable, une 27C040, permet le stockage des dites 6 mires TV et 6 mires VGA, sachant qu'une mire TV occupe 512 Kbits et qu'une mire VGA a besoin elle de 1 Mbit. Chaque octet mémorise 2 pixels de l'image. Il faut au minimum un bit pour chacune des 3 couleurs primaires, rouge (R), vert (V, ou G de *green*) et bleu (B), de sorte que l'on dispose, dans un octet, outre des 6 bits (2 x 3) des couleurs de 2 pixels, encore de 2 bits pour les signaux de commande (cf. le tableau de codage de la figure 2). En mode TV, la longueur du pixel le plus court est de 225 ns, celle du pixel le plus court en mode VGA de 112 ns.

HEX EPROM-CODE 1

CODE/4 Bit

XHL	XHL	(pixelbits)	
10	01	B (D4 D0)	2 pixels/byte D3 blocks R/G/B
20	02	G (D5 D1)	
40	04	R (D6 D2)	

CODE/8 Bit

08	SHV TV/VGA (D7/D3)
18	SHV blocked in VGA (D4/D3)
28	SHV blocked in TV (D5/D3)
48	SV TV/VGA (D7/D6/D3)
4A	SV blocked in VGA (D6/D3/D1)
4C	SV blocked in TV (D6/D3/D2)
89	AR TV/VGA (D7/D3/D0)
8B	AR TV (D7/D3)
8D	XINS WSS (L23) PALplus (R/G/B not blocked)
09	1st Byte SHV blocks FHZ toggle (D0)
19	" " "
29	" " "

960076 - 17

représente 2 pixels ou un autre signal (une impulsion de synchronisation par exemple). Ce n'est que si D3 et D7 sont à « 0 » que l'octet est décodé comme un double pixel. Dès que D3 est positionné (à « 1 ») on a blocage des signaux

de synchronisation d'image (SV), à nouveau pour les 2 modes. L'EPLD « alimentée » par les bits en provenance de l'EPROM fournit ainsi à ses sorties les signaux numériques requis, à savoir RVB, SV (synchro verticale), SHV (synchro horizontale), FSC (chrominance auxiliaire) et L23

(le signal de commande WSS pour PALplus).

En tant que signal audio nous avons tout simplement pris le signal A11 qui, avec sa fréquence de 550 Hz, est parfaitement audible.

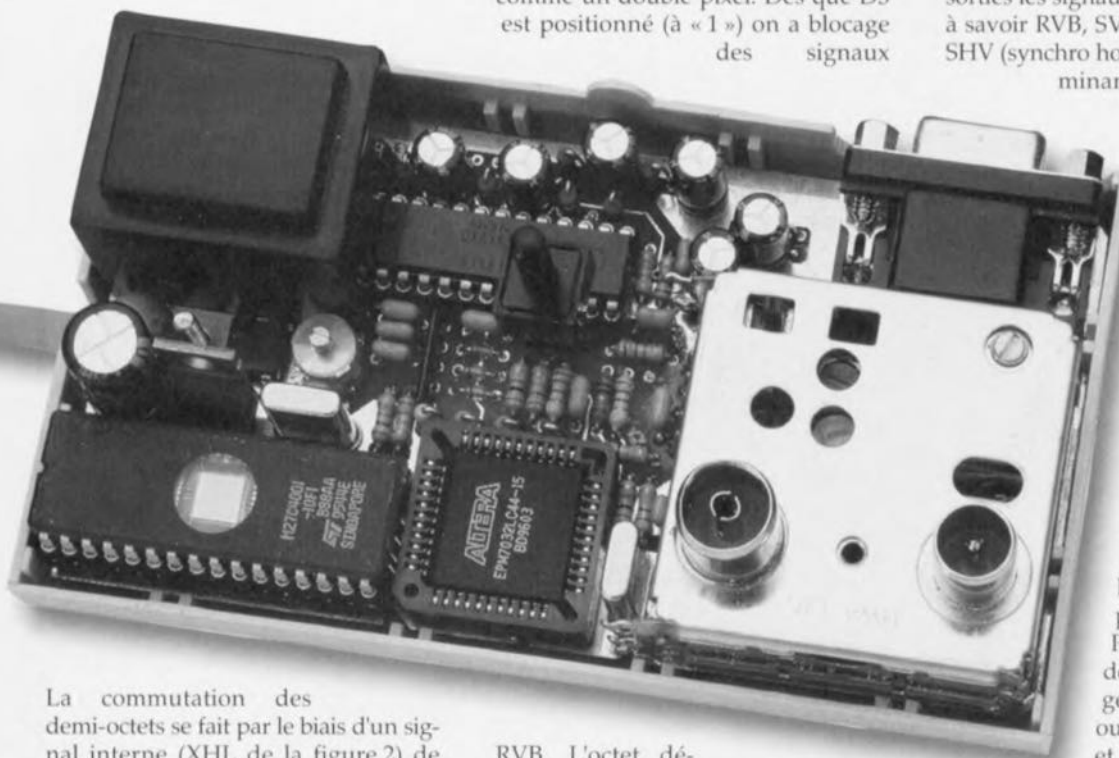
Le signal audio est transmis directement à l'embase de sortie et au modulateur UHF, les autres signaux de sortie de IC1 étant eux traités par le modulateur PAL, IC2. On dispose de ce fait à la sortie du générateur de mire outre des signaux RGB et de synchronisation, également des signaux

FBAS (vidéo composite) et des composantes de signal C (chrominance) et Y (luminance). Le modulateur UHF « gavé » des signaux audio et FBAS assure alors également la compatibilité avec l'entrée « ANT » (antenne) des téléviseurs et autres magnétoscopes.

La commutation des demi-octets se fait par le biais d'un signal interne (XHL de la figure 2) de l'EPLD, la fréquence de ce signal étant 2 fois plus élevée que celle de l'horloge de bit présente sur la ligne A0. Comme le montre le tableau de la figure 2, les bits D0, D1 et D2 d'une part, D4 à D6 de l'autre, servent aux couleurs R, V et B. Les bits restants, D3 et D7 indiquent si l'octet concerné

RVB. L'octet décodé d'après le code sur 8 bits donné en figure 2 représente dans ce cas-là une information de commande, un code 08 représentant par exemple une impulsion de synchronisation de ligne (SHV) tant dans le cas d'une mire TV que dans celui d'une mire VGA, le code 48 représentant une impulsion

Figure 2. La clef du fonctionnement de cet appareil se cache dans le code des mires stocké dans l'EPROM.



EXTENSION PALPLUS

La condition de génération d'une mire permettant le test de téléviseurs PAL-plus est un couplage selon les normes de la fréquence de la porteuse auxiliaire de chrominance et de celle de la fréquence de ligne (cf. l'encadré de la page précédente consacré à la norme PALplus). D'après la norme PAL la fréquence de la porteuse auxiliaire de chrominance FSC est de 4,4361875 MHz très exactement et la fréquence de ligne de 15 625 Hz. Le rapport de ces 2 facteurs est de : $4\,436\,187,5 / 15\,625 = 283,7516$. La raison de ce nombre « bizarre » est un transfert le moins parasité possible du signal de chroma modulé C simultanément avec le signal Y. Ce rapport est obtenu, du côté encodeur « studio », à l'aide d'une partie de synthèse com-

que la durée de 284 périodes. Le chronodiagramme de la figure 3 montre la technique de préparation. La fréquence de ligne (fréquence horizontale) est divisée par 2, FH/2 (FH) et partant amenée à 7,812 5 kHz. Le signal de 8,86 MHz fourni par l'oscillateur basé sur X2 (dans la partie supérieure du schéma) nous fournit, après division par 2, la fréquence de la porteuse auxiliaire de chrominance (4,43 MHz). Au cours d'une période d'horloge du signal de 8,86 MHz FH2 change le sens du flanc d'horloge actif. Ceci a pour conséquence une diminution de 0,5 période du signal de 8,86 MHz de la durée de ligne, ce qui correspond à 0,25 période de FSC. Il ne nous manque plus que le +0,0016 période/ligne. Dans le cas de 625 lignes cela représente $625 \times 0,0016 = 1$ période complète soit encore 0,5 période

droit 2 flancs FH2, ce qui nous donne également +112 ns. Dans l'image complète le signal FSC présente alors, dans le cas de contenus d'image identiques pour les 2 demi-images, un déphasage de 180° d'une ligne à la suivante. Comme nous le disions en début d'article, il s'agit là d'une exigence primordiale de la norme PALplus. La seule différence dans l'obtention de ce déphasage par rapport aux techniques notablement plus complexes de traitement de la fréquence est que l'on ajoute 112 ns à chaque fois à 2 lignes seulement et qu'on ne les répartit pas sur l'ensemble des lignes/de la demi-image. Vu que la différence de longueur des dites 2 lignes résultante, +1 mm, tombe en amont des impulsions de synchronisation on ne constate pas de problème visible de la synchronisation lignes. Si, sur un oscilloscope, on utilise un déclenchement ligne sur ce signal on constatera que, contrairement à d'habitude, la chrominance est elle aussi synchronisée et reste immobile. Si l'on dispose qu'un fréquencemètre à signal étalon de 1 MHz (synchronisé sur Droitwich ou DCF) on pourra vérifier la correction de l'offset PAL : Sur un oscilloscope à 2 canaux on optera pour un déclenchement ligne du canal A et l'on immobilisera la fréquence-étalon de 1 MHz (Droitwich) sur le canal B à l'aide du condensateur ajustable C23 de FSC, vu que le nombre 64 µs est un multiple entier de 1 µs. Le fréquencemètre-étalon doit alors donner pour FSC une fréquence de 4,4361875 MHz très exactement. Comme nous le disions plus haut, notre générateur de mire utilise un codage PALplus simplifié, mais un appareil PALplus réagit normalement à ce signal. C'est ainsi que la composante des fréquences verticales élevées présente dans les lignes auxiliaires ne sont pas modulées. Elles restent constamment noires, exception faite d'un bref signal d'identification. La référence FSC de la ligne 23 devrait présenter une phase de 180°, notre mire utilisant la couleur jaune avec une phase de 167°. La valeur Y, différente du noir, n'a cependant pas d'influence gênante. Lors de la génération du signal WSS l'instabilité (jitter) maximale de l'oscillateur 5 MHz (X1), à savoir 200 ns, est négligeable. Pour les mires PALplus, en mode caméra, WSS est, dans la ligne 23, échantillonné par le signal XINS (code EPROM 80HEX). Le signal WSS est appliqué aux entrées RVB de l'encodeur PAL IC2 par le biais de R11 et des diodes D1 à D3. Nous vous parlerons dans le second article consacré à ce générateur de mires du mode de fonctionnement VGA et des mires; nous aborderons également la réalisation, le test et le mode d'emploi de cet appareil...

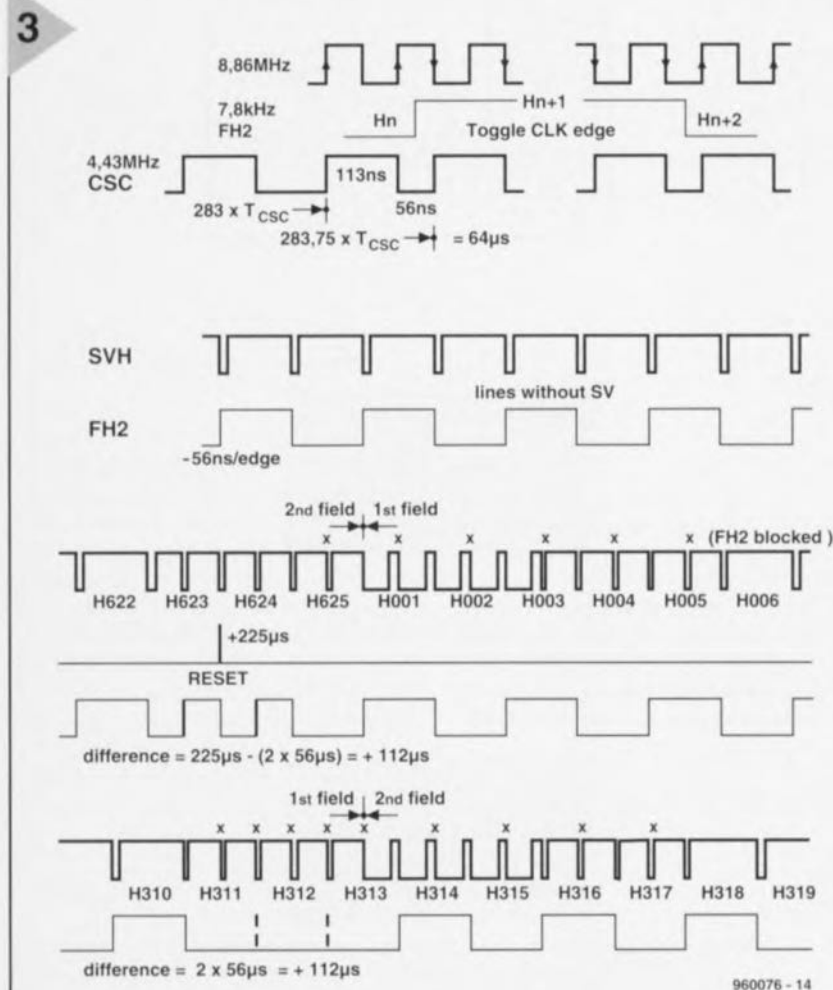


Figure 3. Le chronodiagramme illustre la chronologie horizontale qui, dans le cas du PALplus, exige un couplage selon les normes entre la chrominance et la fréquence de lignes.

plexe. Cette tâche est parfaitement dans les cordes de circuits intégrés programmables. Le circuit subdivise ce facteur en 3 parties : 284, -0,25 et +0,0016. Le -0,25 x 1 période de FSC signifie que chaque ligne doit être plus courte de $360^\circ \times 0,25 = 90^\circ$ (-56 ns)

(112 ns) par demi-image. Une RAZ pleine image (RESET) allonge la durée de 225 ns. Si l'on intègre dans cette plage 2 flancs FH2 additionnels sans fonction active, la durée est ramenée à 11 ns. Dans la demi-image suivante on supprime au même en-



Caisson de graves actif

Dans le numéro d'avril 1996, vous avez décrit une version active du caisson de graves publié en mars, faisant appel à des IGBT dans l'étage final. Je préférerais y incorporer l'amplificateur de puissance du Crescendo et ma question est la suivante: comment adapter le Crescendo pour qu'il présente les caractéristiques adaptées au caisson?

C. Van Valkenburg

La seule condition que l'amplificateur doit respecter, c'est que sa fréquence limite inférieure se situe approximativement à 18Hz. Il faut en effet éviter que l'ensemble du montage, filtre actif et étage final, ne présente un gain trop élevé en infrasons. Si vous voulez adapter le Crescendo, il faut échanger le condensateur d'entrée de l'amplificateur,

C1 en parallèle sur C2, par un condensateur unique de 330nF et le nouveau pôle sera bien accordé. (la rédaction)

Projets

Chaque mois, Elektor vous propose quantité de projets à construire. Certains proviennent en droite ligne de nos laboratoires, d'autres sont envoyés par des lecteurs. Vous pouvez vous en rendre compte aisément, le nom de l'auteur figure alors en tête de l'article. Cela ne veut pas dire que nous profitons gracieusement de la bonne volonté de ces correspondants occasionnels. Pour chaque article publié, un de nos laborantins étudie en détail le projet et réalise un prototype pour le soumettre à des mesures. Après les essais, les modifications et éventuellement la conception d'un circuit imprimé, le dossier est envoyé à la rédaction qui en fait un article. Nous sommes certains que beaucoup de nos lecteurs ont développé chez eux un joli montage, utile ou simplement amusant. Ce serait une bonne idée de nous en faire part. Si nous estimons qu'il mérite d'être publié, vous risquez fort de voir votre nom dans nos colonnes. En outre, votre contribution sera rémunérée équitablement. Voilà

deux bonnes raisons de nous proposer votre collaboration! Encore une remarque: ne nous envoyez pas de réalisation terminée; dans un premier temps, une courte description et un schéma nous suffisent. (la rédaction)

Configuration du convertisseur de taux d'échantillonnage

Abonné depuis près de vingt ans à votre revue, j'ai mis en œuvre de nombreux schémas d'Elektor, aussi bien pour mon plaisir que dans mon travail. Le convertisseur de taux d'échantillonnage publié en octobre dernier a retenu toute mon attention. Si j'ai bien compris, il peut également nous débarrasser du « copy-bit » en utilisation sur un système à MiniDisc, sans avoir à y apporter de modification interne. En revanche, je ne vois pas très bien comment positionner les interrupteurs DIP S1 et S2 en pareil cas. Faut-il encore d'autres réglages? Je ne suis probablement la seule personne intéressée par le sujet.

J.-P. Demarsin

Vous avez parfaitement raison. Mais il y a de fait tellement de configurations possibles qu'on peut très vite y perdre son latin. Nous avons dû nous creuser

pour trouver les bonnes positions de S1 et S2 en pareil cas. Nous n'avons que peu d'expérience du lecteur de MiniDisc, mais il ne doit y avoir en principe aucune difficulté à repasser des signaux numériques. Sa fréquence d'échantillonnage est fixée à 44,1kHz. Pour une fonction de pure copie du convertisseur, voici comment positionner les interrupteurs:

S2:		tous ON
S1:	1:	OFF
	2:	OFF
	3:	OFF
	4:	ON
	5:	OFF
	6:	OFF
	7:	OFF
	8:	ON

(pour fixer les idées, interrupteur fermé=ON, ouvert=OFF)

Ces réglages s'appliquent à une fréquence de sortie du convertisseur de 44,1kHz; la fréquence du quartz vaut alors 33,8688MHz. Lors de la lecture d'une bande DAT (48kHz), l'interrupteur 6 doit être sur ON et le 7 sur OFF, la fréquence du quartz doit alors être de 36,864MHz.

N'oubliez pas les droits d'auteurs relatifs aux œuvres que vous copiez. (la rédaction)

Tort d'Elektor

Multiplexeur de claviers, (juin 1996)

En raison de la charge trop importante constituée par les résistances R5 et R6 pour IC1, il se peut que le PC ne reçoive pas la moindre information bien que les LED indiquent que l'un des claviers est actif. On peut résoudre ce problème par une augmentation de la valeur de R5 et R6 jusqu'à 1kΩ. Si cela entraîne une réduction trop importante de la luminosité des LED on utilisera des LED à haut rendement.

Chargeur rapide universel (septembre 1995)

→ La mesure de tension des cellules CdNi semble poser problème, parce que la diode Zener D4 entre trop rapidement en conduction. La solution consiste à retirer D4 et à placer une diode BAT85 entre les

broches 1 et 15 de IC2, la cathode reliée à la broche 1.

- En raison des tolérances des composants, il se peut que le domaine de réglage de P1 tombe hors des limites voulues. Il suffit alors d'ajouter en série avec R32, P1 et R33 une résistance de 470Ω du côté voulu pour récupérer la bonne position de la fenêtre.
- Toujours à cause des tolérances, il arrive que le courant de charge de 1C ne soit pas atteint (le MSB ne passe pas au niveau haut). On peut y remédier en augmentant la valeur de R9 ou en ajoutant d'autres résistances identiques en parallèle sur R14 à R21.
- Certains lecteurs se plaignent de tendances à l'oscillation. Cela ne se produit que lorsque les MOSFET BUZ10 (T1 et T2)

sont hors spécifications. Ils peuvent ensemble dissiper une trentaine de watts. Lors de la recharge d'une ou de deux cellules et sous une tension d'alimentation trop élevée, la limite est atteinte. Le mieux est de veiller à respecter les valeurs du tableau 2 pour s'assurer que la limite de dissipation de 30 W ne soit pas dépassée. On peut aussi ajouter d'autres BUZ10 en parallèle ou envisager une ventilation forcée

Générateur de mire, (septembre 1996 et octobre 1996)

Il peut se faire que la sortie S-VHS entre en oscillation. La solution à ce problème potentiel consiste à la mise en place d'un condensateur céramique de 330pF entre le point nodal R16/C3 et la connexion de masse de C11 (facile à implan-

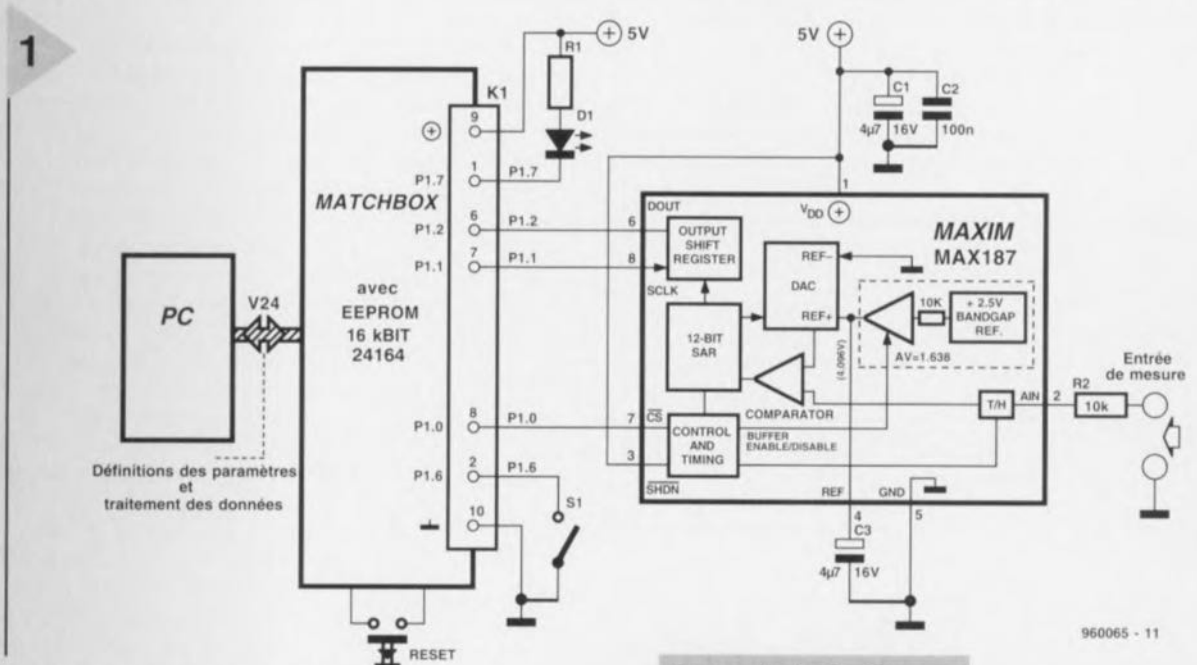
ter sur le dessous de la platine, cf. le schéma ci-contre). On fera passer la valeur du condensateur C14 de 100 à 470nF. L'enclos du modulateur doit être soudé au plan de masse de la platine. Pour cela on pourra placer des picots aux 4 coins du boîtier du modulateur (on percera les orifices nécessaires dans le circuit imprimé) que l'on soudera ensuite voire purement et simplement enlever le vernis de protection aux endroits où doit se faire la soudure et souder le boîtier directement en ces points.

Programme pour la famille ST6, (décembre 1996)

Il s'est glissé une petite erreur dans la dénomination du fichier du paquetA, il s'appelle ST6260KIT.ZIP et non pas ST6620KIT.ZIP. Désolés...

le MatchBox en centrale de mesure

750 valeurs de mesure en EEPROM



Une centrale de mesure (*data-logger*) est un montage chargé de procéder, au cours d'une certaine durée, à la prise de valeurs de mesure et à leur stockage pour ensuite les mettre à la disposition d'un PC chargé de leur traitement. Un MatchBox et un petit convertisseur A/N il n'en faut pas plus pour remplir cette fonction. Cette réalisation peut stocker jusqu'à 750 valeurs d'une série de mesures.

projet: M. Ohsmann

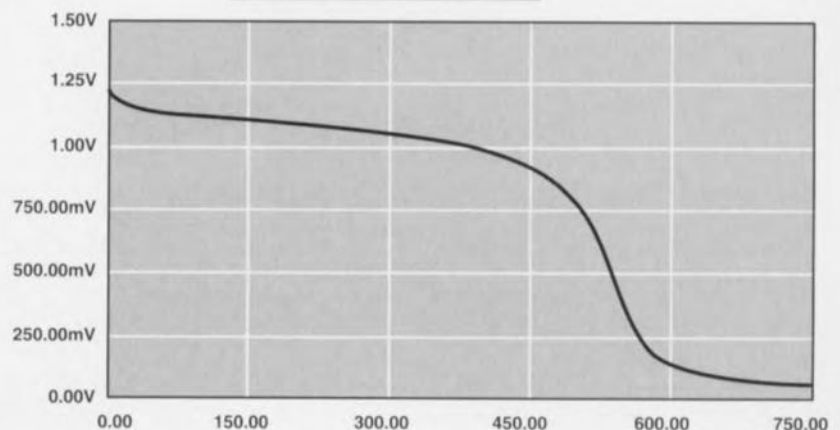
Figure 1. Cette électronique additionnelle transforme le BASIC MatchBox en centrale de mesure.

Il est courant, dans le monde de la technique, de procéder à des mesures hors laboratoire ou atelier, hors des sentiers battus pourrait-on dire. Il est fort pratique, lorsque l'on veut procéder, en plein air, à la prise d'un certain nombre de valeurs de mesure pour les emporter avec soi et les traiter, de faire appel à une centrale de mesure. Cet appareil, qui est

souvent très compact et peu coûteux, engrange dans la mémoire qu'il comporte un grand nombre de mesures faites à intervalle régulier. L'ordinateur est lui-même en mesure d'extraire de cette mémoire les dites valeurs pour les transférer à un programme d'application. Il faut bien évidemment que notre centrale de mesure dispose d'un minimum d'intelligence si elle veut

Figure 2. Courbe de décharge d'une cellule CdNi capturée à l'aide de notre centrale de mesure.

2



3

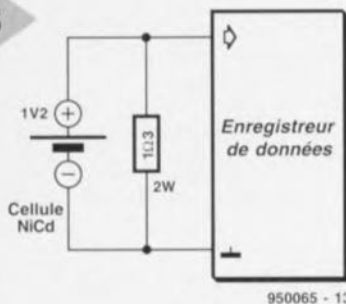


Figure 3. Dispositif utilisé pour la saisie de la courbe de décharge.

pouvoir lancer une mesure au bon moment et lui permettre de se dérouler dans de bonnes conditions. Dans le cas présent c'est le programme embarqué dans le BASIC MatchBox qui prend en charge la commande d'un convertisseur A/N sériel à 12 bits et assure le transfert de la valeur de mesure vers l'emplacement d'adresse correcte. L'intervalle séparant 2 mesures est programmable depuis le PC par le biais de son interface sérielle. Vu que les valeurs de mesure sont stockées en EEPROM on peut, sans inconvénient, couper l'alimentation une fois la série de mesure terminée. Cela évite d'avoir à prévoir une sauvegarde par pile complexe et risquée.

AVANT LA MESURE

La figure 1 nous propose l'électronique nécessaire pour convertir un BASIC MatchBox en centrale de mesure. Un convertisseur A/N à 12 bits à sortie sérielle est reliée au MatchBox par le biais du port P1. Une action sur la touche connectée à la broche P1.6 et le processus de saisie de mesures démarre. La LED D1 permet de suivre le fonctionnement de la centrale de mesure. Le PC sera, lui, relié à l'interface RS-232 du MatchBox. Il est important d'utiliser une EEPROM de 16 Kbits (une X24164 de Xicor par exemple) si l'on veut disposer de suffisamment d'espace mémoire pour le stockage de 750 valeurs de mesure. On pourra réaliser ce montage sur une platine d'expérimentation à pastilles qui sera reliée au MatchBox par le biais de l'embase K1. Une fois ce montage implanté dans un petit boîtier on aura réalisé une centrale de mesure portable compacte qui, alimentée à l'aide d'une pile ou d'un accu, sera capable de capter des données en toute indépendance. Le convertisseur A/N utilisé, un MAX187 de Maxim, est capable de

Figure 4. Ce programme fait du BASIC MatchBox une centrale de mesure.

4

The Matchbox compiler V0.1 1.7.1994 (c. M.Ohsmann) INPUT-FILE: DATLOG.MBL

```
; Projet DATLOG1.MBL
; sujet:
; Centrale de mesure avec Matchbox avec MAX187
;
; 24C16 EEPROM programme : 512 octets environ ,
; données : 2048-512=1536 octets = 750 valeurs entières
; 750 Valeurs, 1 par sec -> > 12 minutes
; 1 par mn -> > 12 heures
; 1 toutes les 10 mn -> > 5 jours
;
RESOURCE IIC-EEPROM 0800H BYTES @05000H ;
RESOURCE 8051-IRAM 10H BYTES @070H

BYTE COM CHR ;
INTEGER PTR,DUMP PTR ;
INTEGER EEPROM T ;
; pour conversion avec MAXIM
INTEGER LOG MAX,K,value,Tcnt ;

INTEGER EEPROM LOG RAM[750] ;

ON INT GOSUB LOG DATA

P1.7:=0 ; allumer LED

RESTART:
PRINT('0D"0A">') ; envoyer l'invite vers le RS232
TIMER(0,0) ; arrêter le timer
Tcnt:=0 ; compte l'intervalle entre échantillons
FORMAT(D LENGTH=0 Z U r) ; ok, sortie décimale simple
LOG MAX:=750 ; échantillons vont de 0..LOG MAX
WHILE P1.6=1 DO ; attendre pour KEY-pressed
IF TSTC THEN ; si caractère RS232 y répondre
GOSUB COMMAND ; réémettre l'invite
PRINT('0D"0A">')
ENDIF
WHEND
P1.7:=0 ; touche actionnée, rallumer la LED
WHILE P1.6=0 DO ; attendre relâchement de la touche
WHEND
P1.7:=1 ; éteindre la LED, l'enregistrement commence
START LOG:
PTR:=0 ; pointer vers le premier emplacement mémoire
SETBITS(INTena,TIMena) ; valider interruption timer
TIMER(192,4800) ; démarrer le timer
PRINT('0D"0A"START T=',T,'0D"0A') ; imprimer message de début via RS232
WHILE TESTBITS(INTena) DO ; tant que INTena est positionné, la centrale saisit des données
WHEND
GOTO RESTART ; en fin d'enregistrement redémarrer avec LED éteinte

COMMAND: ; exécuter commandes RS232
COM CHR:=GETC ; commande de définition Time
IF COM CHR='T' THEN
PRINT('T=') ;
T:=GETDEC ; entrer Time entre échantillons en secondes
PRINT('0DH"0AT=',T) ; Echo (acknowledge)
ENDIF
IF COM CHR='D' THEN ; commande DUMP des données
PRINT('DUMP, T=',T,'0D"0A') ;
DUMP PTR:=0 ;
WHILE DUMP PTR<T45>GMAX DO ; tout CHAR arrête le dump
IF TSTC THEN
GOTO COMMAND
ENDIF
PRINT(DUMP PTR,' ',LOG RAM[DUMP PTR],'0D"0A') ;
DUMP PTR:=DUMP PTR+1
WHEND
PRINT('!!') ; ceci indique que toutes les données ont été transférées
ENDIF
RETURN

LOG DATA:
P1.7:=0 ; LED allumée flash
Tcnt:=Tcnt+1 ;
P1.7:=1 ; LED éteinte flash
IF Tcnt>T THEN ; durée entre échantillons écoulée ?
P1.7:=0 ; (faire) flash long
Tcnt:=0 ; reset intervalle entre échantillons
GOSUB READ MAXIM ; prendre convertisseur en compte (lecture)
PRINT(PTR,' ',value,'0D"0A') ; printout pour valider suivi de LOGGING
P1.7:=1
LOG RAM[PTR]:=value ; stocker la valeur
PTR:=PTR+1 ; incrémenter le pointeur mémoire
ENDIF

IF PTR>LOG MAX OR P1.6=0 THEN ; fin de RAM ou action sur touche termine LOGGING
PTR:=0
```


convertir des valeurs de mesure comprises entre 0 et 4,096 V. Dès lors que l'on désire mesurer des tensions différentes il faudra, selon le cas, intercaler soit un diviseur de tension soit un petit amplificateur de mesure. La plage de tension indiquée convient à merveille, par exemple, au suivi de la tension de décharge d'un accu. Le croquis de la **figure 2** vous propose la courbe de décharge d'une cellule CdNi capturée à l'aide de notre centrale de mesure configurée selon le schéma représenté en **figure 3**. La saisie des valeurs s'est faite à un intervalle de 5 s. Au bout de quelque 450 x 5 s, c'est-à-dire une quarantaine de minutes, la tension chute rapidement indiquant que l'accu est déchargé. Le programme dont le listing est donné en **figure 4** est transféré au MatchBox à l'aide du logiciel spécifique au BASIC MatchBox. Il suffit de lire les commentaires qui « agrémentent » le programme pour en saisir mieux le fonctionnement. Une fois que le dit programme est stocké dans l'EEPROM du MatchBox on pourra communiquer avec la centrale de mesure par l'intermédiaire d'un programme de terminal. Voici comment s'y prendre pour programmer l'intervalle séparant la prise de 2 échantillons : on interconnecte le PC et la centrale de mesure par le biais de l'interface série et on active le MatchBox. Le programme de saisie de données se manifeste alors par un ***>**. On entre un **T (Time)** suivi du nombre de secondes devant s'écouler entre la prise de 2 échantillons (0...30000). La centrale de mesure se remanifeste alors par un ***>**.

SAISIE DE VALEURS ET LEUR PRISE EN COMPTE

Lorsque l'on veut ensuite saisir des échantillons on déconnecte le PC et la centrale de mesure; on peut également, si l'on veut, couper l'alimentation du MatchBox. Vu que l'intervalle séparant 2 mesures est stocké en EEPROM, cette information ne sera pas perdue même en cas de coupure de l'alimentation. On relie ensuite l'entrée de mesure de la centrale au signal que l'on veut mesurer et on remet le MatchBox sous tension. On voit alors la LED S1 s'allumer. Le lancement d'une session de mesure est obtenu par action sur la touche S1. Dès que l'on relâche cette touche la centrale de mesure débute la séquence de prise de valeurs démarre. La LED D1 clignote brièvement au rythme des secondes, brillant légèrement plus longtemps lors de la saisie d'un échantillon. Après la prise de 750 mesures la LED D1 s'éteint à nouveau. On peut à cet instant couper l'alimentation du MatchBox et ramener le système près d'un PC pour

```

CLEARBITS(INTena)      ; arrête capture des données (DATA logging)
ENDIF
CLEARBITS(TIMint)      ; signale fin de l'interruption
IRETURN

; La routine suivante lit le convertisseur A/N à 12 bits MAXIM 187
; connexion du MAX187:
;
; P1.1 : MAX187 CLOCK
; P1.0 : MAX187 CS
; P1.2 : MAX187 DOUT
;
READ MAXIM:
P1.0:=1                ; CS
P1.1:=0                ; mettre ligne horloge (clock) à LOW
P1.2:=1                ; nous voulons le port en entrée
P1.0:=0                ; ligne CS active
; le MAX187 est rapide, il n'est donc pas nécessaire d'attendre
;WHILE P1.2=0 DO      ; attendre que ligne OUT du MAX187 devienne HIGH
;  WHEN
;  P1.1:=1            ; horloge (clock)
;  value:=0           ; value contient le résultat de la conversion du MAX
;  K:=11              ; lire 12 bits
;WHILE K>=0 DO
;  P1.1:=0            ; la ligne horloge (clock) devient LOW
;  value:=(value SHL 1)+P1.2 ; prendre le bit en compte et le décaler
;  P1.1:=1            ; la ligne horloge redevient HIGH
;  K:=K-1
;WHEND
RETURN
END

```

5

```

DUMP, T=5
0 1223
1 1214
.
.
.
749 46
750 46
!

```

Figure 5. Structure des données de mesure capturées par la centrale de mesure.

procéder à la lecture des données. En cours de saisie de données il est possible à tout instant de redémarrer ce processus par simple action sur la touche S1. Pendant la prise d'échantillons la centrale de mesure met à disposition sur son interface série la valeur de mesure momentanée. Une fois le système reconnecté au PC on remet le MatchBox sous tension, ce dernier se manifestant à nouveau par un ***>**. On entre ensuite un **D** (pour *Dump*) et le MatchBox transmet les données échantillonnées auparavant dans l'ordre indiqué en **figure 5**. La première ligne indique l'intervalle T séparant 2 échantillons. On a ensuite 751 lignes destinées aux valeurs de mesure. Dans notre exemple la tension de l'accu était, lors de la première mesure (ligne 0), de 1 223 mV. Au bout de la 751^{ème} mesure elle était tombée à 46 mV. On transfère d'abord le numéro d'ordre de l'échantillon suivi de sa valeur. L'unité des valeurs de mesure est le millivolt. Le ! de la dernière ligne indique que l'on est arrivé à la fin des échantillons. On

peut, en s'aidant d'un programme de terminal, stocker ces valeurs dans un fichier que l'on pourra ensuite traiter.

LE PROGRAMME

Nous vous proposons en figure 4 le listing complet du programme faisant du MatchBox une centrale de mesure. On aura vite fait de le saisir à la main. Voyons-en quelques particularités. Le programme utilise le temporisateur interne du MatchBox pour le pilotage chronologique du processus. Par le biais des lignes de données 8 et 45 il est programmé de manière à produire, chaque seconde, une interruption. La ligne 44 libère l'interruption MatchBox correspondante de manière à ce que, pendant la prise d'échantillons, on ait saut, chaque seconde, vers la routine d'interruption (lignes 73 à 92). On peut modifier le programme sous de très nombreux aspects de manière à l'adapter à ses propres souhaits. On pourrait également utiliser, par exemple, un convertisseur A/N I2C du type PCF8591 en remplacement du MAX187, de manière à disposer de 4 canaux et d'une résolution de 8 bits seulement. On peut bien évidemment utiliser la routine de lecture du MAX187 pour d'autres projets à base de MatchBox lorsque l'on envisage la connexion d'un convertisseur à 12 bits.

960065-I

Littérature :

- [1] BASIC MatchBox, Elektor 1995, numéros 208, 209, 210, octobre, novembre et décembre 1995
- [2] Fiche de caractéristiques du MAX187, Maxim Integrated Products



« 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.



Carte-son PC en analyseur audio

Ma question concerne le système de mesure décrit dans le numéro de mars 96 d'Elektor. Ce système fait appel à la carte-son présente dans l'ordinateur. Dans quelle mesure la qualité de la carte a-t-elle une influence sur la fiabilité du résultat de mesure? Je dispose d'une carte-son toute simple et bon marché. J'ai entendu dire qu'il y avait à la sortie de la carte des filtres très raides chargés d'élimi-

ner les parasites produits par l'alimentation du PC voire de la carte elle-même. Ceci a pour conséquence de produire une dégringolade de l'amplitude du signal de sortie d'un programme générateur de signal que j'utilise (à partir de 6 kHz déjà). Une carte telle que la SoundBlaster 16 comporte-t-elle également ce genre de filtres? Je me suis renseigné auprès de différents revendeurs de cartes-son, mais ils n'ont pas pu me donner de réponse pour la simple et bonne raison que les spécifications ne sont pas fournies avec la carte. Il paraît que les cartes de la marque Terratec ont des spécifications meilleures que la SB16 de Creative Labs. Pouvez-vous me donner des conseils d'achat? Une seconde question en relation avec la précédente: que peut-on faire contre les parasites internes produits par un PC? Vaut-il la peine de procéder au blindage de certaines parties, voire de la totalité de la carte-son?

J.v.Wier

Il existe en effet de grandes différences entre les différentes marques et types de cartes-son. Il arrive souvent que les cartes-son bon marché aient une caractéristique de fréquence moins bonne et à la pente abrupte de part et d'autre. Dès lors que l'on veut utiliser une telle carte pour procéder à des mesures il faut que la dite carte ait une réponse en fréquence aussi droite que possible (et éventuellement présenter la distorsion la plus faible possible). Nous pouvons difficilement vous faire des proportions concrètes et vous renvoyons aux essais auxquels procèdent de nombreux magazines de micro-informatique et dont font à l'occasion l'objet des séries de cartes-son. Les cartes SoundBlaster sont réputées pour leur qualité qui va de bonne à très bonne, de sorte que le risque de faire un mauvais achat est pratiquement inexistant. Ce qui importe lors de l'utilisation d'une telle carte

en tant que système de mesure en combinaison avec un logiciel de mesure est le protocole utilisé pour la commande de la carte. De nombreuses cartes prétendues compatibles SoundBlaster ne font en fait que, lorsqu'elles travaillent sous DOS, émuler une vieille carte SoundBlaster 8 bits. Un logiciel de mesure tournant sous DOS voulant travailler à une précision de 16 bits ne sait pas comment se tirer d'affaire avec une telle carte. Il faudra donc, pour cette application, utiliser exclusivement une carte SoundBlaster (ou encore un produit OEM disposant d'une puce son Vibra). On peut toujours envisager de blinder une carte pour la protéger contre les parasites extérieurs. Ce blindage est sans effet sur les parasites véhiculés par les tensions d'alimentation pour éviter cela il faudrait que la carte soit disposée à l'extérieur du PC et dotée de sa propre alimentation.

inductancemètre simple

Elektor n°224, février 1997, page 50 et suivantes

Le schéma comporte une série d'erreurs dues à un décalage des connexions. Les diodes D2 à D9 connectées aux bornes K1-1 à K1-8 du connecteur K1 doivent en fait être toutes décalées d'une position de sorte que la diode D2 soit reliée à la broche K1-2 etc et qu'enfin, la diode D9 le soit au contact K1-9. Comme on pouvait s'y attendre, le dessin des pistes ne comporte pas cette erreur (le prototype aurait bien eu des problèmes pour fonctionner correctement).

régulateur pour modélisme

Elektor n°224, février 1997, page 50 et suivantes

Le texte comporte une petite erreur. Le dernier paragraphe de la troisième colonne de la page 48 parle des diodes D1 et D2. Il faut lire la diode D1 et le transistor T1.

Le MatchBox en centrale de mesure

Elektor n°219, septembre 1996, page 22 et suivantes

À la suite de quelques problèmes

de typographie, le listing de la figure 4 comporte un certain nombre d'erreurs. Les noms de variables et les labels ont perdu leur _ . Il aurait fallu lire LOG_MAX, START_LOG, COM_CHR, LOG_RAM, LOG_DATA, READ_MAXIM et DUMP_PTR. Le compilateur ne comprend pas non plus la ligne WHILE DUMP_PTR GMAX DO; il vaut mieux la remplacer par la ligne WHILE DUMP_PTR GMAX DO. Désolés pour ce raté. Il existe, pour ceux qui le désirent, une copie correcte de ce programme disponible contre envoi, à l'adresse d'Elektor, d'une enveloppe timbrée auto-adressée.

extenseur de base de temps

Elektor n°209, novembre 1995, page 18 et suivantes

Il semblerait que certains des réalisateurs de ce montage rencontrent des problèmes de chronologie en cas d'utilisation de circuits de RAM exigeant, entre l'instant de stabilité des adresses et le passage au niveau bas du signal Write Enable, une certaine durée (supérieure à 0). Il existe 2 solutions à ce problème:

➤ Utiliser pour IC13 une RAM du

type GM76C28A-10 de Goldstar. C'est le composant que nous avons utilisé sur nos prototype et nous n'avons pas rencontré le moindre problème de chronologie.

➤ En cas d'utilisation d'un autre type de RAM on pourra modifier le circuit de la manière suivante:

- X sortir le support de IC9,
- X couper, côté «composants», la piste reliant les broches 1 et 2 de IC9,
- X monter un nouveau support et
- X souder, côté «pistes», un petit morceau de fil de câblage souple isolé entre la broche 2 de IC9 et la broche 10 de IC6.

Émulateur 68HC11

Elektor n°224, février 1997, page 22 et suivantes

Le texte de cet article comporte un certain nombre de petites erreurs qui, bien que sans gravité, sont cependant gênantes. Le nom du talker pour quartz 5MHz est TKA1XTS_000. Contrairement à ce que pourrait laisser penser le texte du paragraphe EXEMPLES DE SITUATIONS POTENTIELLES le

compilateur HITECH ne se trouve pas sur la disquette dans le sous-répertoire (n'étant pas un programme non commercial), mais les utilisateurs de l'émulateur disposant de ce compilateur (testé avec la version 7) pourront, à l'aide du programme SYMWICE.EXE créer un petit débogueur en langage de haut niveau. Le listing SYMWICE.C peut être d'un certain secours pour les personnes disposant d'un autre compilateur ou d'une autre version du compilateur Hi-TECH. SYMWICE.EXE tourne également sur l'émulateur WICE. Le TL7705 entrera en action à une tension d'alimentation faible de 4,5V et non pas 3,6V comme le dit le texte. La tension de référence se laisse calculer par la formule suivante: $V_{ref} = (R_2 + R_1) / R_1 = 2,53 \times 17,8 / 10 = 4,5V$.

Merci Mr Gonzales

Chargeur d'accus CdNi rapide et sûr

(avril 1996)

Le circuit du triple inverseur S2 identifié par la lettre a, S2a donc, situé à proximité de R22, doit en fait porter la dénomination S2c.



mise en veille I.R. économique et écologique

Les appareils à télécommande infra-rouge disposent d'un mode de veille, duquel on peut les rappeler par télécommande. Dans cet état, les anciens appareils de télévision consommaient 20 W ou plus. L'interrupteur écologique et économique que nous vous proposons, disons éco, se contente de moins de 1,5 W et s'intercale entre la prise secteur et l'appareil. Il est activé par votre télécommande RC5.

Si vous envisagez l'achat d'une nouvelle télé, vous serez sans doute heureusement surpris par la faible consommation en mode de veille des appareils modernes. Les données techniques parlent en général d'une puissance de 3 à 6 W, des chiffres qui satisfont les exigences, qu'elles soient écologiques ou économiques, des clients et les constructeurs doivent en tenir compte. Au temps où le courant était bon marché et « débordait » des prises, les appareils électriques n'avaient aucune honte à se montrer gloutons, si bien que leur consommation en mode de veille valait quasiment celui des appareils modernes en fonctionnement normal. Quand on considère isolément un

appareil, le problème peut sembler anodin, mais si on le multiplie par le nombre d'appareils en service dans le pays, c'est de mégawatts qu'il faut parler, peut-être autant que la consommation d'une usine !

Il y a différentes façons de réduire la consommation en mode de veille. On peut flanquer à la poubelle son ancienne télé, même si elle donne encore satisfaction. On peut aussi couper systématiquement l'appareil après usage, mais il existe une autre voie, ouverte par le commutateur de veille éco qui, par simple pression du doigt sur la télécommande, débranche la télévision du secteur. La remettre en service ne demande rien d'autre que d'appuyer sur la touche de votre choix. Le seul accessoire nécessaire pour faire fonctionner cet interrupteur éco est donc une télécommande I.R. qui fonctionne sous code RC5 ou même sur l'ancienne norme RESC80.

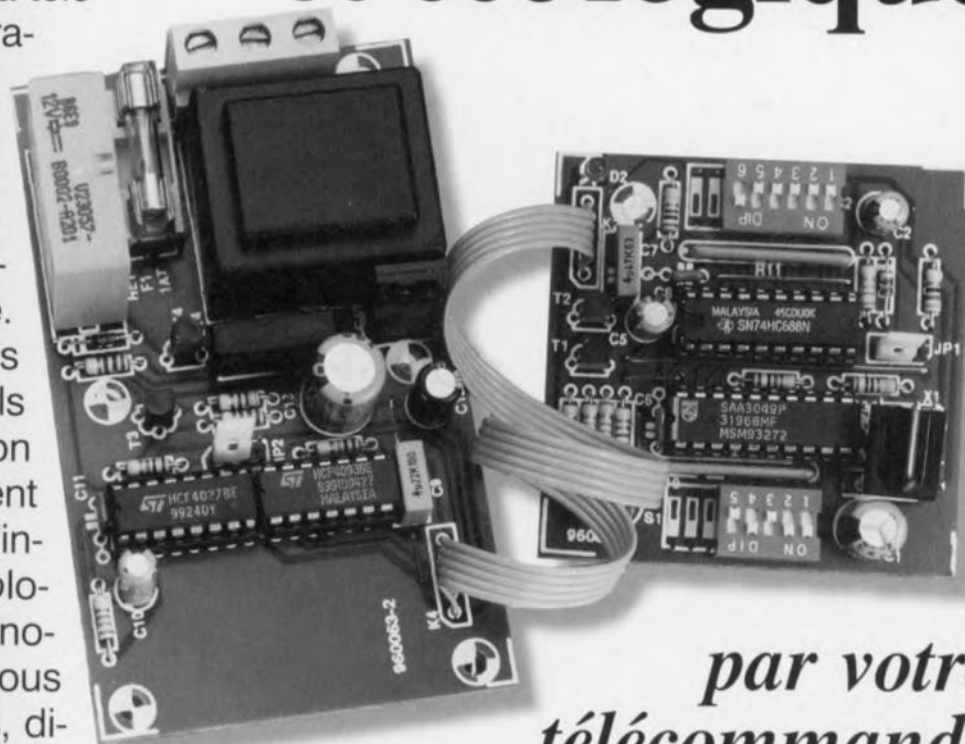
LE RÉCEPTEUR INFRAROUGE

La réception et le décodage, le numéro de décembre 1991 d'Elektor y avait déjà consacré un article (figure 1). Le

par votre télécommande RC5

circuit IC1, un IS1U60 (autre choix, un SFH505A ou un SFH506-36) capte, au moyen de sa photodiode intégrée, le signal infrarouge de télécommande. L'amplificateur, équipé d'un étage d'entrée à faible bruit, relève l'amplitude à la valeur requise pour le traitement ultérieur. Son point de fonctionnement est commandé par une source de courant qui masque en même temps les parasites à basse fréquence. La très haute immunité au bruit de l'IS1U60, il la doit à un filtre passe-bande accordé sur la fréquence du signal. Après écrêtage, le signal est démodulé et fournit l'information sérielle à une sortie tamponnée. La cellule R1C1 découple la tension d'alimentation des autres étages du circuit.

Le circuit IC2, un SAA3049, décode la norme RECS80, qui travaille en modulation de largeur d'impulsion (si la broche 11 est au niveau haut) ou la modulation biphasée codée RC5 (si la broche 11 est au niveau bas), qui apparaît à la sortie du récepteur I.R. Le décodage fait la distinction entre les informations de commande C5...C0 et l'adresse du système S4...S0 (cf. tableau). Ce circuit intégré peut travailler en



projet: U. Reiser

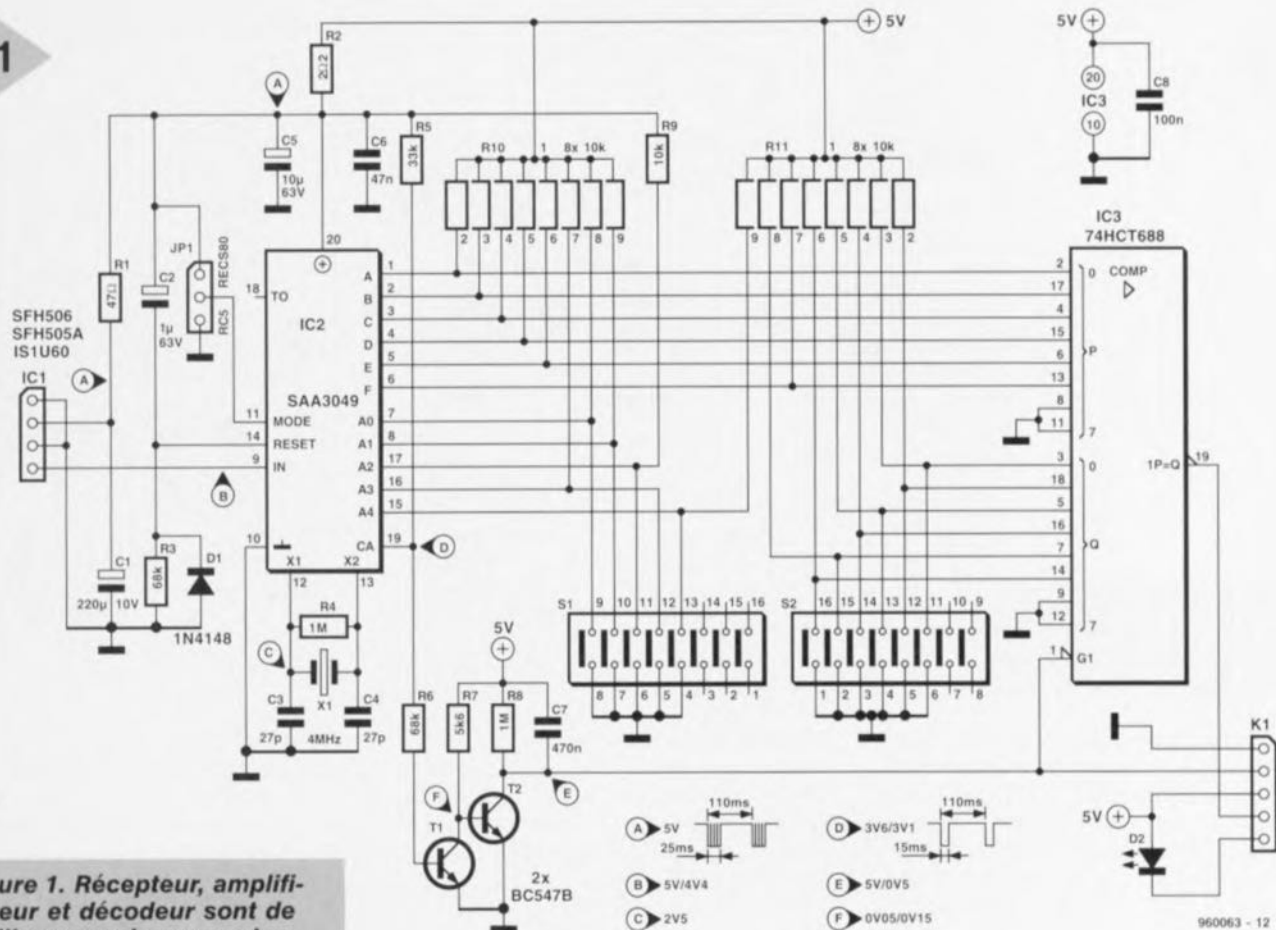


Figure 1. Récepteur, amplificateur et décodeur sont de vieilles connaissances. Les interrupteurs DIP assurent la saisie des adresses de l'appareil et de la commande.

mode isolé ou en système combiné. En mode combiné (la broche 19 au niveau bas), l'adresse système reçue est transférée aux broches A0 à A4. Si la broche 19, comme c'est le cas ici, est au niveau haut, IC2 travaille en mode isolé. Dans cette configuration, les broches A0 à A4 deviennent des entrées et peuvent être programmées à l'aide de cavaliers. Si l'adresse reçue correspond à celle qui a été programmée, il apparaît à la broche 19 une courte impulsion d'une durée de 15 ms (à chaque mot de donnée) que T1, T2, aidés de C7 et R8, transforment en un niveau bas continu. C'est le signal qui débloquent IC3 et s'en va à la platine de commutation, via K1.

C'est un quartz de 4 MHz, branché à X1 et X2, qui détermine la fréquence de l'horloge interne. Au moment de la mise sous tension, le réseau R3C2 engendre une impulsion qui fait passer ensemble au niveau haut les sorties de données et d'adresses. Le code correspondant à chaque message reçu apparaît aux sorties A à E. Comme le commutateur de mise en veille ne doit être déclenché que par la touche correspondante de la télécommande, c'est ce code en particulier qui sera pris en considération pour la sélection de données. Le comparateur d'amplitude à huit bits 74HC688 s'en charge. Si les

données d'entrée P0...P5 correspondent exactement au code Q0...Q5, inscrit au moyen de S2, la sortie P=Q passe au niveau bas et commande, via K1, l'étage de commutation qui suit. Ce décodage ne peut se produire que pour autant que le signal CA, issu de IC1, valide le comparateur.

L'ÉTAGE DE COMMUTATION

Via K1, l'étage de commutation reçoit deux signaux : la validation fournie par IC1, qui indique que l'adresse reçue est correcte, et le résultat du comparateur qui indique si, dans le message reçu, en plus de l'adresse voulue, c'était bien le code de mise en veille qui était transmis.

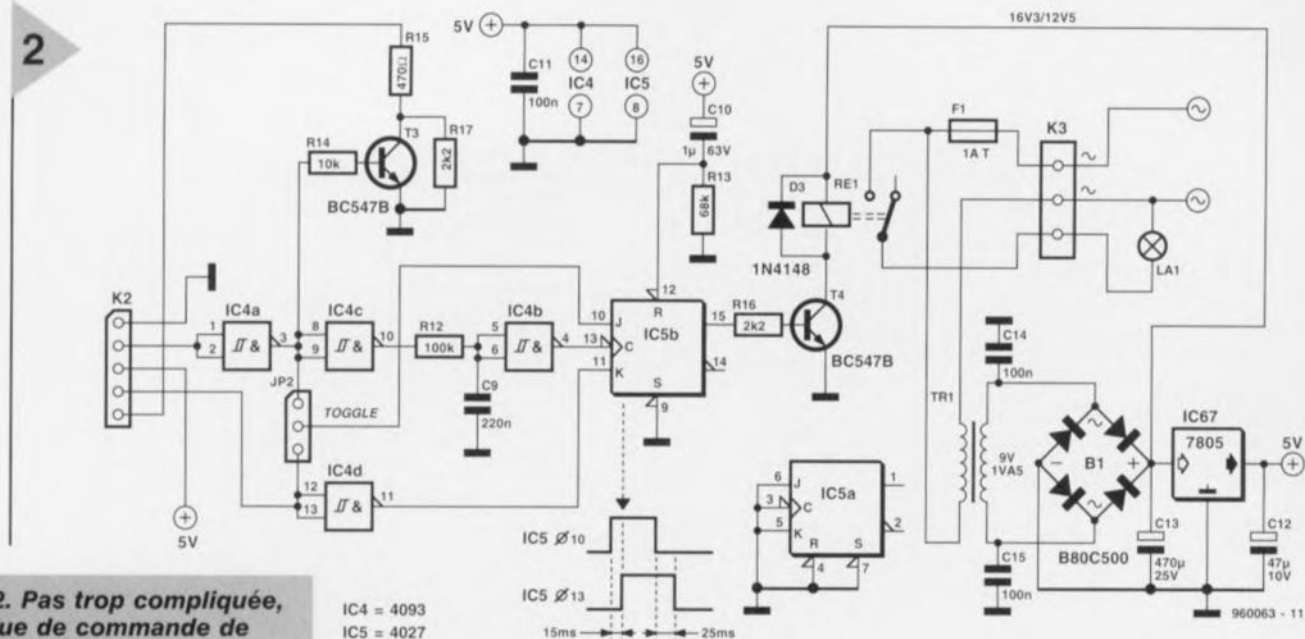
Le circuit de commutation de la figure 2 exploite ces deux informations pour commander une bascule qui mémorise l'état, jusqu'à ce qu'une nouvelle commande soit émise par la commande à distance. La sortie de la bascule est reliée, via un étage amplificateur, au relais qui, suivant le cas, branche ou débranche la télévision du secteur.

Pour débrancher l'appareil, il faut que les codes d'adresse et de commande correspondent aux données programmées. Lors de la remise en service, le

bon code d'adresse associé à n'importe quelle autre commande suffit. La logique, en fait, se compose de bien peu de chose. On trouve les portes (IC4) qui fonctionnent en trigger de Schmitt à inversion. Elles inversent les impulsions (aussi bien CA que P=Q). On trouve également un circuit à retard (R12/C9) et une bascule bistable JK (IC5B). Le circuit à retard est utilisé pour s'assurer que le niveau des entrées J et K soit bien stabilisé lorsqu'arrive le flanc de l'horloge. Toute activation d'une touche de la télécommande entraîne un flanc positif à l'entrée d'horloge de la bascule. Son entrée de mise à un est reliée en permanence à la masse et son entrée de remise à zéro se retrouve, elle aussi, à la masse immédiatement après application de la tension. Dès lors, la logique fonctionne comme l'indique le tableau suivant.

Table de vérité du 4027

S	R	CLK	J	K	Q_n	Q_{n+1}
L	L	↑	H	L	0	1
L	L	↑	H	H	x	\bar{Q}
L	L	↑	L	H	1	0
L	L	↑	L	L	x	Q



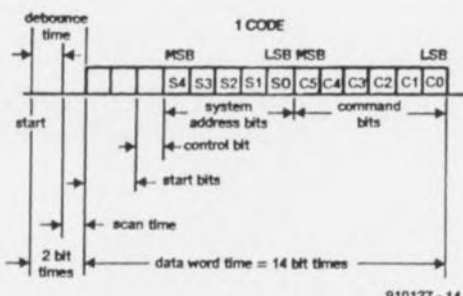
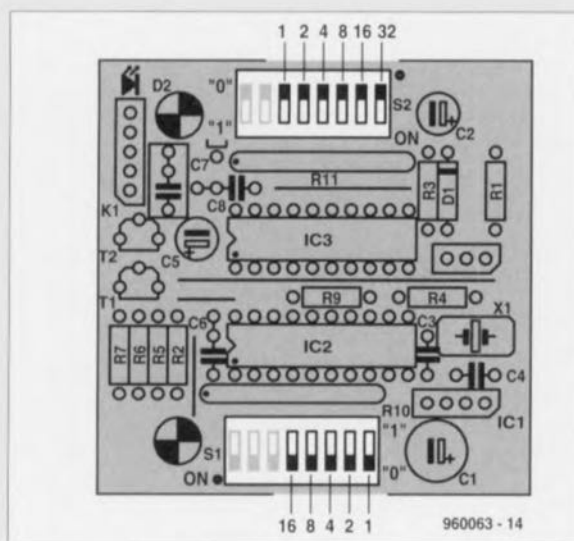
Par changement de position du cavalier, on peut choisir entre deux modes de fonctionnement. Si JP1 est dans la position supérieure, l'entrée J reçoit le signal d'horloge. Dans ce cas, l'action sur une touche de la télécommande (sauf la mise en veille) fait passer la bascule à l'état haut (relais activé). Si

l'on appuie sur la touche de mise en veille lorsque le système est en fonctionnement, la sortie bascule et le relais décolle. Mais si le relais était au repos, le bistable change d'état et alimente l'appareil.

Il en va tout autrement quand le cavalier est vers le bas. On se trouve

alors dans une configuration où les entrées J et K sont toujours l'inverse l'une de l'autre, de telle sorte que lorsqu'on appuie sur la touche de mise en veille, l'appareil est toujours déclenché et qu'une action sur n'importe quelle autre touche le met toujours en service. Le cavalier dans cette position, le

Codes des adresses et des commandes les plus courantes.



Adresse (S1)	S4 à S0	Appareil
0	00000	TV 1
1	00001	Téléviseur 2
2	00010	VTX
3	00011	Télétexte
4	00100	Extension pour TV1 et TV2
5	00101	LV
6	00110	Laser Vision
7	00111	VCR 1
8	01000	Magnétoscope 1
9	01001	Magnétoscope 2
10	01010	VCR 2
11	01011	Expérimental
12	01100	SAT 1
13	01101	Récepteur satellite 1
14	01110	Extension pour VCR1 et VCR2
15	01111	SAT 2
16	10000	Récepteur satellite 2
17	10001	Expérimental
18	10010	CD-Vidéo
19	10011	Vidéodisque numérique
20	10100	Expérimental
21	10101	CD-Photo
22	10110	Photo CD
23	10111	Expérimental
24	11000	Preamp 1
25	11001	Préamplificateur 1
26	11010	Tuner
27 à 31		Récepteur/tuner
		Magnétophone/cassette analogique
		Préamplificateur 2
		CD-Player
		Lecteur disque audionumérique
		Combi
		Rack audio ou enregistreur
		SAT
		Récepteur satellite audio
		REC 2
		Enregistreur numérique
		Expérimental
		Expérimental
		CD-R
		Enregistreur disque audionumérique
		Expérimental

Adresse (S2)	C5...0	Commande
0...9		0...9
12	001100	Veille (standby)
61	111101	Mise en veille du système

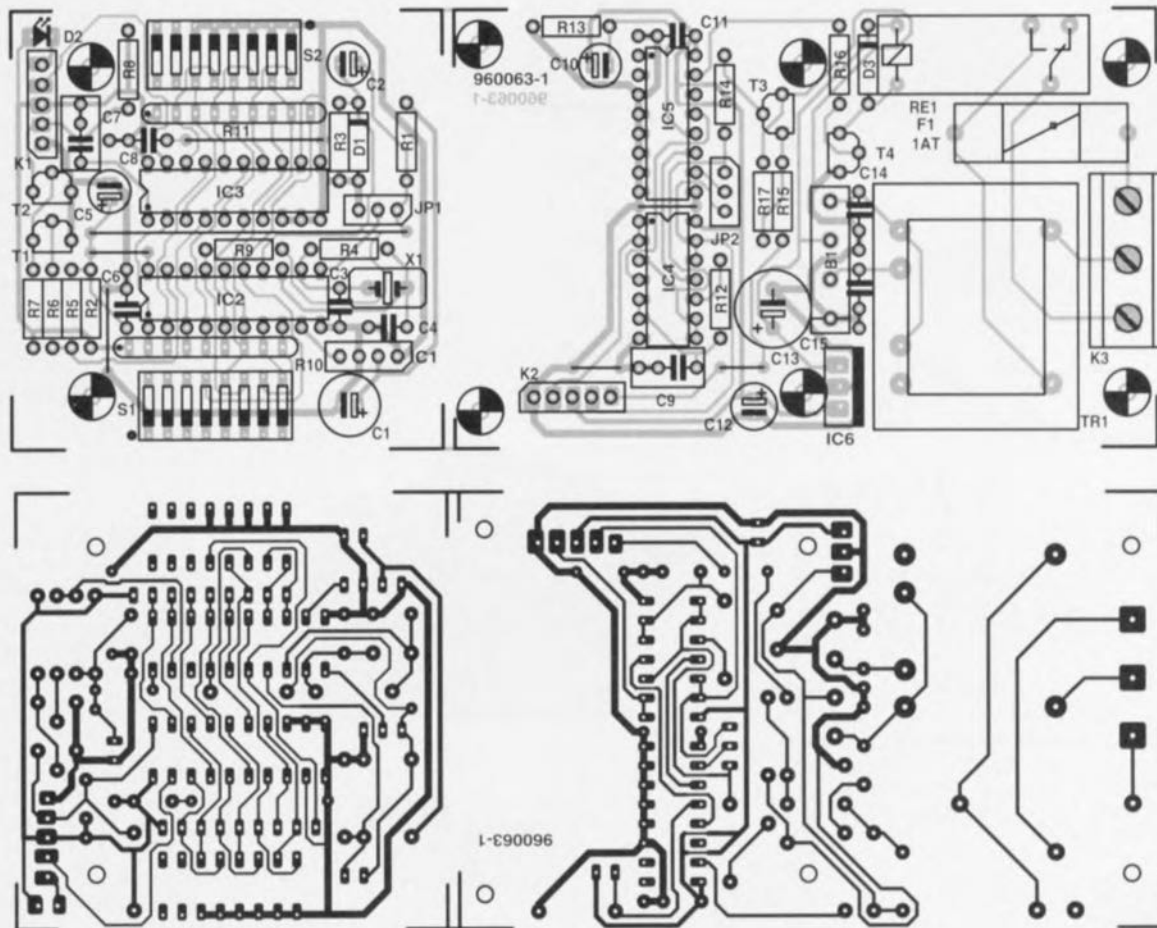


Figure 3. Les deux platines de l'interrupteur éco se logent sans difficulté dans le boîtier à prise proposé dans la liste des composants.

montage se comporte exactement comme le poste de télévision. Le reste du montage peut s'expliquer rapidement. L'étage à transistor T3, qui commande la LED sur la platine du récepteur-décodeur, sert de témoin du fonctionnement. La LED signale l'arri-

ivée d'une adresse correcte. Une petite alimentation secteur conventionnelle, équipée d'un transformateur de 9 V/1,5 VA, un pont de redressement et un régulateur de tension intégré, associé à un condensateur électrolytique de lissage, il n'en faut

pas plus pour fournir le +5 V. Le courant de repos atteint à peine 9 mA, mais il faut ajouter à ces 50 mW les pertes à vide du transformateur. Or, sur les petits modèles, de même que sur tous ceux qui sont protégés contre les courts-circuits, cette puissance est particulièrement élevée (0,9 à 1,3 W), hors de proportion avec celle qui est fournie. Lorsque l'interrupteur est ac-

Liste des composants du récepteur

Résistances :

R1 = 47 Ω
R2 = 2k Ω
R3, R6 = 68 k Ω
R4, R8 = 1 M Ω
R5 = 33 k Ω
R7 = 5k Ω
R9 = 10 k Ω
R10, R11 = réseau SIL de 8 x 10 k Ω

Condensateurs :

C1 = 220 μ F/10 V radial
C2 = 1 μ F/63 V radial
C3, C4 = 27 pF
C5 = 10 μ F/63 V radial
C6 = 47 nF
C7 = 22 nF
C8 = 100 nF

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148
D2 = LED rouge faible courant
T1, T2 = BC547B
IC1 = IS1U60 ou SFH506-36 (Siemens) ou SFH505 A (Siemens)

IC2 = SAA3049 (Philips)

IC3 = 74HC688

Divers :

JP1 = embase autosécable à 1 rangée de 3 contacts avec cavalier
K1 = embase autosécable à 1 rangée de 5 contacts
X1 = quartz 4 MHz
S1 = interrupteur DIL quintuple
S2 = interrupteur DIL sextuple

Liste des composants du décodeur + commande

Résistances :

R12 = 100 k Ω
R13 = 68 k Ω
R14 = 10 k Ω
R15 = 470 Ω
R16, R17 = 2k Ω

Condensateurs :

C9 = 220 nF
C10 = 1 μ F/63 V radial
C11, C14, C15 = 100 nF
C12 = 47 μ F/10 V radial

C13 = 470 μ F/25 V radial

Semi-conducteurs :

D3 = 1N4148
T3, T4 = BC547B
IC4 = 4093
IC5 = 4027
IC6 = 7805

Divers :

JP3 = embase autosécable à 1 rangée de 3 contacts avec cavalier
K2 = embase autosécable à 1 rangée de 5 contacts
K3 = bornier à 3 contacts au pas de 7,5 mm
Re1 = relais 12 V à 1 inverseur (tel que, par exemple, Siemens V23057-B2-A201)
Tr1 = transfo secteur 9 V/1VA5 (tel que, par exemple, Monacor VTR1109 ou VTR1209, Block VV1109 ou VV1209, Velleman 1090018M ou 2090018M)
B1 = B80C500
F1 = porte-fusible avec fusible de 1 A retardé
boîtier tel que OKW SE 435 DE

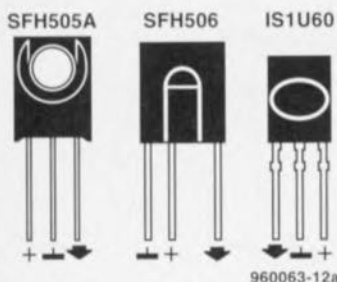


Figure 4. Plusieurs récepteurs I.R. conviennent au montage, voici leurs brochages respectifs.

conducteurs vont aux bornes à visser prévues sur la platine, comme l'indique la photo en vedette. On y voit également le raccordement de la prise de sortie. Contrôlez attentivement l'isolation. La petite platine se fixe par deux vis et entretoises et est reliée à la grande par un court morceau de câble plat.

MISE EN SERVICE ET RÉGLAGE


Le réglage des deux sous-ensembles ne demande guère plus qu'un multimètre et un testeur logique. Lorsque IC1 reçoit un signal de commande infrarouge, on peut détecter en sortie un changement stable du niveau. Ensuite, le collecteur de T2 retourne à la masse. Si les deux adresses ont été correctement programmées, une action sur la touche de mise en veille doit à présent entraîner la broche 19 de IC3 au niveau bas. On peut alors suivre à la trace les deux signaux sur la platine de commutation jusqu'au relais. Si le retard entre le signal d'horloge et l'entrée J est insuffisant, on peut porter la valeur de C9 à 330 nF, avec pour conséquence d'augmenter la sécurité de détection de l'information, mais aussi de réclamer une plus longue période d'insistance sur la touche.

Si tout « baigne dans l'huile », on peut fixer les platines et incliner IC1 comme la photo le représente. On peut ensuite mettre l'appareil en service, à condition que le couvercle soit correctement vissé. Suivant les normes VDE, la LED et le détecteur IR ne peuvent pas dépasser du boîtier ; ils doivent être placés à l'intérieur et protégés par une fenêtre en Plexiglas. On n'est jamais trop prudent avec la tension du secteur !

960063-1

Bibliographie

Réglage de volume à télécommande, *Elektron Hors-Série BF1* p. 79 ;
Récepteur I.R. universel, *Elektron* décembre 1991 p. 30 ;
Gradateur à télécommande I.R., *Elektron* avril 1995 p. 30 ;
Émetteur RC5, *Elektron* juillet/août 1994 p. 94.

ELEKTOR		
230V ~	50Hz	
No. 960063		
F = 1 A T		

Des prix...

Il arrive, quelquefois, que l'on se demande comment les fabricants font pour arriver aux prix qu'ils demandent. Nous suons sang et eau au laboratoire d'Elektron pour réaliser un thermomètre devant revenir à moins de 150 FF (coût des composants s'entend) alors qu'en magasin on trouve des appareils similaires pour un peu plus de 50 FF!!! Désolés, mais les armes sont par trop inégales. Essayez donc d'acheter dans un magasin spécialisé un affichage et le circuit intégré de commande qu'il nécessite et il vous en coûtera plus que la somme évoquée plus haut. Heureusement que nous pouvons affirmer que la réalisation personnelle d'un tel montage fait plaisir, est instructif et dans les cas le résultat final est meilleur, plus précis que ces objets de grande consommation fabriqués en série. Il vous suffit d'ouvrir un thermomètre à 50 FF pour comprendre pourquoi il est si bon marché. La puce est montée à même le circuit imprimé et pour peu que l'on appuie une seule et unique fois trop fort sur l'affichage les chiffres disparaissent à tout jamais au Nirvana des nombres.

Il n'en reste pas moins qu'un certain nombre de prix sont totalement incompréhensibles. Nous avons vu, tout récemment, dans une publicité d'une chaîne de grand magasins, une ponceuse électrique pour 49,95 FF. Si l'on soustrait la TVA et le bénéfice (on ne tient pas longtemps si l'on travaille à perte!) on ne manque pas de se poser la question comment il est possible, pour quelques francs, de fabriquer un moteur avec son boîtier complet, l'électronique de commande sans oublier le câble d'alimentation, etc pour ensuite transporter le tout depuis un quelconque pays d'Asie. On en déduit que les ouvriers doivent travailler pour une bouchée de pain et que les matières premières traînent dans la rue... sinon quelle est l'explication? Tant pis, quelqu'un fait sans doute des bénéfices mais il est peu probable que l'environnement en devienne meilleur. À mon avis nous ne faisons que accroître la masse de nos montagnes de déchets. La ponceuse ne marche plus, à la poubelle, j'en achèterai une nouvelle à 49,95 FF!

(Harry Baggen,
Rédacteur Responsable Elktuur-Pays-Bas)

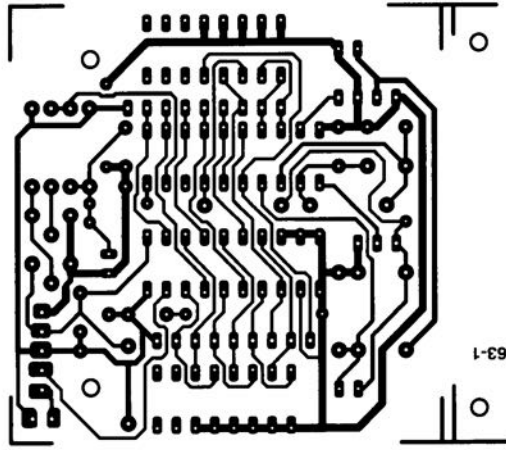
965097-1

tivité s'y ajoute encore le courant dans le relais (il s'alimente directement au pont de redressement), environ 40 mA (ce qui correspond à 0,5 W). En cas de court-circuit, l'appareil commandé est protégé par un fusible, dont la valeur doit naturellement être adaptée à la consommation de l'appareil. Plutôt que d'utiliser un fusible, qu'il faut remplacer le cas échéant, on peut utiliser un disjoncteur thermique qui restaure le courant de lui-même une fois que les conditions sont redevenues normales.

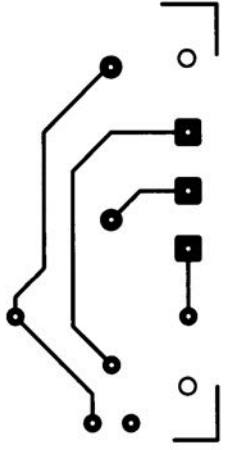
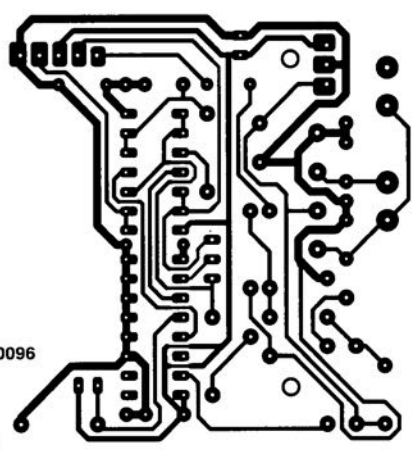
LE MONTAGE

Les éléments de l'interrupteur éco sont répartis sur deux platines. Elles sont représentées à la figure 3. La plus petite supporte les composants du récepteur I.R. et du décodeur, la plus grande, l'alimentation secteur et l'électronique de commutation. La mise en place des éléments ne pose pas de problème, surtout que les circuits intégrés (y compris le régulateur de tension) se montent sur supports. Pour les interrupteurs de codage DIP, on a choisi des modèles à cinq et à six éléments, mais la place est prévue sur la platine pour installer des modèles octuples, certainement plus faciles à dénicher. On positionne les interrupteurs de manière à ce qu'ils soient fermés vers le bas (en regardant la platine côté sérigraphie). Cette position représentée par un «1» logique, est toujours indiquée sur le boîtier. Le bit de poids faible se place vers la droite (figure 4). Si l'interrupteur éco ne doit commander qu'un seul appareil, on peut encore faire l'économie de ces codeurs en les remplaçant par des ponts de câblage soudés. Comme les deux rangées d'interrupteurs sont pourvues de résistances de rappel au niveau haut, un interrupteur fermé ou un pont de câblage constitue un «0» à l'entrée correspondante. En tout, il y a sept ponts à pourvoir.

Il est important de veiller à ce que tout le montage soit logé dans un boîtier entièrement isolé et qui comporte une prise 230 V intégrée. En veillant à bien isoler les fils, on relie aux bornes de la prise la phase, le neutre et la terre. Le conducteur de terre est relié directement à la borne correspondante sans aucune interruption. Les deux autres



960063-1



LM3420-xxx

contrôleur de charge pour accus lithium-ions

Les cellules lithium-ions font partie des sources de courant secondaires les plus avancées actuellement disponibles sur le marché. Elles ne se laissent pas (re)charger à l'aide des chargeurs pour accus CdNi ou NiMH classiques vu qu'elles ont une tension entre bornes et des caractéristiques différentes des ces derniers. National Semiconductor propose un contrôleur de charge conçu spécifiquement à l'intention de ce type d'accus, le LM3420-xxx.

Valeurs limites du LM3420-xxx

Tension d'entrée (VIN)	20 V
Courant de sortie	15 mA (20 mA max.)
Dissipation	300 mW
Plage de température	-40 à +85 °C
Température de jonction	-40 à +125 °C (150 °C max.)

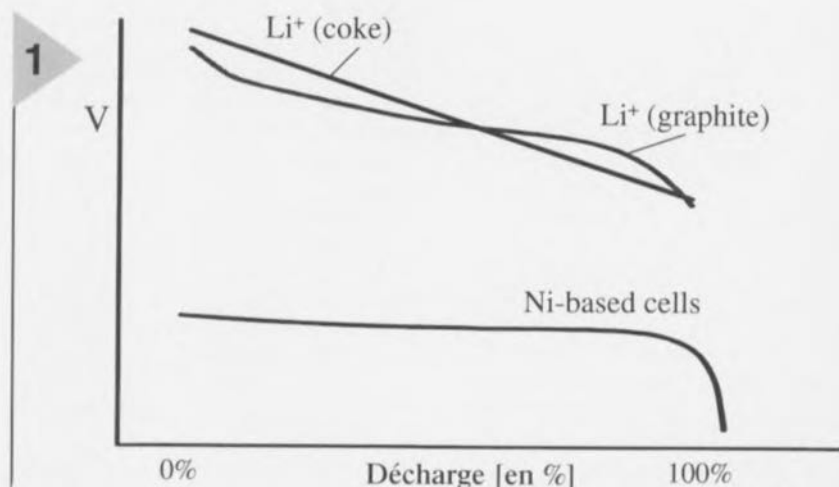


Figure 1. Courbes de décharge des cellules Lilon coke et graphite comparées à leurs homologues au nickel.

Ni:EMH-series
Li⁺ (coke): Sony 18650
Li⁺ (graphite): Sanyo 1865

**RIEN DE
COMMUN
AVEC LES
ACCUS
CdNi...**

Les accus lithium-ions (Lilon) ont, en raison des indiscutables avantages qu'ils présentent, remplacé les cellules CdNi et NiMH courantes à l'intérieur des ordinateurs portables haut de gamme, les caméscopes et autres téléphones de poche. Les accus Lilon conviennent à merveille pour les appareils ou systèmes n'exigeant pas de courants de crête importants. Ils ont une espérance de vie de 1 200 cycles, se caractérisent par une autodécharge faible de l'ordre de 8%/mois (à titre de comparaison, autodécharge des CnNi : 15%/mois, des NiMH : 25%/mois) et ne connaissent pas d'effet de mémoire. Avec une densité énergétique de 90 à 125 Wh/kg, ce qui se traduit par 180 à 250 Wh/l, les cellules Lilon ont un rapport énergie/poids 3 à 4 fois supérieur à celui des cellules CdNi courantes et, partant,

font partie, en dépit de leur coût élevé, des cellules secondaires au prix le plus intéressant. À cela s'ajoute que les cellules Lilon à électrolyte solide sont, à l'inverse des autres types d'accus, totalement innocents pour l'environnement.

La recharge des cellules lithium-ions doit se faire selon un processus bien défini qui se différencie très sensiblement de celui qu'utilisent les autres types d'accus rechargeables. Il se fait, heureusement, que la pente de décharge des accus Lilon est sensiblement plus raide que celle des accus à base de nickel (CdNi et NiMH) de sorte que l'on peut établir une relation indiscutable entre la tension entre bornes et l'état de charge (figure 1). La tension de fin de charge des accus Lilon à électrode de coke (par opposition à graphite), les cellules de Sony les plus courantes, est de 4,20 V. Jusqu'à l'atteinte de cette valeur de tension l'accu est rechargé à un courant constant pouvant aller jusqu'à 1 C, une fois la tension de fin de charge atteinte le chargeur doit fournir une tension constante et un courant décroissant. La dite tension constante ne doit en aucun cas dépasser la tension de fin de charge de plus de 1%, mais elle ne doit pas non plus se situer à une valeur inférieure de plus de 1% à la dite tension de fin de charge vu que sinon l'accu n'engrange qu'une quantité d'énergie sensiblement inférieure à sa ca-

capacité nominale.

Le respect de ce processus délicat implique de faire appel à un circuit de commande de la (re)charge spécial. Le composant le plus important de ce circuit est un contrôleur fabriqué par National Semiconductor, le LM3420-4.2, LM3420-8.2 ou LM3420-12. 6. Les chiffres suivant le trait d'union indiquent la tension de fin de charge pour 1, 2 ou 3 cellules. Il existe 2 version de ces circuits intégrés caractérisées par des

tie et un diviseur de tension compensé en température. La sortie du transistor à émetteur ouvert peut fournir un courant de sortie pouvant aller jusqu'à 15 mA. L'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel, COMP, peut être mise à profit pour une compensation externe de la fréquence. La source de tension de précision étalonnée en usine compense la dérive en température du composant de sorte que l'on ne dépasse pas une erreur de 0,5, voire 1%

atteint la tension de consigne. Le courant de sortie peut attaquer un composant pris dans la ligne de contre-réaction, un opto-coupleur par exemple, mais également piloter un composant de puissance tel qu'un régulateur linéaire ou à découpage qui maintient la tension de sortie au niveau de la tension de consigne. Pour des applications spécifiques personnelles, la tension présente à l'entrée IN peut dépasser la tension de consigne mais ne doit en aucun cas dépasser la valeur maximale de 20 V. Il faut en outre qu'un dispositif de limitation de courant externe limite le courant de sortie (OUT) à un maximum de 20 mA. Le condensateur de compensation externe pris entre les broches - COMP et OUT stabilise la boucle de régulation et aura, pour les applications courantes, une capacité comprise entre 0,01 et 0,1 μ F.

On peut, si nécessaire, modifier depuis l'extérieur la tension de consigne du LM3420-xxx par la prise d'une résistance R entre les broches COMP et GND (pour une diminution) et entre les broches COMP et IN (pour son augmentation). On pourra changer la tension de consigne de $\pm 10\%$ sans que cela n'ait une influence néfaste sur le coefficient de température. Vous trouvez les formules utiles dans le cadre à la page suivante.

APPLICATIONS

Dans les brochures mentionnées dans la bibliographie en fin d'article on

2

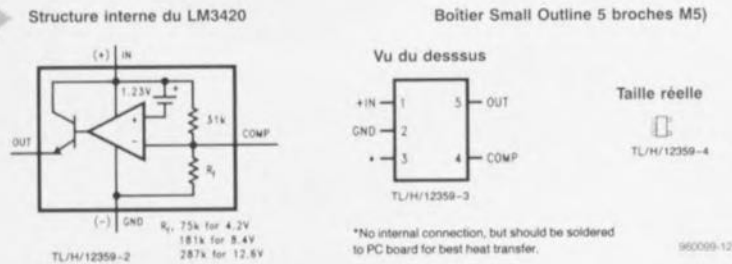


Figure 2. Structure interne du LM3420-xxx.

tolérances différentes, 0,5% à 25 °C et 1% sur l'ensemble de la plage de température (version A) et 1 et 2% respectivement (version B). Ces composants ont un boîtier SOT23 à 5 broches et conviennent donc à merveille pour la réalisation de sets d'accus intelligents. Le mini-boîtier du LM3420-xxx intègre, cf. figure 2, un amplificateur opérationnel à compensation interne, une source de tension de référence à barrière de potentiel (*band-gap*), un transistor NPN driver de sor-

(selon la version) de la tension de fin de charge.

Le LM3420-xxx est un régulateur-shunt qui, dans la ligne de contre-réaction du chargeur, prend à son compte, tant la fonction de référence que celles de commande. La tension régulée entre les bornes de l'accu est mesurée entre les entrées IN et GND. Si cette tension est inférieure à la tension de consigne V_{REG} , la sortie OUT ne fournit pas de courant. On n'aura fourniture de courant qu'après que la tension présente à l'entrée IN ait

Caractéristiques techniques électriques du LM3420-xxx ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{[IN]} = V_{REG} / V_{OUT} = 1,5\text{ V}$)

Symbole	Paramètre	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unité
V_{REG}	Tension de consigne	-4.2A, $I_{OUT} = 1\text{ mA}$	4,179	4,2	4,221	V
		-8.4A, $I_{OUT} = 1\text{ mA}$	8,358	8,4	8,442	V
		-12.6A, $I_{OUT} = 1\text{ mA}$	12,537	12,6	12,663	V
		-4.2A, $I_{OUT} = 1\text{ mA}$	4,158	4,20	4,242	V
		-8.4A, $I_{OUT} = 1\text{ mA}$	8,316	8,4	8,484	V
		-12.6A, $I_{OUT} = 1\text{ mA}$	12,474	12,6	12,726	V
	Tolérance V_{REG}	$I_{OUT} = 1\text{ mA}$		0,5	1,0	%
I_q	Courant de repos	$I_{OUT} = 1\text{ mA}$		85	110	μ A
G_m	Transconductance $\Delta I_{OUT} / \Delta V_{REG}$	$I_{OUT} = 20\text{ }\mu\text{A} \dots 1\text{ mA}$, $V_{OUT} = 2\text{ V}$	1,3	3,3		mA/mV
		$I_{OUT} = 1 \dots 15\text{ mA}$, $V_{OUT} = 2\text{ V}$	3,0	6,0		mA/mV
A_V	Gain en tension $\Delta V_{OUT} / \Delta V_{REG}$	$V_{OUT} = 1\text{ V} \dots (V_{REG} - 1,2\text{ V})$, $R_L = 200\text{ }\Omega$	550	1000		V/V
		$V_{OUT} = 1\text{ V} \dots (V_{REG} - 1,2\text{ V})$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$	1500	3500		V/V
V_{SAT}	Saturation de sortie	$V(IN) = V_{REG} + 100\text{ mV}$, $I_{OUT} = 15\text{ mA}$		1,0	1,2	V
I_L	Courant de fuite de sortie	$V(IN) = V_{REG} - 100\text{ mV}$, $V_{OUT} = 0\text{ V}$		0,1	0,5	μ A
R_f	Résistance de réinjection interne	-4.2	56	75	94	$k\Omega$
		-8.4	135	181	227	$k\Omega$
		-12.6	215	287	359	$k\Omega$
E_n	Bruit de sortie	$I_{OUT} = 1\text{ mA}$, $f = 10\text{ Hz} \dots 10\text{ kHz}$, -4.2			70	μV_{RMS}
		$I_{OUT} = 1\text{ mA}$, $f = 10\text{ Hz} \dots 10\text{ kHz}$, -8.4			140	μV_{RMS}
		$I_{OUT} = 1\text{ mA}$, $f = 10\text{ Hz} \dots 10\text{ kHz}$, -16.8			210	μV_{RMS}



Figure 4. Chargeur 1 A à simple switch à découpage.

1-660096

- Fiche de caractéristiques LM3420-4.2, -8.4, -12.6 Contrôleur de charge pour accu lithium-ion, National Semiconductor, mars 1996
- Applications du contrôleur de charge pour accu lithium-ion, LM3429

constant se fixe à : $I_{\text{LIM}} = 1,25 \text{ V/R}_{\text{LIM}}$. Q1 interrompt l'interconnexion de l'accu et du LM3420 évitant ainsi une décharge de l'accu, à un courant de $84 \mu\text{A}$, à travers le processeur de charge. En cours de charge, le transistor est amené à saturation et produit de ce fait une U_{CE} de 5 mV seulement. D1 remplit une fonction proche : cette diode évite la circulation d'un courant en provenance de l'accu à travers le régulateur de tension. Le courant inverse total est inférieur à $1 \mu\text{A}$!

Pendant la charge la tension entre bornes de l'accu aug-

Figure 1

trouve de nombreuses applications dont nous vous proposons 2 des plus caractéristiques. Le schéma de la première est celui d'un régulateur à courant constant/tension constante, le second étant celui d'un régulateur à découpage remarquable par son économie basé sur un régulateur fly-back simple switcher LM2575ADJ décrit dans le numéro de juillet/août 92 (page 66) d'Elektor.

Le circuit de charge de la **figure 3** charge 2 cellules Lilon à un courant constant de 1 A. Au début du processus de charge, lorsque la tension entre





boussole électronique



En dépit de la précision du GPS le moyen le plus simple de déterminer la direction à prendre et sa position reste la boussole magnétique. Notre boussole électronique ne fait pas appel à une aiguille mais à son équivalent électronique, un capteur magnétique reposant sur l'effet de Hall. Ce capteur ne nécessite qu'un petit nombre de composants électroniques pour indiquer sur une rose de compas les points cardinaux N, E, S et O ainsi que les points intercardinaux, NE, SE, SO et NO.

un rien d'électronique pour une rose de compas

Une firme suisse, Pewatron, propose 2 types de capteurs pour compas, composants réagissant d'une manière très sensible au champ magnétique terrestre. Ces capteurs permettent la réalisation de boussoles électroniques qui pourront servir, en fonction de leur caractéristiques à diverses fins. Si le capteur analogique exige, en raison de sa résolution élevée, une électronique de traitement relativement complexe, la version numérique utilisée ici, le 6945, se contente elle de quelques composants passifs et d'un circuit intégré de logique standard pour réaliser une boussole simple présentant une résolution de 45°. La visualisation de la direction intercardinale fait appel à des LED disposées en cercle. Le capteur numérique a été conçu principalement pour des applications simples et portatives. Pour peu qu'on le monte à l'intérieur d'un véhicule notre instrument donnera à tout instant la direction ma-

gnétique à suivre (qui ne sera pas nécessairement compatible avec l'orientation géographique de la route sur laquelle on se trouve).

INCLINAISON ET DÉCLINAISON

La plupart d'entre nous n'a qu'une connaissance limitée de l'utilisation d'une boussole, moins nombreux encore sommes-nous à en comprendre le fin du principe de fonctionnement. Ce n'est que si l'on s'adonne aux plaisirs de l'aéronautique, que l'on croise sur les 7 mers du globe ou que l'on passe des vacances studieuses dans les jungles de l'Amazonie que l'on apprend que l'aiguille magnétisée d'une boussole n'indique pas toujours le Nord. Ceci est dû à plusieurs facteurs : les Nords géographique et magnétique sont situés à 1 900 km l'un de l'autre. Dans l'hémisphère Sud cette situation ne joue qu'un rôle mineur, mais plus on se rap-

1

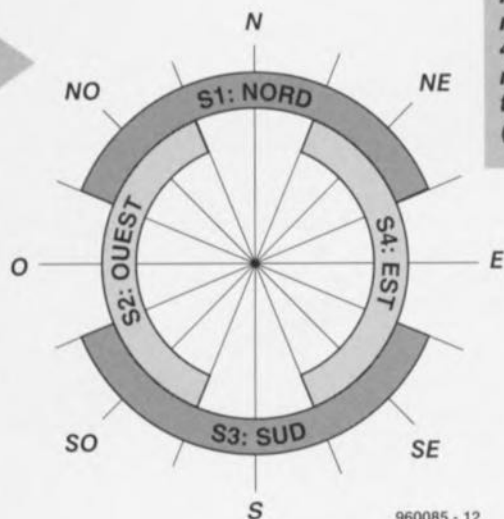


Figure 1. Le recouvrement des plages des 4 signaux de sortie permet d'obtenir une distinction entre 8 points (intercardinaux).

peut atteindre là-bas jusqu'à 20°, en Europe il est heureusement beaucoup moins fréquent et très localisé.

S'il est impossible d'éliminer des erreurs de mesure d'une boussole magnétique dues à ce type de raisons, il est possible, à condition d'utiliser correctement cet instrument de mesure, d'éliminer une troisième source d'erreurs.

Si l'on s'imagine la structure du champ magnétique terrestre à partir des lignes de champ magnétique les dites lignes sont, contrairement à ce que l'on pourrait croire, loin de naître toutes à l'un des pôles magnétiques pour, après avoir parcouru la moitié de la circonférence terrestre, se rejoindre toutes en un point qui serait le second pôle magnétique. Bien au contraire, les lignes de champ ma-

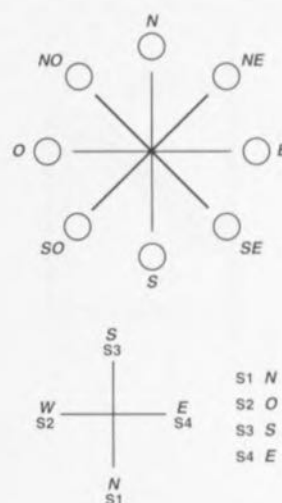
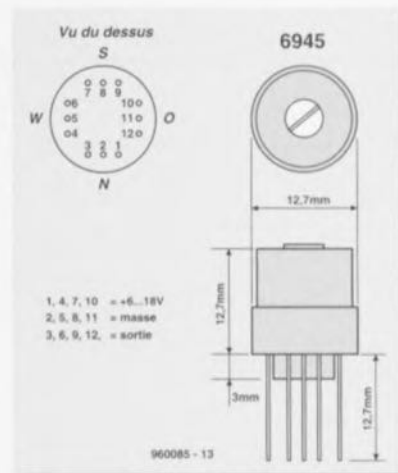
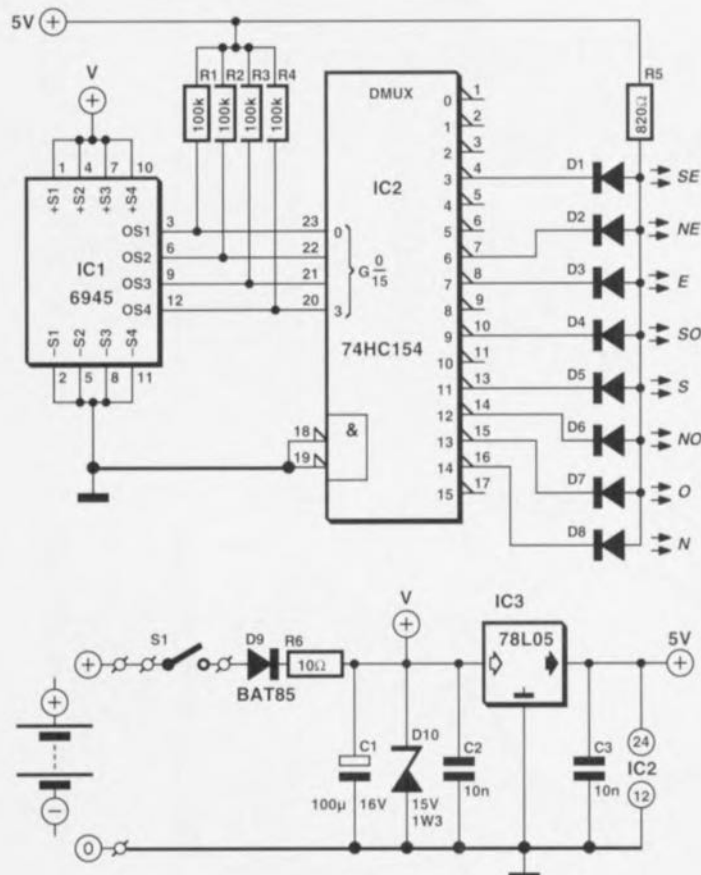
gnétique jaillissent en tout point de la terre sortant du globe terrestre à des angles très divers (plus on se rapproche de l'équateur plus la pente de la ligne est, tout en présentant des déviations, forte). Les lignes de champ magnétique se présentent donc une composante verticale et une composante horizontale. L'élément jouant un rôle dans la définition de la direction est bien entendu la seule composante horizontale du champ magnétique terrestre (composante de compas). Si l'on ne donne pas à l'aiguille de la boussole une position parfaitement horizontale, la composante verticale entre en jeu dans la mesure et se traduit, dans certains cas, par une erreur dite d'inclinaison.

DES PLAGES DE RECouvreMENT

Le capteur numérique de type 6945 se compose d'un rotor miniature tour-

proche du pôle Nord, plus les conséquences d'une confusion entre les 2 pôles deviennent sensibles. La présence, dans la croûte terrestre, de masses rocheuses à forte dominance ferrique constitue une autre source d'indications erronées. Le décalage de l'aiguille magnétique (déviations) du à ce genre de masses est plus fréquent en Amérique du Sud et

Figure 2. Le montage de la boussole ne nécessite qu'un unique circuit intégré pour le décodage, 4 résistances de forçage et 8 LED. Le point critique de cette réalisation est la régulation de la tension d'alimentation.

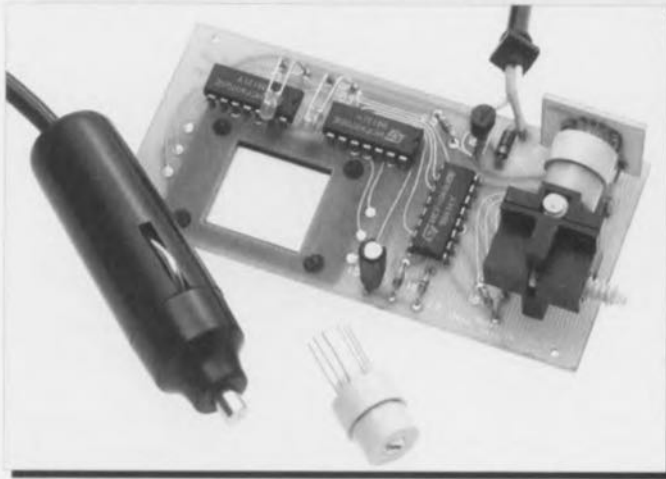


	OS4	OS3	OS2	OS1	DEC
N	1	1	1	0	14
NE	0	1	1	0	6
E	0	1	1	1	7
SE	0	0	1	1	3
S	1	0	1	1	11
SO	1	0	0	1	9
O	1	1	0	1	13
NO	1	1	0	0	12

960085 - 11

Le kit de boussole 6037-G

Outre le capteur numérique 6945 utilisé dans cette réalisation, son fabricant, la société Pewatron, propose un kit de démonstration sous la forme d'une platine dotée, outre du capteur en question, d'un affichage LCD spécial et de plusieurs circuits intégrés logiques standard. La caractéristique marquante de l'application originale est la présence de plusieurs portes et d'un oscillateur 60 Hz constitué de 2 inverseurs, oscillateur qui attaque la broche de l'arrière-plan (backplane) d'un affichage LCD. Les inverseurs restants présents dans le dit composant assurent, associés à 8 portes OU EXclusif (EXOR) le pilotage correct des 4 segments E, O (W), N et S..



nant sur des pivots de saphir et d'un circuit intégré à effet de Hall. Bien que conçu pour la mesure de la composante de compas évoquée plus haut, le rotor réagit bien évidemment aussi à la composante verticale. Ceci signifie que l'indication fournie par le 6945 n'est correcte qu'en cas de positionnement vertical du capteur – le rotor se trouve alors dans le plan horizontal.

naux. La sortie concernée est active (basse) sur une plage de $67,5^\circ$ de part et d'autre (donc \pm) de la direction indiquée. Ceci se traduit, comme le montre la figure 1, par un recouvrement des plages, de sorte que l'on peut, par l'utilisation d'un décodage logique adéquat, subdiviser la rose de 360° non pas en 4 secteurs seulement, mais mieux encore en 8 plages de 45°

Et les prix direz-vous:

les capteurs et un kit sont disponibles à l'unité sous les dénominations suivantes:

- 6945 capteur magnétique numérique
- 6070 capteur magnétique analogique
- 6037-G kit boussole avec capteur magnétique numérique

Le prix de ces différents composants pourra vous être donné sur demande, raison pour laquelle nous vous donnons un numéro de téléphone et de télécopie. Sachez, pour éviter toute mauvaise surprise, qu'il s'agit, vu la complexité de l'électronique mise en oeuvre, de composants coûteux.

Pewatron

Hertstraße 27
CH-8304 Wallisellen/Zürich (Suisse)
tél. : +41 (01) 8.30.29.44
fax. : +41 (01) 8.30.51.57

Müllerstraße 43/II
D-80460 Munich
tél. : +49 (089) 2.60.38.47
fax. : +49 (089) 26.90.71

Le capteur possède 4 sorties, une pour chacun des points cardinaux.

ne se recoupant pas elles.

Nous avons adopté, pour le traitement des 4 signaux de sortie et leur conversion en 8 plages une technique quelque peu différente de celle suggérée par l'application originale proposée par le fabricant (cf. l'encadré). Notre circuit, dont on retrouve le schéma en figure 2, n'a que faire de cette pléthore de circuits intégrés et d'affichage à cristaux liquides (LCD) vu que l'indication de direction fait appel à des LED. On peut alors se contenter d'un seul et unique circuit intégré, un démulti-

3

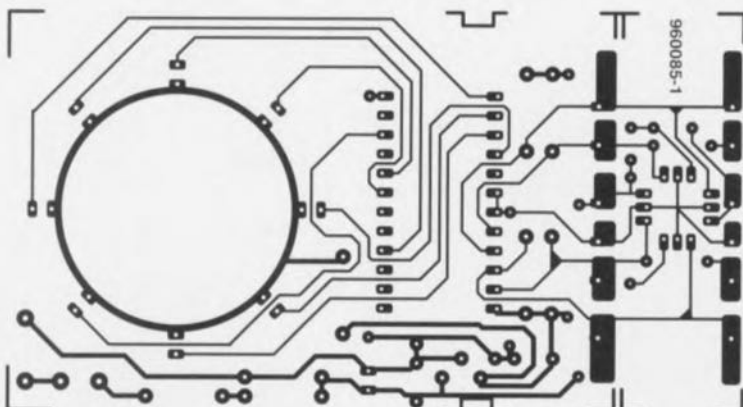
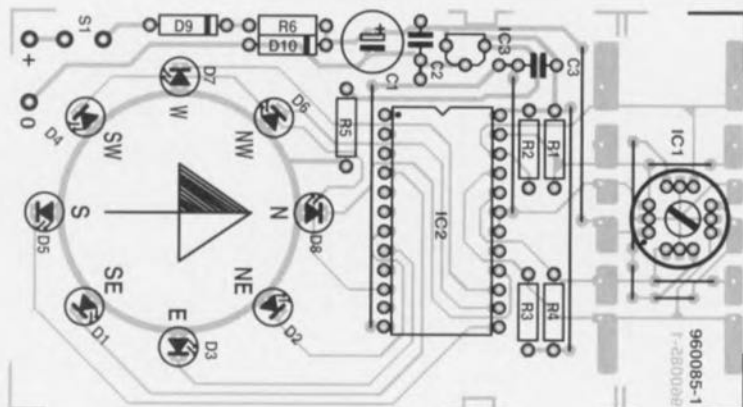
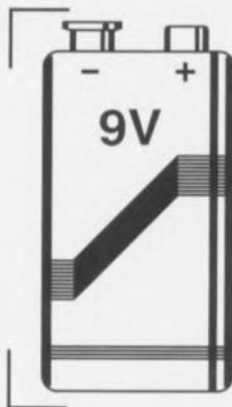


Figure 3. La platine de la boussole électronique se subdivise en 3 parties. Il faut impérativement éviter la présence de matériaux magnétiques (ponts de câblage) à proximité immédiate du capteur.

plexeur 4 vers 16, pour un pilotage correct des LED. Le **tableau 1** intégré dans le cadre du schéma donne la correspondance entre les informations appliquées à l'entrée du démultiplexeur et la sortie activée en conséquence. Comme nous n'utilisons ici que 8 des 16 sorties que comporte le 74HC154 on pourrait penser que le dit circuit intégré est en fait surdimensionné, mais il présente l'avantage d'être en mesure, dans sa version HC, de pouvoir attaquer directement les LED sans qu'il ne soit nécessaire d'intercaler un circuit tampon additionnel. Il est impératif de

prévoir les 4 résistances de forçage au niveau haut (*pull-up*) vu que le capteur est doté de sorties



Le capteur de champ magnétique

Liste des composants

(connexions des composants en fil de cuivre !)

Résistances :

R1 à R4 = 100 kΩ
R5 = 820 Ω
R6 = 10 Ω

Condensateurs :

C1 = 100 µF/16 V vertical
C2, C3 = 10 nF Sibatit

Semi-conducteurs :

D1 à D8 = LED rouge à haut rendement
D9 = BAT85
D10 = diode zener rapide
15 V/1,3 W (telle que, par exemple, Philips BZT03C15)
IC1 = 6945 (capteur magnétique Pe-watron)
IC2 = 74HC154
IC3 = 78L05

Divers :

S1 = interrupteur unipolaire simple

tique 6945 a été doté d'une hystérésis qui évite le clignotement de l'affichage. Notons qu'il en existe une version à amortissement et une version ne disposant pas de cet élément. Si le capteur non amorti, utilisé dans la présente réalisation, réagit immédiatement lors d'une modification d'orientation, il faut, à l'image de ce qui est le cas avec une boussole à liquide classique, à l'organe de visualisation de la version à amortissement de l'ordre de 3,5 s pour suivre un changement d'orientation brusque de 90°.

L'ALIMENTATION

Comme le capteur magnétique dont on ne peut pas dire, qu'il soit, avec son prix de l'ordre de 350 FF, bon marché, est très sensible aux problèmes engendrés par des variations de la tension d'alimentation – ce qui se traduit par un trépas immédiat – il est vital d'apporter une attention soignée à la réalisation de l'alimentation.

S'il est vrai que le capteur possède une plage de tensions d'alimentation étendue puisqu'elle va de 6,0 à 18,0 V et que partant il se laisse alimenter par pile compacte de 9 V ou par le réseau de bord de 12 V d'une voiture, il est impératif de le doter d'une protection contre une erreur de polarité lors de l'application de la tension d'alimentation ainsi que de le protéger contre des crêtes de tension. D9, une diode Schottky, remplit la première des fonctions évoquées, à savoir la protection contre une erreur de polarité de la tension d'alimentation, sans pour autant introduire une diminution sensible de la tension d'entrée. Si l'on prévoit une alimentation depuis le réseau de bord d'une voiture on pourra remplacer la BAT85 par un 1N4148 sans problème. Le réseau constitué par R6, C2 et la diode zener rapide D10, élimine les crêtes de tension souvent présentes sur les réseaux de bord de voitures. En cas d'alimentation par pile compacte de 9 V on pourra supprimer la diode zener D10. Un régulateur à faible chute de tension (*low drop*) 5 V fournit la tension d'alimentation de +5 V requise. En ce qui concerne le capteur magnétique proprement dit, cette valeur est quelque peu trop faible. On dérive donc sa tension d'alimentation

plus élevée en **amont** du régulateur intégré, cette tension n'étant pas, de ce fait, régulée.

Comme le circuit consomme 30 mA il est recommandé, lorsque l'on envisage une alimentation par pile de 9 V, de prévoir un interrupteur marche/arrêt. Dans le cas d'une utilisation « automobile » on pourra se contenter de remplacer S1 par l'interrupteur de la clé de contact, c'est-à-dire d'alimenter la boussole directement par le plus de la batterie du véhicule lorsque le contact est mis.

LA RÉALISATION

Vu le faible nombre de composants concernés, l'étape « réalisation » de ce montage à l'aide de la platine dont on retrouve la reproduction du dessin des pistes et la représentation de la sériographie de l'implantation des composants en **figure 3**, est vite parcourue. La conception de la platine permet de séparer le sous-ensemble « capteur » du reste de la platine pour le disposer ailleurs, voire le monter à l'équerre sur la platine du reste de l'électronique, solution dont on appréciera l'élégance en cas de montage de la boussole dans une voiture. Il est recommandé, s'il faut ponter une distance relativement importante entre les 2 platines, d'utiliser un câble à 5 conducteurs dont le blindage commun servira de liaison de masse entre les 2 platines. Il peut en outre alors s'avérer nécessaire de ramener à 10 kΩ la valeur des résistances R1 à R4. Il faudra se rappeler que le capteur doit toujours être monté verticalement de manière à ce que le rotor qu'il comporte soit lui positionné horizontalement. Il n'y a pas de risque d'erreur de polarité vu que le sens de montage est sans importance. Il nous faut porter votre attention sur une autre source d'erreur que celles d'inclinaison et de déclinaison, à savoir sa sensibilité, ce qui est également le cas des boussoles classiques, aux champs magnétiques externes. Il est donc important, lors du montage de l'instrument à l'emplacement prévu, de veiller à l'absence de matériau magnétique à proximité du capteur (ponts de câblage et broches de composant à réaliser en fil de cuivre). Nous avons monté notre prototype, dont nous n'avons pas séparé les 2 platines, dans un boîtier transparent Heddick KST R, ce qui nous a permis de ne pas avoir à percer d'orifices pour les LED et la fixation de la platine.

960085-1

Publicité



A l'occasion de son dixième anniversaire, ULTIMATE TECHNOLOGY lance une offre spéciale valable jusqu'au 30 septembre 1996:

Le logiciel ULTiboard Entry Designer, constitué d'ULTIcap saisie de schémas, d'ULTiboard conception de cartes et de Spectra SP4, autorouteur à renommée 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.ultimate.com>) pour un super cyberdeal de Challenger Lite qui est à la portée des particuliers et des professionnels.

ULTIMATE
TECHNOLOGY

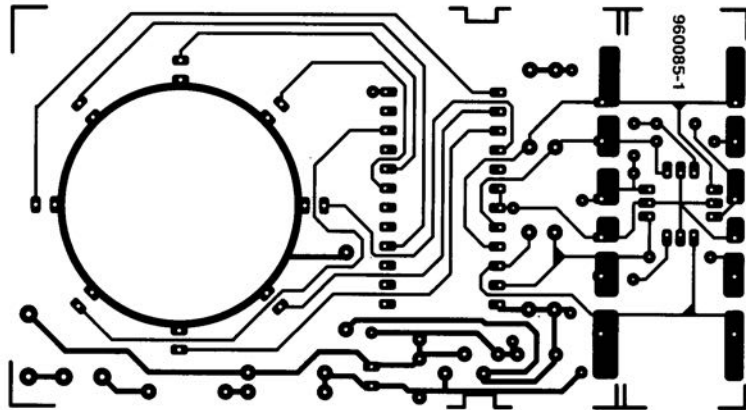
Ultimate Technology Bureaux centraux
Energistraat 36 • NL 1411 AT Naarden
Pays-Bas • tél: 19.31.35.694444 • fax: 19.31.35.6943345



NOS GRATUITS 0590-1904 FR
0800-71937 BE

Distributeur:
Sté. MDS Electronique • FR 89430 MEUSEY
tél: 86 75 83 63 • fax: 86 75 83 64

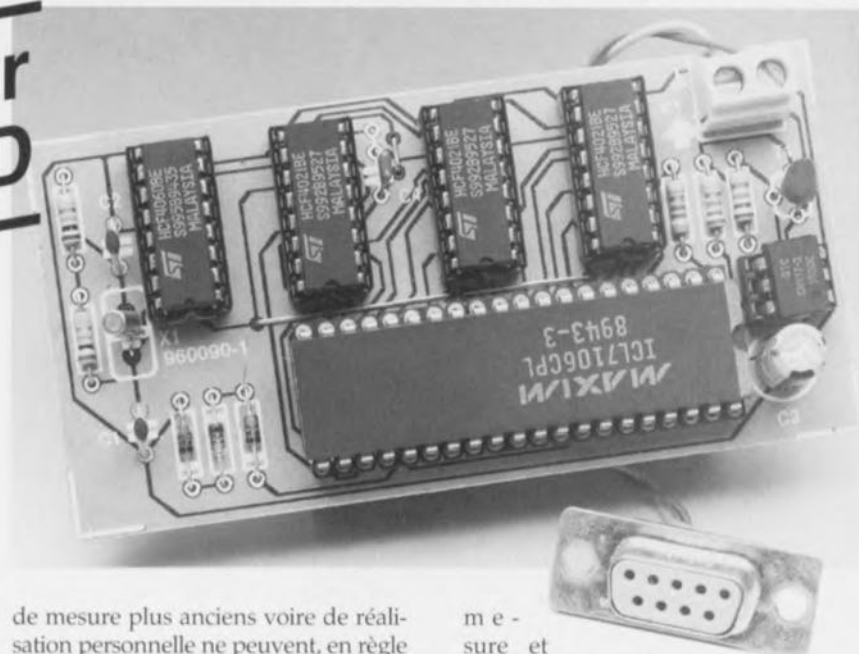
Figure 3. La platine de la boussole électronique se subdivise en 3 parties. Il faut impérativement éviter la présence de matériaux magnétiques (ponts de câblage) à proximité immédiate du capteur.





interface RS-232 pour CAN ICL 7106

extension pour affichages LCD



De nombreux instruments de mesure modernes disposent d'une interface de données, sous la forme d'une RS-232 série dans la plupart des cas, destinée à être reliée à un PC. Ceci ne manque pas d'en accroître les potentialités d'utilisation sachant que l'on peut alors, le plus simplement du monde, procéder à une saisie, un stockage et une interprétation informatisés des données de mesure. Le projet décrit dans cet article permet de doter, à posteriori, des appareils d'une génération plus ancienne et surtout de réalisation personnelle, basés sur l'archi-connu convertisseur A/N (CAN) ICL 7106, d'une interface série vers un PC.

Depuis quelques années déjà, une interface série fait partie de l'équipement standard de nombreux appareils de mesure, même de ceux au prix très abordable. Les logiciels de pilotage de terminal fournis avec ces instruments permettent le transfert des données de mesure vers un PC où elles pourront être traitées. Les possesseurs d'appareils

de mesure plus anciens voire de réalisation personnelle ne peuvent, en règle générale, profiter de ce confort, même si l'appareil en question est extrêmement précis et qu'il a coûté cher tant en monnaie sonnante et trébuchante qu'en sueur potentielle. Nombre de ces instruments de mesure sont basés sur le CAN ICL 7106 d'Intersil (repris depuis par Maxim), composant qui ne se contente pas de numériser une tension d'entrée analogique mais est également capable d'assurer directement et donc sans le moindre intermédiaire, la visualisation de la dite valeur sur un affichage à cristaux liquides de 3 chiffres $\frac{1}{2}$. Le ICL 7106 se distingue non seulement par sa compacité – on le monte en règle générale directement sous l'affichage, mais encore par un prix très abordable, puisqu'inférieur à 50 FF. La structure complexe du convertisseur – il lui manque une sortie de données non codées 7 segments accessible de l'extérieur – implique de faire appel à une petite astuce si l'on veut doter un appareil d'une génération plus ancienne d'une interface série. Le montage décrit ici prend la forme d'une mini-platine d'adaptation qui vient prendre la place qu'occupait le ICL 7106 à l'origine dans l'appareil concerné et dans laquelle vient à son tour s'enficher le dit composant. La liaison vers l'interface série du PC peut se faire à l'aide d'un câble bifilaire non blindé dont la longueur maximale peut atteindre jusqu'à 6 m. Il n'est pas nécessaire de prévoir une alimentation externe sachant que ce sont la tension d'alimentation du CAN et l'interface série qui alimentent ce circuit gigogne. Nous avons de plus prévu une isolation galvanique de la liaison entre l'appareil de

mesure et le PC de sorte qu'il n'y a pas de risque de se trouver confronté à un problème de potentiel.

DE 24 BITS PARALLÈLES AU MODE SÉRIEL

Le principe de fonctionnement du circuit illustré par la figure 1 est vite décrit : l'information destinée à l'affichage, un afficheur à 3 chiffres $\frac{1}{2}$ + signe à 7 segments est dérivée au niveau du CAN, convertie à l'aide d'un registre à décalage en un flux de données série respectant la norme RS-232 (avec bit de début et d'arrêt) et transmis, par le biais d'un opto-coupleur, vers l'interface série du PC.

Le taux de transmission des données série est fixé par un oscillateur formé par un diviseur du type 4060 associé à un quartz horloger de 32,768 kHz. On dispose à la sortie 7 du 4060 d'une fréquence de 2 048 Hz qui sert de fréquence d'horloge pour le registre à décalage. Bien qu'il ne s'agisse pas là d'un taux de transmission

Caractéristiques techniques:

- X circuit peu complexe n'utilisant que des composants courants
- X Absence de réglage
- X Possibilité de connexion de 2 adaptateurs
- X Sans risque de problème de potentiel grâce à une isolation galvanique
- X Absence d'alimentation propre
- X Code-source du programme en TP6.0

projet: T. Frey

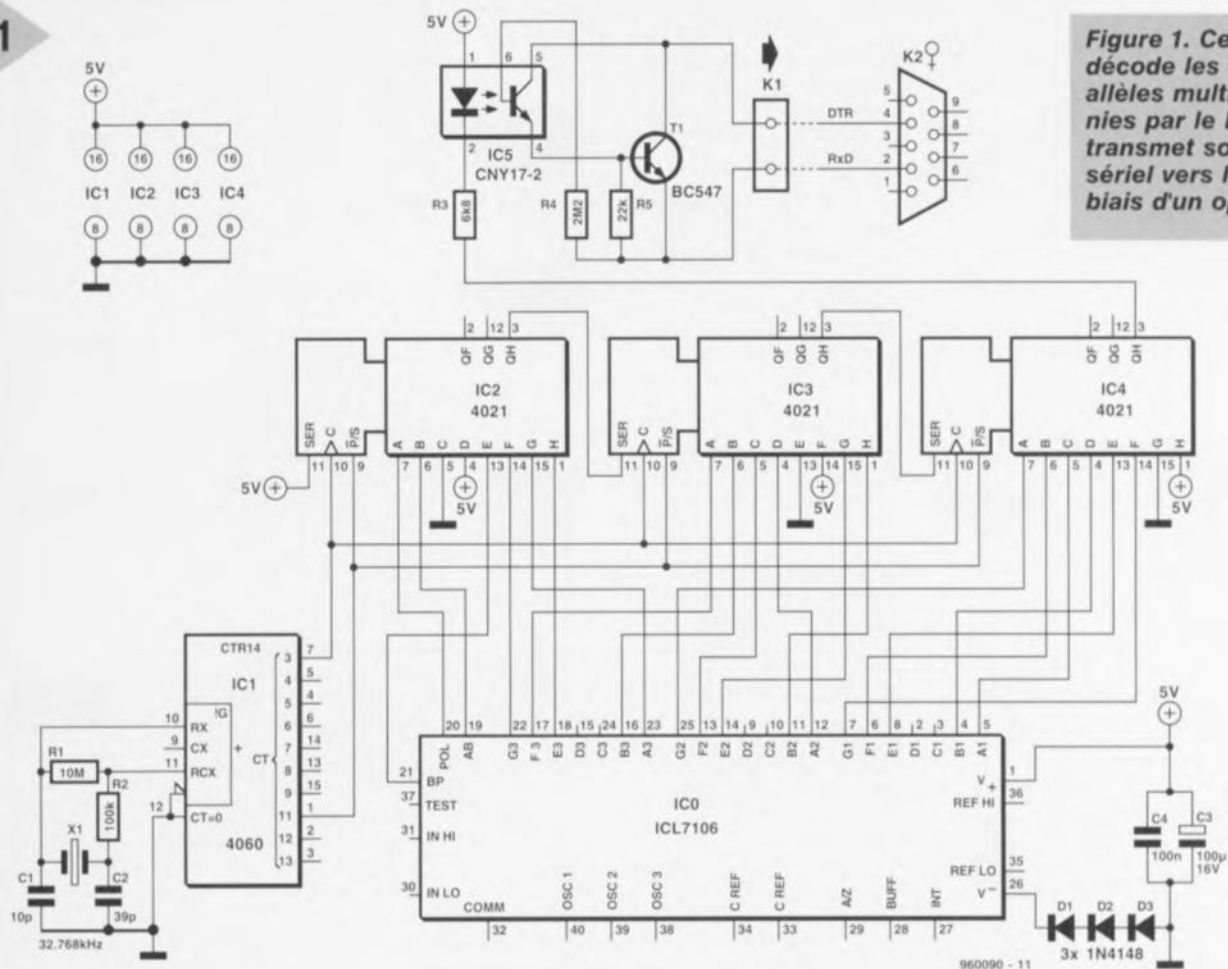


Figure 1. Cette interface décode les données parallèles multiplexées fournies par le ICL 7106 et les transmet sous format sériel vers le PC par le biais d'un opto-coupleur.

courant (1 200, 2 400, ...) il n'est pas très difficile pour un PC de l'approcher de très près ($115\,200/56 = 2\,057,1\text{ Hz}$). Si tant est qu'il s'agisse là d'un taux de transmission inusité, il permet d'économiser un nombre intéressant de circuits intégrés diviseurs. Notons que nous disposons en broche 1 du 4060 d'un signal ayant une fréquence de 8 Hz utilisé pour le chargement périodique du registre à décalage.

IC2 à IC4 constituent un registre à décalage à 24 étages qui convertit les données parallèles en données sérielles. Il suffit de 5 segments de chacune des positions (unités, dizaines et centaines) des afficheurs 7 segments, à savoir les segments A, B, E, F et G, pour obtenir sans la moindre équivoque le chiffre décimal. On y ajoute un bit pour la position des milliers, pour la polarité ainsi que pour le signal de l'arrière-plan. Les 18 bits ainsi définis sont subdivisés en 3 octets dotés chacun d'un bit de début (start) de niveau bas et d'arrêt (stop) de niveau haut. Cet ensemble de 24 bits ($3 \times (6+2)$) est, lors de l'application d'un niveau haut à la broche 9 (P/S), transféré dans le registre à décalage et, lors d'un niveau bas sur la dite broche, réémis, à la vitesse de transmission définie, sur la broche 10, processus caractérisé par l'adjonction, à l'arrière du flux de données, de bits d'arrêts (inactifs). On dispose ainsi, toutes les 125 ms, à la sortie du registre à décalage d'ensemble (broche 3 de IC4),

d'un flux de données de 3 octets d'une durée de 4,9 ms ($10/2\,048\text{ s}$).

La sortie du registre à décalage attaque, à travers R3, l'opto-coupleur IC5. Le signal de l'opto-coupleur est amplifié côté « PC » à l'aide de T1, de sorte que l'on peut se contenter d'un courant de commande relativement faible, de moins de 1 mA, ce qui ne manque pas de manifester positivement dans la consommation de courant de l'opto-transistor. Pour que les données puissent arriver au PC il faut que ce dernier active la ligne DTR (Data Transmission Ready) de l'interface (la fasse passer à +12 V donc). Un niveau bas actif de la sortie du registre à décalage entraîne l'illumination de la LED intégrée dans l'opto-coupleur et la mise en conduction de T1, ce qui se traduit par la mise à potentiel actif (+12 V) de la ligne Rx/D. Lorsque T1 bloque la résistance de forçage au niveau bas (pull-down) interne de l'interface force la ligne Rx/D à potentiel inactif (-12 V). Ce mode de pilotage ne permet d'atteindre qu'un taux de transmission relativement faible vu que les capacités de la ligne et d'entrée ne peuvent voir leur charge inversée que progressivement à travers des résistances, ce qui ne constitue pas d'inconvénient majeur vu les faibles quantités de données concernées. À l'inverse, cette approche présente le double avantage de permettre une commande à l'aide de 2 lignes seulement et de ne pas né-

cessiter d'alimentation propre.

Il nous faut, en raison de l'isolation galvanique, 2 tensions d'alimentation. Côté « convertisseur » le circuit utilise la broche d'alimentation du ICL 7106. Ceci pose quelques problèmes sachant que le potentiel « bas » des sorties du ICL 7106 ne se trouve pas au niveau de la masse, mais seulement à quelque $V_{cc} - 5\text{ V}$. La logique connectée au système ne détecterait pas un niveau bas au milieu d'une série de niveaux hauts. Pour cette raison nous relevons (abaïssons en fait), à l'aide des diodes D1 à D3, d'un peu plus de 2 V le potentiel d'alimentation négatif du circuit par rapport au potentiel d'alimentation du ICL 7106. Le circuit présentera donc, dans le cas d'une tension d'alimentation typique de 9 V, un potentiel de masse de quelque 2 V et une tension de seuil des entrées des registres à décalage de 5,5 V environ. Ceci permet aux registres à décalage de bien faire la distinction entre un niveau bas (4 V) et un niveau haut (9 V). En ce qui concerne l'alimentation côté « PC » par le biais de l'interface sérielle, pas le moindre problème à ce niveau-là comme le prouve le schéma.

GIGOGNE OU ÉCHAFAUDAGE ?

L'électronique prend place sur une petite platine simple face que l'on pourra coupler à l'appareil-cobaye de 2 manières différentes (figure 2). On pourra

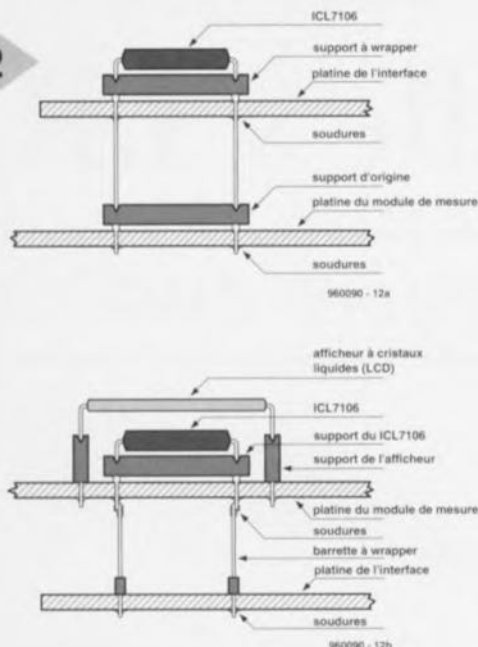


Figure 2. Les 2 techniques de montage de la platine d'interface.

soit l'enfiler voire la souder en remplacement du ICL 7106 sur le dessus de la platine de l'appareil concerné, soit l'ajouter au convertisseur A/N auquel cas elle sera montée sur le dessous du dit circuit imprimé. On se trouvera dans le premier cas (figure 2a) lorsque le ICL 7106 se trouve enfiché dans un support et qu'il n'est pas caché par l'affichage LCD. On dotera alors la platine d'interface d'un support à broches longues (support à wrapper). On enfiche ensuite cet ensemble dans le support dont le ICL 7106 a été extrait sur l'appareil en question. Le ICL 7106 vient prendre place alors dans le support présent sur la platine d'interface. Il n'est pas possible alors de monter l'affichage LCD par-dessus l'ensemble.

Si l'on opte pour la seconde approche, l'appareil garde pratiquement sa condition d'origine. Elle sera particulièrement intéressante lorsque le ICL 7106 ne se trouve pas monté sur support mais qu'il est soudé directement sur la platine de l'instrument. On positionne alors, comme l'illustre le croquis de la figure 2b, 2 morceaux de barrette autosécable de 20 contacts entre les 2 platines. Il faudra bien évidemment veiller à éviter, lors du soudage au niveau des broches du ICL 7106, un surchauffe du dit composant. Il faudra également tenir compte du faible (quelque 15 mm) espacement entre les 2 platines; on n'utilisera donc que des composants de faible encombrement et on couchera C3. Il est

important, quel que soit le mode de connexion choisi, de veiller à une bonne stabilité mécanique de l'ensemble pour éviter une désolidarisation de l'une ou l'autre soudure. Une fois que l'on a décidé du mode de montage on pourra se lancer dans l'implantation des composants sur la platine dont les 2 faces sont représentées en figure 3. Cette opération ne comporte pas de piège chaché.

LOGICIEL SOURCE ET COMPILÉ

Un petit programme écrit en Turbo-Pascal, **meas7106**, permet le transfert des données de mesure vers le PC, leur visualisation et leur dépouillement. La syntaxe de lancement du programme est la suivante :

meas7106 [/1|2] [/lnomdefichier]

instruction dans laquelle on peut indiquer, à l'aide de l'option /1 ou /2, le numéro de l'interface série concernée (COM2 est l'option par défaut) et par l'option /1 suivie d'un nom de fichier un éventuel fichier de données contenant les données de mesure (8 échantillons par seconde) en format ASCII. On peut à partir de là imaginer toutes sortes d'extensions, une visualisation graphique sous Windows par exemple. La disquette de programme comporte, outre la version compilée du programme **meas7106.exe**, son code-source en Turbo-Pascal 6.0 sous la dé-

nomination de **meas7106.pas**. Notons qu'il suffit de procéder à une minime modification du programme pour qu'il soit en mesure de piloter un second circuit à partir de la même interface, à condition d'utiliser la ligne RTS (broche 7 de l'embase sub D) en tant que seconde ligne d'alimentation : lorsque la ligne DTR est active et que simultanément la ligne RTS est inactive, on pourra procéder à la saisie de données en provenance de l'interface n°1, lorsque RTS est active et DTR inactive, on transférera les données fournies par le circuit n°2.

960090-1

Liste des composants

Résistances :

R1 = 10 MΩ
R2 = 100 kΩ
R3 = 6kΩ28
R4 = 2MΩ2
R5 = 22 kΩ

Condensateurs :

C1 = 10 pF
C2 = 29 pF
C3 = 100 μF/16 V radial
C4 = 100 nF

Semi-conducteurs :

D1 à D3 = 1N4148
T1 = BC547
IC1 = 4060
IC2 à IC4 = 4021
IC5 = CNY17-2 (Telefunken)

Divers :

X1 = quartz 32,768 kHz
K1 = embase sub D à 9 contacts
support à wrapper à 40 contacts ou 2 morceaux de barrette autosécable à wrapper de 20 contacts telle que, par exemple, Fischer MK14

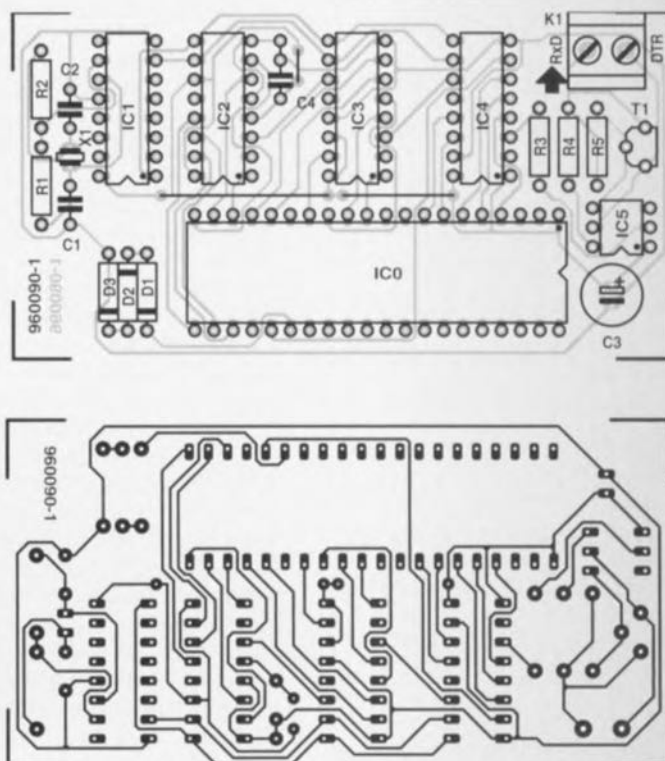
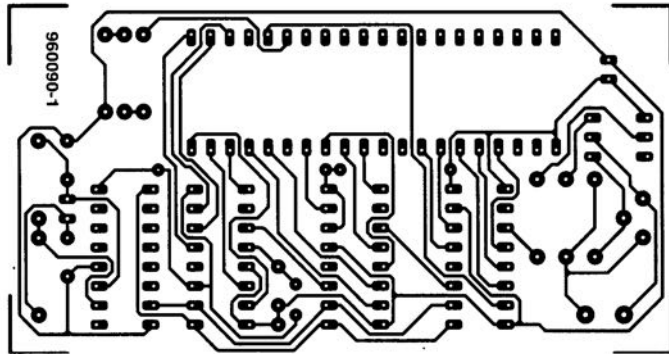


Figure 3. L'implantation des composants sur la platine simple face ne pose pas de problème; seule son interconnexion avec la platine de l'instrument de mesure exige un certain doigté et une main sûre lors de sa soudure.

ler à éviter, lors du soudage au niveau des broches du ICL 7106, un surchauffe du dit composant. Il faudra également tenir compte du faible (quelque 15 mm) espacement entre les 2 platines; on n'utilisera donc que des composants de faible encombrement et on couchera C3. Il est

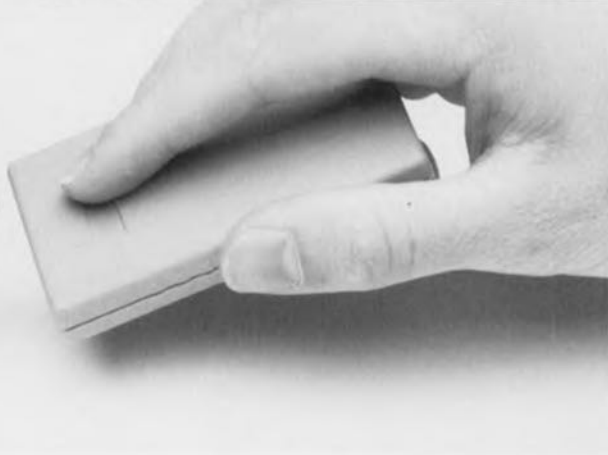
Figure 3. L'implantation des composants sur la platine simple face ne pose pas de problème; seule son interconnexion avec la platine de l'instrument de mesure exige un certain doigté et une main sûre lors de sa soudure.





« truffe » I.R.

rendre la lumière audible



S'il est vrai que l'oeil humain n'est pas en mesure de voir la « lumière » infrarouge, il n'en reste pas moins que de nombreux appareils domestiques produisent ce type de rayonnement. Il peut être, dans bien des cas, pratique, ou tout simplement intéressant de disposer d'un instrument simple permettant de détecter la présence de rayonnement I.R. C'est très précisément là le but de ce montage basé sur un circuit intégré spécialement conçu pour cette fonction. Notre « truffe » convertit le rayonnement I.R. en un signal audible. De plus, la hauteur du dit signal rend l'intensité du rayonnement détecté. Un instrument dont l'intérêt est inversement proportionnel à la complexité.

L'oeil humain est une merveille de (bio)technique. Les rayons de lumière qu'il détecte sont convertis en images et en couleurs. Nous laissons aux ouvrages de biologie la tâche de vous expliquer dans le détail le principe de fonctionnement de cet organe. Ce qu'il est important de savoir dans le cas présent est que les couleurs prises par un objet sont dues au fait que le dit objet réfléchit uniquement la lumière ayant certaines longueurs d'onde. C'est ainsi que la couleur rouge naît d'une lumière ayant une longueur d'onde de quelque 700 nm ($1 \text{ nm} = 10^{-9} \text{ m}$) et que le bleu est dû à une lumière ayant une longueur d'onde de l'ordre de 400 nm. Ces 2 valeurs donnent d'ailleurs les limites de notre organe de la vue. En effet, l'être humain peut uniquement voir le rayonnement lumineux située à l'intérieur d'un certain domaine, à savoir de 400 à 700 nm. En dehors nous nous trouvons dans le noir, en d'autres termes nous ne voyons plus rien.

Le soleil et bien d'autres sources de lumière tant à l'intérieur qu'à l'extérieur de notre maison produisent, outre de la lumière visible aussi toutes sortes de rayonnement invisibles à nos yeux. C'est en particulier l'infrarouge, rayonnement dont la longueur d'onde se situe aux alentours de 1 000 nm, que l'on utilise énormément de nos jours pour les télécommandes surtout mais, de plus en plus pour les liaisons de données sans fil entre ordinateurs et imprimantes, claviers ou souris. Il existe aussi d'autres sources de rayonnement I.R., les ampoules à incandescence et autres tubes TL entre autres. Notons à l'intention des amateurs d'électronique (et quel lecteur d'Elek-

tor ne l'est pas?) que le laser d'un lecteur de CD travaille lui aussi dans l'infrarouge (780 nm).

Si l'on veut s'assurer du bon fonctionnement d'une télécommande IR il est difficile de le faire à l'oeil nu pour la simple et bonne raison qu'il n'y a rien à voir. La « truffe » décrite ici, qui ne comporte pas plus de 5 composants, peut être la solution de votre problème.

DE LUMIÈRE VERS UNE FRÉQUENCE

Comment fait-on pour détecter de la lumière infrarouge ? On fait tout simplement appel à l'un des capteurs proposés par divers fabricants, composant doté d'une petite fenêtre qui ne laisse passer que la lumière ayant une longueur d'onde donnée. Nous avons ici utilisé un capteur qui réagit uniquement à la lumière I.R. ayant une longueur d'onde de l'ordre de 900 nm. Le dit capteur, un TSL245 de Texas Instruments présente en outre la caractéristique de convertir l'intensité lumineuse mesurée en une fréquence située dans le domaine audible (par l'être humain s'entend). Un petit résonateur piézo-électrique il n'en faut pas plus pour rendre la dite fréquence audible. En fonction de l'intensité du signal capté par le détecteur la hauteur du signal sonore change : un signal puissant se traduit par une hauteur élevée, un signal faible par un son plus grave.

L'ÉLECTRONIQUE

Nous retrouvons en figure 1 l'ensemble de l'électronique de la « truffe » I.R. Le seul composant actif qu'elle comporte est le TSL245, composant intégrant un détecteur de rayonnement

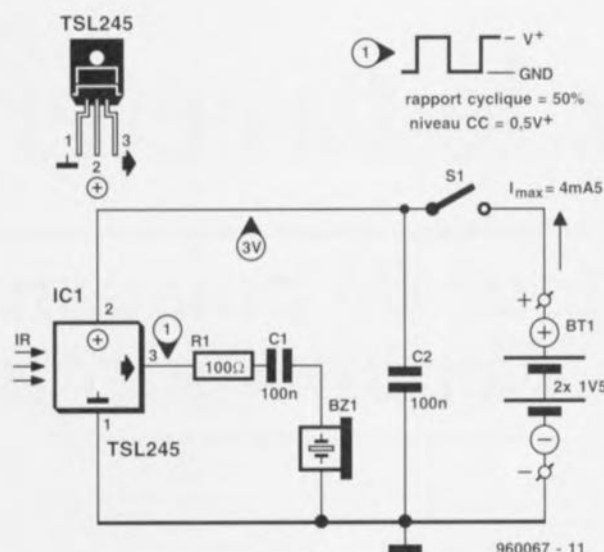


Figure 1. L'électronique de la « truffe I.R. » se résume, grâce à l'utilisation d'un capteur qui ne réagit qu'au seul rayonnement I.R., à 5 composants seulement, un organe de commande et 2 piles.

d'un multimètre la tension d'alimentation entre les broches 1 et 2 du capteur (interrupteur marche/arrêt fermé s'entend). Elle devrait être égale à la tension des piles (de l'ordre de 3 V).

▷ Si l'on dispose bien de la tension d'alimentation seuls le capteur et le résonateur peuvent encore être défectueux. On pourra, momentanément, remplacer le résonateur par un écouteur cristallin. Si le montage reste muet il est

fort probable que le capteur ait succombé à la chaleur lors de la soudure.

I.R. sensible et un convertisseur niveau/fréquence. Par ses broches 1 et 2, le capteur est relié à la tension d'alimentation fournie dans le cas présent par une paire de piles de 1,5 V. S1 fait office d'interrupteur marche/arrêt. On peut envisager de le remplacer par un bouton-poussoir si l'on veut économiser les piles encore plus. La sortie du capteur (broche 3) attaque, à travers une résistance et un condensateur, un résonateur piézo chargé de rendre la fréquence audible. Le condensateur C1 met le résonateur à l'abri de la circulation de courant continu, R1 amortissant toute tendance à l'entrée en oscillation de la sortie de IC1. Le dernier condensateur, C2, assure un découplage HF adéquat de la ligne d'alimentation.

La consommation de courant du circuit peut être, avec ses 4,5 mA, qualifiée de faible. Une paire de pile durera longtemps à condition bien entendu de ne pas oublier de couper l'alimentation lorsque l'on n'utilise pas l'appareil.

L'AFFAIRE DE QUELQUES SOUDURES

La complexité de cette réalisation est tellement faible qu'il serait dommage de perdre temps et argent au dessin et à la gravure d'une platine à son intention. La solution la plus simple consiste à trouver un petit boîtier dans lequel peuvent prendre place et le résonateur et les piles. Après avoir percé un orifice du diamètre nécessaire pour le résonateur et un autre à l'intention du détecteur I.R., sans oublier, le cas échéant, celui de l'interrupteur marche/arrêt (ou du bouton-poussoir le remplaçant) on fixera le capteur, le résonateur et l'organe de commande

à l'aide de quelques gouttes de colle. Cette opération terminée il ne reste plus qu'à souder les 3 autres composants en s'aidant du schéma. Ces composants peuvent être montés en câblage volant. On établit ensuite les lignes d'alimentation à l'aide de quelques morceaux de fil de câblage souple. Une fois les piles mises en place, notre « truffe I.R. » est prête à remplir sa fonction.

Des problèmes ?

Si le montage ne fonctionne pas immédiatement après sa mise en fonction cela ne peut pas être grave vu qu'il ne comporte que 4 composants.

▷ On commencera par vérifier toutes les interconnexions et on s'assurera du branchement correct du capteur I.R.

▷ Si tel est le cas, on mesurera à l'aide

LA PRATIQUE

Le mode d'emploi de la « truffe I.R. » est étonnamment simple. Il suffit de diriger le capteur vers la source de rayonnement I.R. supposée et de fermer l'interrupteur. Dès l'émission de rayonnement I.R. l'instrument devrait se manifester. On pourra tester une télécommande en plaçant le capteur devant la diode d'émission de cet accessoire dont on actionne ensuite l'une des touches. La modulation se manifeste sous la forme d'une sorte de bruit de crécelle. Les ampoules à incandescence et les tubes TL produisent eux aussi des ondes I.R.. En présence d'une interconnexion sans fil moderne entre un ordinateur et une imprimante il suffit de placer la « truffe I.R. » entre les 2 appareils pour entendre les bits voler d'un appareil à l'autre.

960067-1

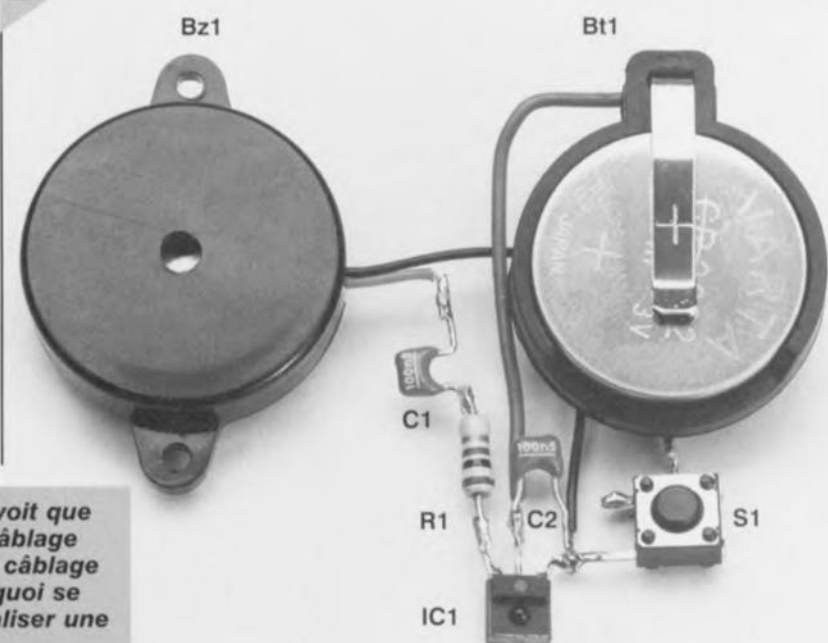


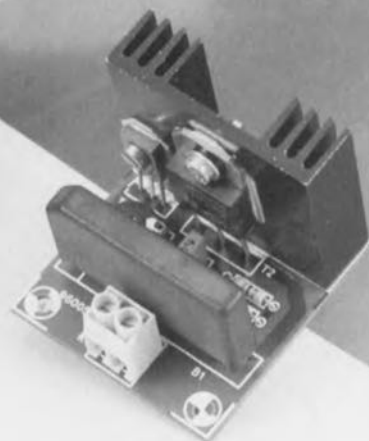
Figure 2. On voit que le mode de câblage choisi est un câblage en l'air. Pourquoi se fatiguer à réaliser une platine ?



protégez le tweeter !

limiteur de puissance électronique

Talon d'Achille des enceintes acoustiques, en raison de leur sensibilité aux surcharges, les haut-parleurs d'aiguës (sous-entendu fréquences) sont les premiers à restreindre (définitivement) vos élans dans la manipulation de la commande de volume sur votre amplificateur. Les accidents se paient cher. « Qui est pris est appris », disaient nos grand-mères ; pour éviter pareil désagrément, c'est la frustrante discipline de fer ou la joyeuse insouciance du silicium. À tout prendre, la dernière solution nous a paru la plus sûre... Pas d'objection ?



Pas de doute, à la lecture des phrases qui précèdent, beaucoup de nos lecteurs se sont dit que le problème ne les concernait pas. Ils disposent d'un amplificateur de 100 W auquel ils ont connecté des enceintes de 100 W, c'est bien ce qui est écrit dessus, donc pas de soucis. À moins que...

En réalité, ce n'est malheureusement pas aussi simple que cela. La puissance admissible que déclare le fabricant, c'est la puissance moyenne du signal musical. Mais vous n'avez pas acheté une installation de haute fidélité pour écouter une chute d'eau (un bruit blanc) à longueur de journée. Le programme que vous aimez écouter est beaucoup plus varié, la relation entre puissance et fréquence est toute différente de celle d'un signal de mesure et de ses 70 % de graves, 25 % de médium et 5 % d'aigus soit, en moyenne, 5 W au tweeter.

Le « tissu » musical courant est loin de présenter pareille constance. Un synthétiseur vous envoie parfois une soudaine bourrasque d'aiguës qui momentanément couvre plus de la moitié de la puissance instantanée. Le malheureux tweeter encaisse alors 50 ou 60 W, au lieu des 5 W prévus, et sa survie est menacée.

Tant qu'à parler de la puissance admissible d'un haut-parleur d'aigu, il est intéressant de noter que, contrairement à ce qui se fait pour les autres types, basse et d'habitude médium aussi, les constructeurs ne déclarent pas leurs spécifications en puissance pure. Ils font intervenir le facteur d'atténuation du filtre de séparation. Quand on fait le calcul, on se rend compte que les 50 W dont on vient de parler, le tweeter peut les assimiler s'il est à l'abri d'un filtre passe-haut du deuxième ordre dont la transition est à 4 000 Hz. Placez la fréquence de coupure à 2 000 Hz et il ne pourra plus accepter que 20 W ; sans filtre, sa limite tombe à 5 W. Rien là que de très logique, puisque sa membrane n'est pas conçue pour les grands débattements propres aux fréquences les plus graves. Voilà donc un aspect que le constructeur amateur ne doit pas perdre de vue.

COUPER TOUT OU ÉCRÊTER ?

Le haut-parleur d'aigu est donc indubitablement le maillon le plus faible d'une enceinte acoustique. La bonne question est de savoir comment pallier

la vulnérabilité dont souffre ce composant onéreux.

En toute simplicité et en première analyse, on peut le protéger par un fusible en série. Une solution qui n'a pas que des avantages, surtout si l'on joue la sécurité d'abord. Un fusible rapide, il y a de grandes chances qu'il manifeste tout son savoir-faire au premier coup de cymbale. Un fusible à action retardée vous laissera en paix, mais en cas d'urgence, qui vous dit qu'il battra le tweeter de vitesse ? En outre, tout fusible présente une résistance, entre quelques dixièmes et un ohm qui, dans le concert de basses impédances et d'équilibre de fréquences, réclame une compensation de l'atténuation introduite. Sans compter que pendant l'échange du fusible, vous êtes sans musique !

Il existe une variante, sous la forme d'une résistance CTP (à coefficient de température positif), distribuée entre autres par Intertechnik et disponible chez les revendeurs de haut-parleurs. Il s'agit d'un semi-conducteur qui réagit à un excès de courant à la manière d'un fusible lent. Son intérêt primordial est qu'il se réarme de lui-même dès que cesse la situation dangereuse. Nul besoin de le remplacer. L'inconvénient, c'est que sa résistance est encore supérieure à celle du fusible ordinaire. Toutes les configurations ne s'accroissent donc pas de cet additif.

Que nous reste-t-il donc comme solution ? Mais bon sang, c'est bien sûr : la voie parallèle, le limiteur shunt aux bornes du tweeter ! Sous sa forme la plus élémentaire (mon cher Watt-son), deux bonnes diodes zener tête-bêche, en dérivation sur le haut-parleur peuvent suffire, puisque la plupart du temps une résistance de limitation fait déjà partie du filtre séparateur. La figure 1 en représente un modèle, sur lequel les zener additionnelles sont reliées en pointillés et la résistance d'amortissement R1 assure gracieusement la limitation de courant. Choisir une tension d'avalanche de 5,6 V conduit à

limiter la puissance à environ 5 W ; plus de danger, donc, direz-vous. D'accord, mais l'efficacité est un peu trop grande, du fait que la diode zener n'est pas un interrupteur parfait et qu'elle draine déjà un certain courant, loin en dessous de sa tension nominale. Le résultat est que la limitation de puissance commence inutilement tôt et qu'elle s'accompagne d'une compression dans l'aigu. En outre, on ne dénèche pas très facilement les zener de puissance qu'il faudrait.

ZENER À TRANSISTOR

Ce qu'il nous faut, c'est un système de protection plus rapide et plus sûr qu'un simple fusible, sans présenter les inconvénients de la zener en parallèle. Il nous a semblé que la solution se trouvait dans un montage équivalent à une zener de puissance dont le coude de la caractéristique d'avalanche serait très net.

Voyons la figure 2. Ce circuit très simple constitue un « transistor-zener » bidirectionnel, construit autour de deux transistors séparés, couplés en Darlington. Le connecteur K1 se relie simplement en dérivation sur le haut-parleur d'aigu. Point n'est besoin d'alimentation, il tire tout ce qu'il lui faut du signal lui-même.

La tension audio alternative du haut-parleur subit un redressement par le pont B1. Le diviseur R1/R2/P1 est ainsi le siège d'une tension pulsée unidirectionnelle que C1 va lisser quelque peu. Lors d'une montée du signal audio et pour une valeur de tension déterminée par P1, le transistor T1 entre en conduction. Il entraîne à son tour le transistor de puissance T2 dont l'effet est de court-circuiter partiellement la tension alternative. Pas com-

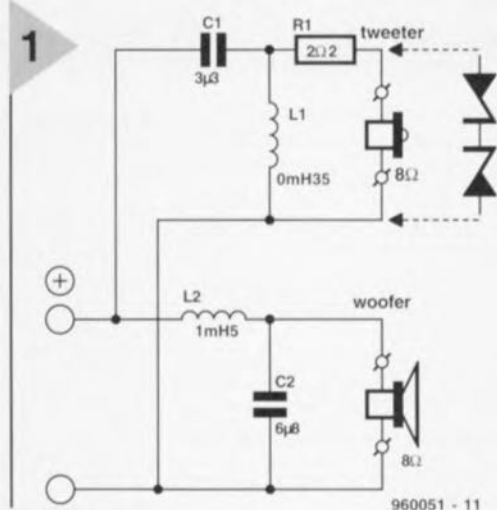


Figure 1. S'il y a une résistance d'atténuation (R1) dans la branche des aigus du filtre séparateur, deux diodes zener tête-bêche peuvent déjà constituer un limiteur de tension.

plètement pourtant, sinon T1 bloquerait et T2 se retrouverait privé de courant de commande.

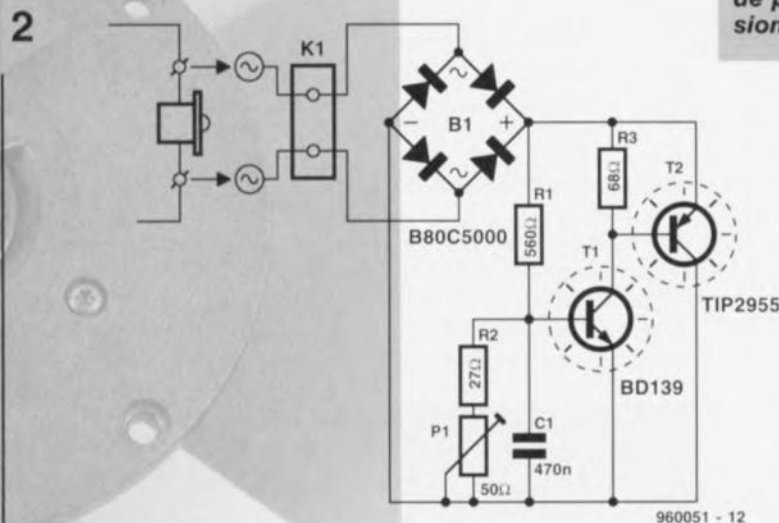
Bref, on assiste à une limitation qui se stabilise à une valeur définie de tension, tout comme dans le cas de l'effet

zener, à la différence qu'ici l'action se produit à un niveau précis, en dessous duquel le signal n'est pas altéré. Le risque de compression est du même coup éliminé. Le diviseur R1/R2/P1 est dimensionné pour permettre un réglage, par P1, de l'écrêtage entre 5 V et 9 V, ce qui correspond à des puissances qui s'échelonnent de 3 W à 10 W sur 8 Ω.

Nous avons tenté d'étoffer le montage d'un indicateur à LED pour signaler son entrée en fonctionnement, mais la pratique nous a montré que ces pointes sont généralement trop brèves pour une observation aisée. Rien n'empêche, bien sûr, de prolonger les pics électroniquement pour les rendre

apparents, mais pareil circuit demanderait une alimentation séparée. On ne peut quand même pas risquer de défigurer le signal audio pour la cause.

Figure 2. Bien peu de composants suffisent à constituer une zener de puissance à tension réglable.



MINI-PLATINE

Même si le montage ne comporte que huit composants (plus un connecteur), nous lui avons, par principe, dessiné une platine (figure 3). Il vous est loisible, naturellement, de le monter sur plaquette perforée, si le cœur vous en dit. La seule chose à laquelle il vous faut veiller, c'est d'installer T1 et T2 ensemble sur un radiateur de 6,5 K/W environ ; en cas de surcharge franche du tweeter, il peut réellement chauffer fort. Les transistors doivent être isolés électriquement du refroidisseur par plaquettes et canons.

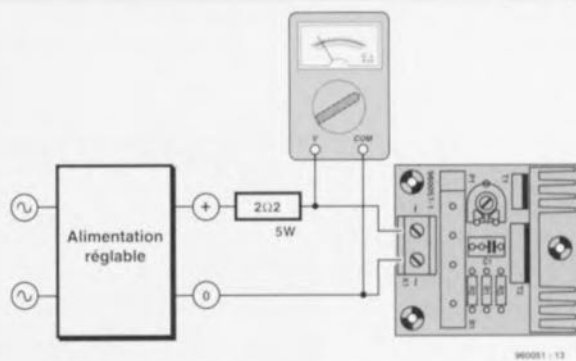
La photo en début d'article montre un

sécurité sur mesure

Bij het ontwerpen van de schakeling was het voor ons in L'ors de l'élaboration du montage, nous étions encore indécis sur le réglage de P1. Pour nous faire une religion, nous sommes allés compulser quantité de grimoires et autres recueils de caractéristiques des fabricants de haut-parleurs. En fin de compte, nous avons pris pour base les données du catalogue d'une firme danoise réputée et qui nous a paru représentative. Ses tweeters supportent des puissances comprises entre 3,2 W et 7,9 W. Les modèles qui approchent les 8 W ne sont d'ailleurs pas légion, la majorité s'étale entre 3,2 et 5 W.

Nous avons fixé la plage de réglage entre 3 et 10 W (sur 8 Ω), qui correspond à des tensions allant de 5 à 9 V. Les lecteurs qui ne disposent pas des appareils de mesure voulus peuvent se fonder sur l'approximation suivante : complètement à gauche, le réglage de P1 fixe la limite à 3 W, ouvert d'un tiers, à 5 W et à fond vers la droite, à environ 10 W.

Le réglage précis de la « tension Zener » ne demande qu'une alimentation réglable et un voltmètre (ou un contrôleur universel). Plaçons une résistance de 2,2 Ω /5 W, par exemple, en série entre l'alimentation et K1, le multimètre en parallèle sur K1. On se base sur l'une des formules



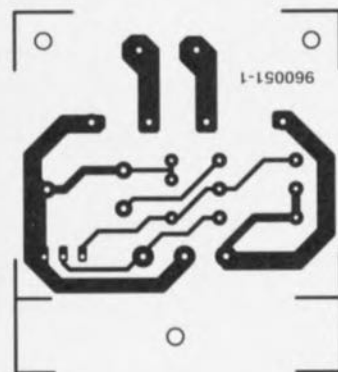
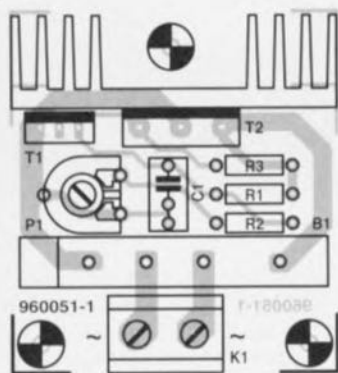
$P = U^2/R$ ou $U = P \cdot R$. Si nous prenons pour P par exemple 5 W et pour R 8 Ω , nous trouverons une tension alternative de 6,3 V. L'alimentation utilisée ne fournit pas de tension alternative, mais bien une tension continue. Pas de soucis, nous savons qu'elle équivaut à la tension de crête, laquelle se situe $\sqrt{2}$ fois plus haut que la valeur efficace. Nous réglons donc P1 sur une tension de $\sqrt{2} \cdot 6,3 \text{ V} = 8,9 \text{ V}$. À condition que l'alimentation puisse se régler en conséquence, naturellement !

de nos prototypes. Le plus simple est probablement de le fixer au voisinage

du filtre séparateur, dans l'enceinte, mais il trouve aussi bien sa place à côté

du haut-parleur d'aigu, où il peut se visser côté intérieur de la façade. Pour le raccordement entre tweeter et bornes à visser K1, on utilisera du fil de section convenable, au moins 1,5 mm².

3



Liste des composants

Résistances :

R1 = 560 Ω

R2 = 27 Ω

R3 = 68 Ω

P1 = ajustable 50 Ω

Condensateurs :

C1 = 470 nF

Semi-conducteurs :

T1 = BD139

T2 = TIP2955

Divers :

K1 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm

B1 = B80C5000 radiateur pour T1/T2 6,5 K/W, tel que, par ex., Fischer SK59 (37,5 mm) isolation pour T1 et T2

Figure 3. Aucun risque de surmenage lors de la réalisation de ce montage.

UTILISATION

Nous en avons déjà parlé, ce montage suppose qu'il existe dans le filtre séparateur une résistance d'amortissement en série avec la voie des aiguës. Elle est essentielle, puisque c'est elle qui doit chuter l'excédent de tension dès que la limitation s'active.

D'aucuns pourraient s'étonner de ce que, sans vergogne, on court-circuite presque la sortie de l'amplificateur, du moins dans le spectre aigu, dès que le montage entre en action. Effectivement, s'il y a le moindre doute quant à la capacité de votre amplificateur à résister à la manœuvre, mieux vaut ajouter un fusible en aval du limiteur. On peut dans ce cas opter pour une valeur confortable ; 500 mA protège l'amplificateur contre toute éventualité, tout en maintenant la résistance parasite introduite à quantité négligeable, 0,3 Ω peut-être.

La procédure de réglage de P1 fait l'objet d'un encart particulier.

960051-1

Publicité

À l'occasion de son dixième anniversaire, ULTIMATE TECHNOLOGY lance une offre spéciale valable jusqu'au 30 septembre 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.

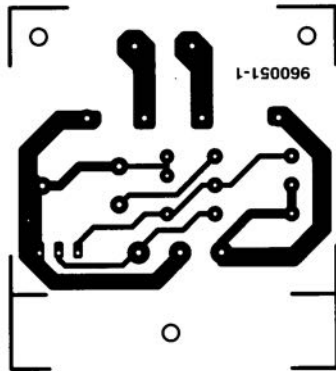
ULTIMATE
TECHNOLOGY

Ultimate Technology Bureaux centraux
Energiestraat 36 • NL 1411 AT Noorden
Pays-Bas • tél.: 19.31.35.694444 • fax: 19.31.35.6943345



**NOS GRATUITS 0690-1904 FR
0800-71937 BE**

Distributeur:
S.M. MDS Electronique • FR 89430 MEUSEY
tél.: 86 75 83 63 • fax: 86 75 83 64



R1 = bornier encastrable à 2 contacts
 au pas de 7,5 mm
 B1 = B80C5000
 radiateur pour T1/T2 6,5 K/W, tel que,
 par ex., Fischer SK59 (37,5 mm)
 isolation pour T1 et T2

**Figure 3. Aucun risque
 de surmenage lors de
 la réalisation de ce
 montage.**

la capacité de votre amplificateur à résister à la manoeuvre, mieux vaut ajouter un fusible en aval du limiteur. On peut dans ce cas opter pour une valeur confortable ; 500 mA protège l'amplificateur contre toute éventualité, tout en maintenant la résistance parasite introduite à quantité négligeable, 0,3 Ω peut-être.

La procédure de réglage de P1 fait l'objet d'un encart particulier.

960051-1



thermomètre numérique

à enregistrement mini/maxi intégré

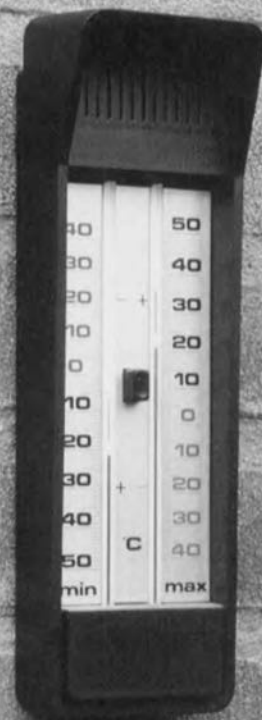
La température est, pour l'homme, un facteur d'environnement important. À l'occasion, nous aimons bien savoir quelle température il fait, et si possible avec la précision d'un chiffre après la virgule. Des thèmes tels que

« quelle température a-t-il fait cette nuit » ou « quelle a été la température la plus élevée la semaine passée » sont des sujets de conversation passe-partout universels. Le montage que nous vous présentons ici comporte, outre un thermomètre numérique, également une mémoire des températures minimale et maximale relevées. Nous sommes donc en présence de la variante numérique du fameux thermomètre mini/maxi mécanique classique.



Caractéristiques techniques:

- Plage de mesure : -10 à $+54$ °C
- Mesures de température : actuelle, maximum, minimum $\pm 0,25\%$
- Non-linéarité : $\pm 0,5$ °C
- Erreur de mesure : Moyenne de 16 mesures
- Technique de mesure : clignotement de l'affichage
- Indication de dépassement : tension continue comprise entre 9 et 15 V
- Alimentation : 100 mA environ
- Consommation de courant :



La météo est l'un des thèmes les plus abordés dans la vie quotidienne. Il est même probable que la séquence météo du journal télévisé du soir soit le programme de télévision regardé avec la plus grande attention. Ceci nous porte à croire que le thermomètre numérique mini/maxi que nous nous proposons de décrire ici intéressera nombre de nos lecteurs. Un système à microprocesseur compact basé sur un microcontrôleur de SGS-Thomson Microelectronics, un ST6, et une interface utilisant comme capteur de température le très connu LM35 constituent la base de notre réalisation. 3 afficheurs 7 segments à LED à la luminosité agressive se chargent de la visualisation des résultats de mesure. Une action sur la touche dont se pare le montage, il n'en faut pas plus pour obtenir, successivement, l'affichage des valeurs maximale et minimale de température relevées.

Le processeur utilisé est le ST62T10-HDW de SGS-Thomson, composant remarquable par sa compacité puisqu'il s'agit d'un boîtier DIL ne comporte pas

plus de 20 broches. Le processeur dispose d'une mémoire RAM de 64 octets, d'une mémoire ROM de 1 828 octets, de 12 lignes d'E/S, d'un temporisateur, d'un chronomètre chien de garde et d'un convertisseur A/N à 8 bits doté de 8 entrées analogiques. Le programme nécessaire au fonctionnement du montage est stocké dans la ROM interne. Les variables utilisées par le programme sont, elles, stockées dans la RAM interne.

UNE APPROCHE COMPACTE

S'il est un montage pour lequel la compacité constitue un atout majeur quant à l'attrait de réalisation c'est bien un thermomètre. L'examen du schéma représenté en **figure 1** montre que notre réalisation peut prétendre sans rougir à ce qualificatif de compact, grâce en particulier à la mise en oeuvre d'un processeur. Le ST6 se charge de la numérisation des signaux générés par le capteur de température, IC3, des opérations de traitement, les calculs, du stockage des résultats de mesure et du pilotage de

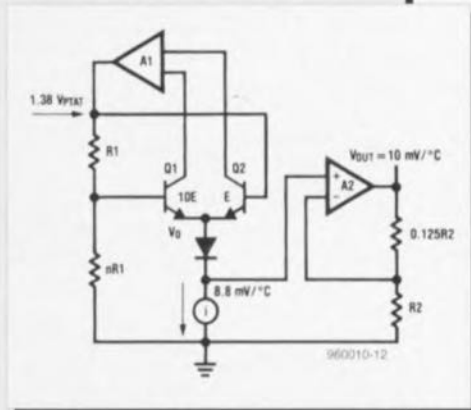
d'après une idée de A. Trags

Mesure en degrés Celsius

Le LM35 est un capteur de température compact et intelligent de National Semiconductor. Ce circuit intégré comporte 3 broches et génère une tension de sortie en relation linéaire avec la température exprimée en degrés Celsius. Le facteur d'échelle adopté est de $10,0 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. L'erreur de mesure est, d'après le fabricant, de $\pm 0,5^\circ\text{C}$, la non-linéarité étant elle de $\pm 0,25\%$. L'étalonnage par laser effectué en usine permet la production d'un capteur à un prix abordable en dépit de sa très bonne précision. Il n'est pas nécessaire de ce fait de procéder à un réglage externe. Vu sa consommation de courant propre très faible, moins de $60 \mu\text{A}$, l'échauffement intrinsèque de ce composant est minimale. D'après le fabricant la dérive maximale due à cet échauffement est, en l'absence de circulation d'air, de $0,08^\circ\text{C}$, c'est-à-dire négligeable. La tension d'alimentation admissible va de 4 à 30 V .

Le schéma de principe montre que le capteur de température se compose d'un circuit de stabilisation de la tension à une valeur fixe et d'une source de courant aux bornes de laquelle la tension varie selon un facteur de $8,88 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Un étage

d'amplification rudimentaire applique un gain de 1,125 à cette tension thermo-sensible de sorte que l'on dispose bien du facteur d'échelle de $10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Cet amplificateur opérationnel définit en outre une impédance de sortie faible de $0,1 \Omega$. Le courant de sortie maximale pouvant être produit est de 1 mA . Il existe plusieurs versions de ce composant, certaines d'entre elles disposant d'un boîtier métallique. Notons qu'il existe une version de ce capteur baptisée LM34 qui produit une tension de sortie de $10 \text{ mV}/^\circ\text{F}$.



l'affichage multiplexé. Il est difficile de faire plus compact et plus efficace.

Le signal d'horloge est généré à l'aide de l'oscillateur intégré dans le processeur et qu'un quartz externe de 8 MHz , X1. La résistance R9, le condensateur C8 et la touche S1 constituent le circuit de remise à zéro (RAZ). Après l'application de la tension d'alimentation ce réseau RC génère l'impulsion de RAZ nécessaire au processeur pour qu'il trouve une situation de départ connue. On peut provoquer une RAZ à n'importe quel moment par une simple action sur S1. 7 des sorties du port d'E/S B servent au pilotage individualisé des segments de l'affichage.

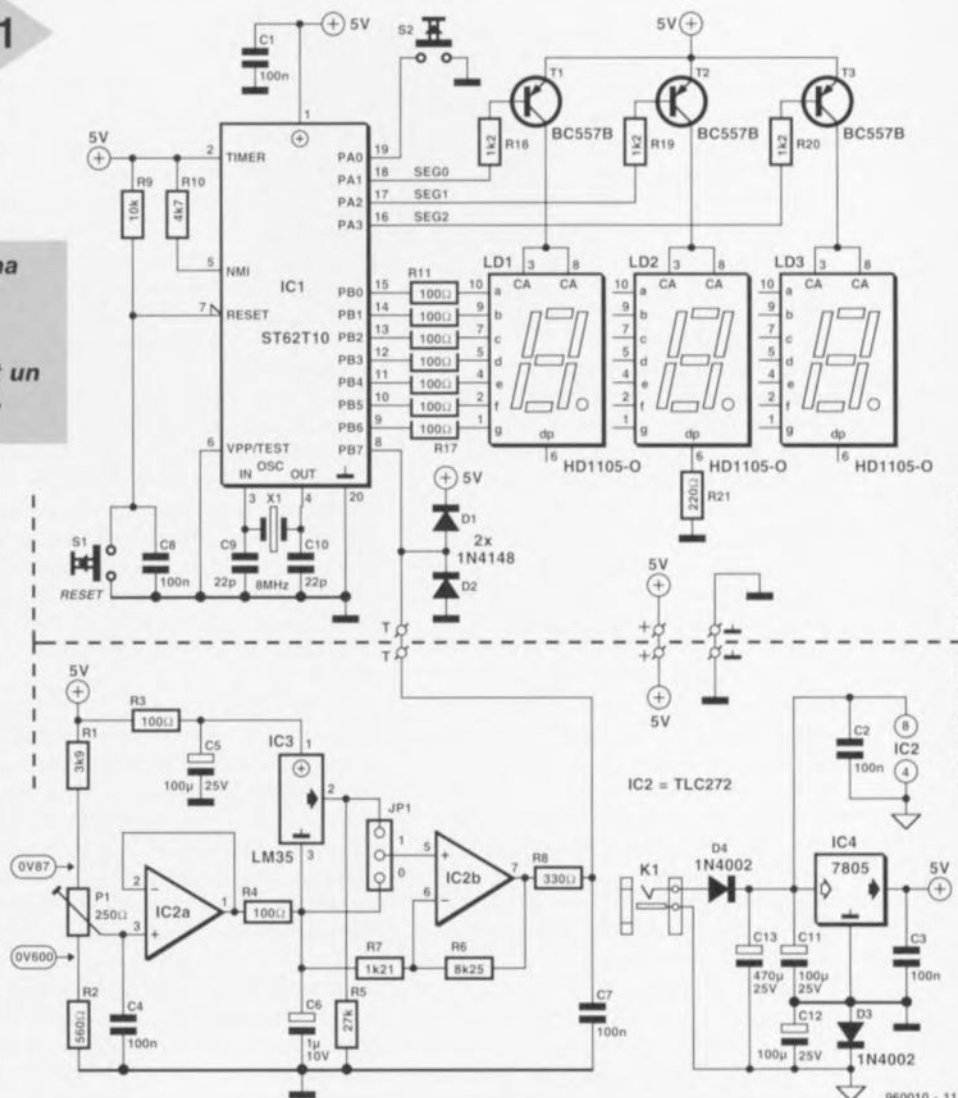
Les sorties d'E/S PA1 à PA3 assurent le multiplexage des afficheurs. Dès que le niveau de la sortie choisie passe au niveau bas, le transistor correspondant, T1 à T3, devient conducteur et l'afficheur concerné se voit alimenté. La quatrième entrée du port A, PA0, est reliée au bouton-poussoir S2. En cas d'activation de cette touche on verra s'afficher successivement la température maximale, HI, et la température minimale, LO, mesurées sur l'affichage. Le point décimal de l'afficheur central, LD2, est activé en permanence par le biais de la résistance R21. La broche d'E/S PB7 est câblée en entrée analogique chargée de faire en sorte que le signal de sortie analogique de l'interface du capteur puisse arriver jusqu'au convertisseur A/N intégré dans le processeur ST6.

Les diodes D1 et D2 protègent les entrées à l'encontre de niveaux de tension extrêmes. Le circuit basé sur le capteur de température, IC3, un LM35 comme indiqué plus haut, peut, à première vue, paraître complexe. Un examen plus approfondi

aura vite fait de vous convaincre que cela n'est pas le cas. Le diviseur de tension constitué par R1, P1 et R2 génère une tension de référence ajustable comprise entre 600 et 870 mV . IC2a tamponne la dite tension et, via R4, l'applique sur la broche négative de IC3. Ce dernier composant, un LM35

de Texas Instruments, intègre un capteur de température sensible doté de toute la circuiterie nécessaire, capteur dont la plage de mesure va de -55 à $+150^\circ\text{C}$. La tension de sortie du capteur vaut $10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ et peut varier, dans le cas de la plage de mesure adoptée ici, de -100 à $+540 \text{ mV}$. La « négati-

Figure 1. Le schéma du thermomètre numérique. Le ST62T10 de SGS-Thomson y remplit un rôle prépondérant.



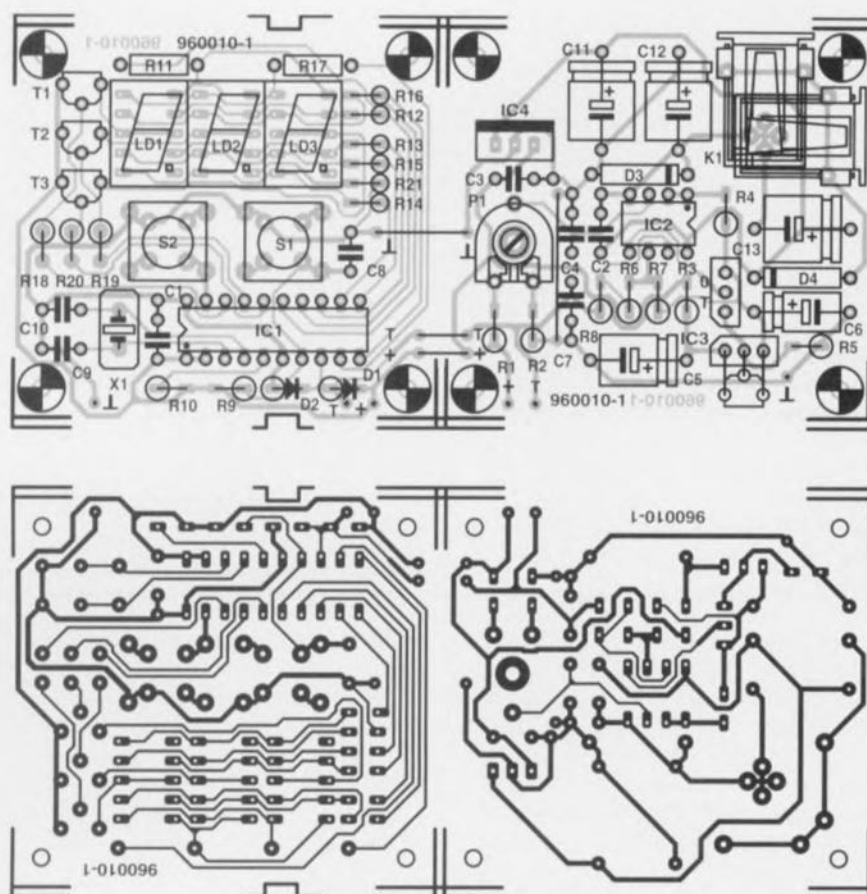


Figure 2. Dessin des pistes et sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée à l'intention de cette réalisation. La séparation des 2 sections de la platine permet une réalisation ultra-compacte.

« vité » de cette tension est toute relative, elle ne signifie en fait rien de plus que la tension présente sur la broche 2 du LM35 se situe à un potentiel inférieur de 100 mV à celle existant sur la broche 3. La broche 3 se trouvant à une tension de quelque 780 mV, la broche 2 se trouve en tout état de cause à un niveau positif par rapport à la masse. Sachant que le convertisseur A/N intégré dans le ST6 ne peut traiter que des tensions comprises entre 0 et 5 V, il va falloir, pour ainsi dire, rehausser la tension de sortie du capteur, ce que l'on obtient par la connexion de la broche négative du capteur à la tension de référence disponible sur la sortie de IC2a. Le réglage optimal est obtenu à une tension auxiliaire de 780 mV – à ajuster à l'aide de l'ajustable P1. La modification du niveau de référence implique, comme l'indique la fiche de caractéristiques du capteur, la mise en place d'une résistance de sortie, R5. Dans la situation présente, cette résistance prend une valeur de 27 kΩ. Le cavalier JP1 permet de choisir le signal à appliquer à l'entrée de l'étage d'amplification basé sur IC2b. Lorsque le dit cavalier se trouve en position 0 c'est la tension auxiliaire qui se trouve appliquée à l'amplificateur alors que c'est la tension de sortie du capteur de tempé-

rature qui attaque le dit étage lorsque ce cavalier se trouve en position 1. Ce cavalier est utile lors de la calibration sachant qu'il se trouve, en utilisation courante, en position 1. IC2b est le cœur d'un amplificateur non-inverseur. Le dimensionnement de cet amplificateur est tel que la plage de mesure requise produit, à l'entrée du convertisseur A/N, une excursion de tension allant de 0 à 5 V. La tension de référence du convertisseur A/N est de 5 V, tandis que la tension de sortie du capteur varie elle entre -0,1 et +0,54 V. De ce fait, le facteur d'amplification, défini par les résistances R6 et R7, doit être égal à : $5/0,64 = 7,81 \times$.

De par ce dimensionnement le convertisseur A/N présente une résolution de 4 pas par degré Celsius (256/64), ce qui donne à l'affichage une résolution de 0,25 °C. La valeur de mesure affichée est à chaque fois dérivée des résultats de 16 mesures. Cette approche permet une élimination efficace de petites erreurs de mesure qui ne manquent pas de se produire. Les amplificateurs opérationnels devant pouvoir moduler des tensions descendant jusqu'au potentiel de la masse, nous avons créé à cette intention une tension auxiliaire négative de -0,6 V.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 3kΩ9
R2 = 560 Ω
R3, R4, R11 à R17 = 100 Ω
R5 = 27 kΩ
R6 = 8kΩ25
R7 = 1kΩ21
R8 = 330 Ω
R9 = 10 kΩ
R10 = 4kΩ7
R18 à R20 = 1kΩ2
R21 = 220 Ω
P1 = ajustable 250 Ω

Condensateurs :

C1 à C4, C7 = 100 nF
C5, C11, C12 = 100 μF/25 V
C6 = 1 μF/10 V
C9, C10 = 22 pF
C13 = 470 μF/25 V
C8 = 100 nF au pas de 5 mm

Semi-conducteurs :

D1, D2 = 1N4148
D3, D4 = 1N4002
T1 à T3 = BC557
IC1 = ST62T10 programmé (EPS 956515-1)
IC2 = TLC272 (Texas Instruments)
IC3 = LM35 (National Semiconductor)
IC4 = 7805

Divers :

K1 = embase jack encartable pour alimentation par adaptateur secteur
S1, S2 = bouton-poussoir à contact travail tel que, par exemple, 3CTL3 (Multimec)
X1 = quartz 8 MHz, modèle bas
LD1 à LD3 = afficheur HD1105-o (orange)
boîtier, tel que, par exemple, Heddic Profi 222

Il nous reste à parler de l'alimentation qui, au demeurant, n'a rien de bien spécial. La diode D4 protège le montage à l'encontre d'une application à polarité inverse de la tension d'alimentation fournie par un adaptateur secteur. La tension d'entrée proposée par le dit adaptateur soit être comprise entre 9 et 15 V. Si l'on applique une tension alternative (comprise entre 9 et 12 V) à l'entrée, la diode lui fait subir un redressement mono-alternance. Le condensateur C3 assure l'indispensable tamponnage de la tension d'alimentation. La diode prise en série dans la broche de masse de IC4 relève de 0,6 V environ le potentiel de masse. Dans ces conditions les amplificateurs opérationnels se voient appliquer une tension d'alimentation positive et une petite tension d'alimentation négative. Cette tension négative auxiliaire est uniquement utilisée dans la partie analogique du circuit. Les condensateurs C3, C11 et C12 assurent un découplage efficace du régulateur. Il n'est pas nécessaire de prévoir de radiateur pour ce dernier vu que, en pratique, le courant consommé ne dépasse pas quelque 100 mA.

PASSONS À LA PRATIQUE

Comme nous le disions plus haut, nous sommes ici en présence d'un montage relativement compact. La figure 2 vous en propose le dessin des pistes et la représentation de la sériographie de l'implantation des composants. L'utilisation de la platine peut se faire de 2 façons différentes. On peut s'en servir telle quelle et la mettre dans un boîtier Heddic du type indiqué dans la liste des composants. Si l'on préfère utiliser un boîtier de dimensions plus faibles on pourra séparer les 2 parties composant la platine au niveau des repères centraux prévus

bonne rigidité mécanique. On disposera dans ce cas-là les côtés « pistes » des 2 platines face à face. Il ne faudra pas oublier de procéder aux 3 interconnexions requises pour l'établissement des liaisons électriques nécessaires, à savoir +, masse et T, interconnexions qui prennent la forme de 3 ponts de câblage lorsque l'on ne procède pas à la séparation physique des 2 parties de la platine.

La réalisation de la platine numérique ne devrait guère poser de problème. La plupart des résistances seront montées verticalement. On pourra prévoir un support pour les 3 affi-

RÉGLAGE & MODE D'EMPLOI

Le réglage du montage est relativement simple. Tout ce dont on a besoin est un récipient contenant de la glace en train de fondre. C'est elle qui définit la référence de température de 0° C. À cette température de 0°C le capteur fournit une tension de sortie intrinsèque de 0 V. On trouve alors à la sortie de IC3 la tension d'offset due à IC2a. Ceci explique que nous puissions nous contenter de mettre le cavalier JP1 en position 0 qui produit l'interconnexion des contacts 2 et 3. On dispose, dans ces conditions, à l'entrée de IC2b, de la tension d'offset. On fait alors en sorte, par action sur P1, d'obtenir un 00.0 sur l'affichage. Vous ne manquerez pas de constater qu'il est possible de jouer sur P1 de part et d'autre d'un certain point sans que la valeur 00.0 visualisée par l'affichage ne change. On placera le curseur de P1 au milieu de cette plage. On remet le cavalier JP1 dans la position normale (1) et, à titre de vérification, on plonge le capteur dans la glace fondante. On devrait à nouveau voir s'afficher un joli 00.0. Si tel est le cas, le réglage est terminé.

Après application de la tension d'alimentation ou une action sur le bouton-poussoir de RAZ le thermomètre affiche la température actuelle. Après une RAZ, les températures minimale et maximale prennent elles aussi la valeur de cette température. Lorsque la température mesurée tombe à une valeur inférieure à -9,7°C l'affichage indique un -9.7 clignotant. De la même manière, si la température relevée dépasse 53,7°C, on aura affichage d'un 53.7 clignotant.

Une action sur le bouton-poussoir S2 permet de consulter les valeurs maximale et minimale atteintes par la température. On aura dans ce cas-là visualisation, successivement, de la température maximale (HI) et de la température minimale (LO) sur l'affichage.

Si le montage fonctionne correctement, ce dont nous ne doutons pas un instant, vous pourrez le mettre dans son boîtier. Notre thermomètre numérique minimum maxi, qui maintenant est devenu le vôtre, est alors prêt à remplir la fonction par laquelle il a été conçu, mesurer avec une grande précision la température intérieure ou extérieure et garder en mémoire les extrêmes.

960010-1

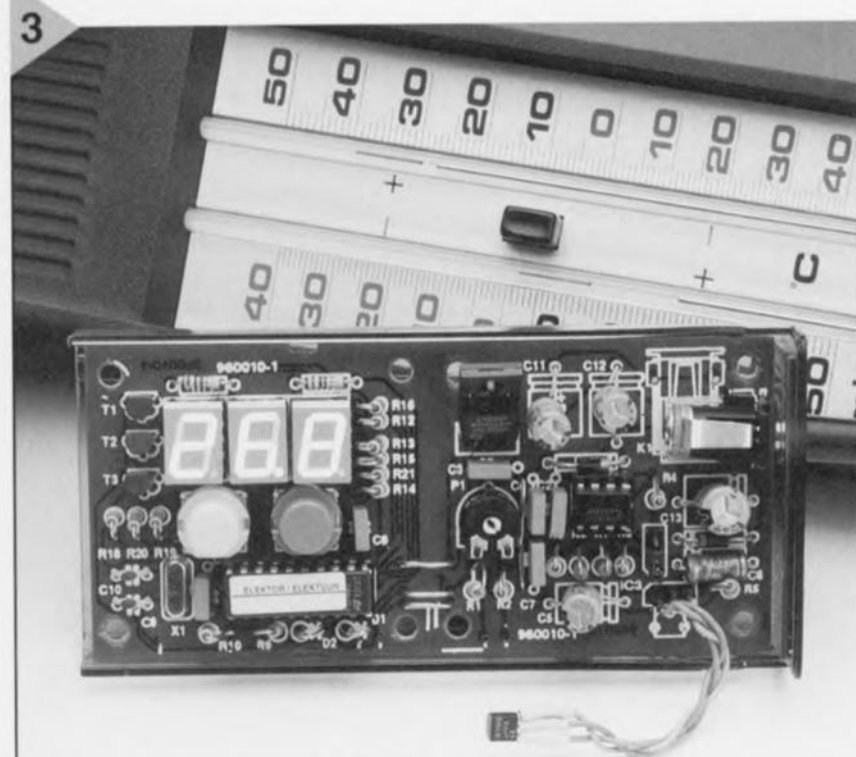


Figure 3. L'un des prototypes de notre thermomètre numérique.

à cette intention.

On dispose alors d'une platine regroupant le circuit de l'interface analogique et d'une seconde sur laquelle se retrouvent les fonctions numériques. Il faudra, à l'aide d'une petite lime, effectuer dans cette seconde platine les 2 découpes prévues sur 2 de ses côtés. Ces découpes permettent le passage des câbles allant vers le capteur. Les 2 platines peuvent être montées en gigogne à l'aide de 4 entretoises de 10 mm qui donneront à l'ensemble une

cheurs ainsi que pour le ST6. La platine analogique comporte elle un certain nombre de points auxquels il faudra faire attention. Le capteur devra être relié de façon flexible avec la platine à l'aide de 3 conducteurs souples; ceci explique la présence d'une petite embase mâle à 3 contacts. Si l'on soudait le capteur directement sur la platine celui-ci ne manquerait pas de produire une erreur de mesure vu l'échauffement de la platine due à celui du régulateur sous charge. Nous avons prévu 2 positionnements pour la dite embase, K1.

Publicité

A l'occasion de son dixième anniversaire, ULTIMATE TECHNOLOGY lance une offre spéciale valable jusqu'au 30 septembre 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.

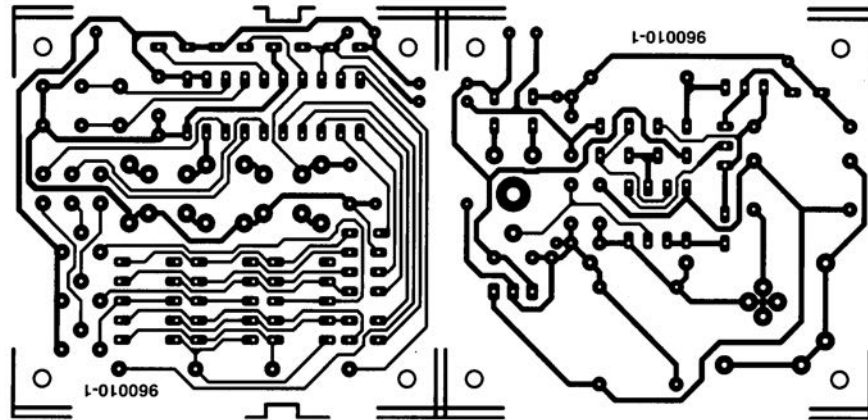
ULTIMATE
TECHNOLOGY

Ultimate Technology Bureaux centraux
Energisstraat 36 • NL 1411 AT Naarden
Pays-Bas • NL: 19.31.35.6944444 • fax: 19.31.35.6943345



PLUS GRATUITS 0590-1904 FR
0800-71937 BE

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



C6 = 1 μ F/10 V

C9,C10 = 22 pF

C13 = 470 μ F/25 V

C8 = 100 nF au pas de 5 mm

Semi-conducteurs :

D1,D2 = 1N4148

D3,D4 = 1N4002

T1 à T3 = BC557

IC1 = ST62T10 programmé

(EPS 956515-1)

IC2 = TLC272 (Texas Instruments)

IC3 = LM35

(National Semiconductor)

IC4 = 7805

Divers :

K1 = embase jack encartable pour

électronique en ligne

à la recherche des sources du BASIC Stamp

De plus en plus souvent les amateurs d'électronique utilisent à fond les possibilités de leur ordinateur lors du développement d'applications.

Le dit « instrument » donnant de plus en plus souvent accès à l'auto-route de l'information qu'est Internet, on ne s'étonnera guère qu'il devienne de plus en plus courant de tenter d'y trouver les informations importantes et « up to date ». Les utilisateurs du Basic Stamp, qu'il s'agisse de la version I ou de la version II, peuvent trouver sur Internet une masse impressionnante d'informations, sous la forme de fiches de caractéristiques et d'applications toutes faites.

Il vous est toujours possible, à l'aide d'un outil de recherche quelconque, il en existe une bonne dizaine aujourd'hui, de trouver sur Internet l'information requise, opération à laquelle nous avons déjà procédé. Nous avons cherché à votre intention les adresses les plus intéressantes. L'URL <http://www.parallaxinc.com> amène l'Internaute chez Parallax Inc., le domicile du Basic Stamp. Parallax Inc. est le fabricant du Basic Stamp, un processeur PIC, fabriqué à l'origine par Arizona Microchip, doté d'un interpréteur BASIC intégré. Parallax propose un grand nombre d'auxiliaires de développement – qu'ils soient matériels ou logiciels – pour les processeurs RISC compacts à son programme. Ce site WWW offre toutes sortes d'informations concernant sa gamme de produits. Il est à noter cependant que la

liaison directe avec le serveur <ftp://ftp.parallax.com> est elle encore bien plus intéressante. On trouve dans le répertoire « pub » des fichiers à usage général accessibles à tous. Il donne une liste d'un certain nombre d'applications, de manuels, de programmes auxiliaires et de fiches de caractéristiques.

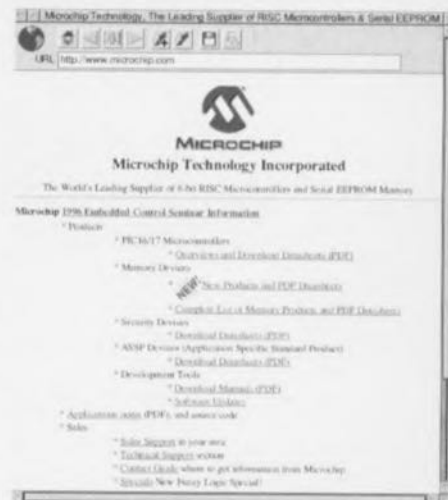
PROGRAMMEURS POUR PROGRAMMEURS



On trouve sur le serveur ftp les fichiers LOSA.htm et LOSA.txt (*List Of Stamp Applications*) en format .htm et .txt respectivement. Ce document décrit une trentaine d'applications dont la plupart sont utilisables directement. Il arrive même que le logiciel soit disponible prêt à l'emploi à une adresse Internet donnée. L'idée motrice derrière LOSA est un échange de connaissances et expériences entre utilisateurs de Basic Stamp. Il existe de ce fait une liste fournie d'applications disponibles utilisables sans restriction par un utilisateur potentiel. Les dites applications comportent souvent l'adresse de courrier électronique (e-mail) du concepteur ce qui facilite l'échange d'informations. Parallax a même placé 2 documents Acrobat sur son site, à savoir bs1apps.pdf et bs2apps.pdf. Ces documents contiennent respectivement plus de 20 applications pour le Basic Stamp I et 2 applications uniquement utilisables avec le Basic Stamp II. Les dits documents sont une excellente base de départ pour tout programmeur, vu qu'outre des exemples de programmation ils montrent également comment intégrer le Basic Stamp avec des systèmes matériels externes. Les applications conte-



nues dans ces documents sont, entre autres, un pilotage de modèle ferroviaire, l'utilisation de X-10 et celle de la PWM pour la génération d'une tension de sortie analogique. Parallax réfère également à un site suédois, <http://www.hth.com> (High Tech Horizon), qui est en fait la force motrice cachée derrière LOSA. L'inconvénient majeur de ce site est que toute l'information qu'il propose est uniquement disponible en langue locale. Nous sommes persuadés que, dans un futur



proche les choses évolueront à ce niveau. Le site ftp de Parallax propose également les fiches de caractéristiques des différentes familles de processeurs PIC ('5x, '64, '71 et '84). Ces documents sont à nouveau disponibles tant pour le Basic Stamp I que II et sont proposés en format .pdf (Adobe Acrobat). Le programme nécessaire à la visualisation de ces fichiers, Acrobat Reader, est bien entendu également disponible sur le dit site, tant en version pour Windows que pour MacOS.

965064-1

TSL245

Opto-composants

convertisseur lumière IR vers fréquence

Caractéristiques techniques

- Conversion à haute résolution de l'intensité de lumière en une fréquence sans nécessité de composant externe
- Interface direct avec un microcontrôleur
- Boîtier compact à 3 broches
- Travaille à une alimentation asymétrique jusqu'à 2,7 V
- Erreur typique de non-linéarité de 0,2% à 100 kHz
- Technologie Advanced LinCMOSTM
- Filtre intégré d'élimination de la lumière visible

Fabricant

Représentation en France

Texas Instruments
8-10 Avenue Morane Saulnier
F781241 Vélizy Villacoublay,
Tél.: (1) 30 70 11 63
Fax.: (1) 30 70 12 77

Description

Le TSL245, convertisseur lumière/fréquence associe une photodiode silicium à un convertisseur courant/fréquence sur un circuit intégré CMOS monolithique. Le signal de sortie est un signal rectangulaire (rapport cyclique 50%) dont la fréquence est directement proportionnelle à l'intensité de la lumière. La sortie est compatible TTL et apte à être interfacée directement à un microcontrôleur ou toute autre circuiterie logique. Le composant réagit à la lumière infrarouge de longueur d'onde allant de 800 à 1100 nm. Le TSL245 peut travailler dans la plage de température allant de -25 à +70 °C. Le TSL245 est proposé en boîtier noir laissant passer le rayonnement I.R.. L'aire utile de la photodiode est de 1,36 mm².

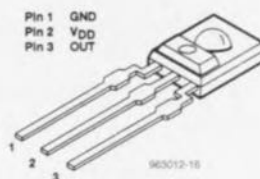
ELEKTOR

INFOCARTE 09/96

Exemple d'application

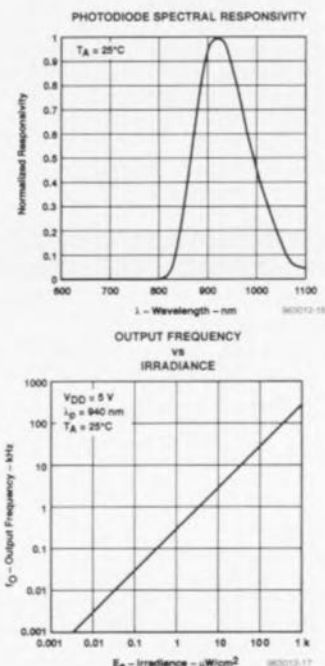
« truffe » I.R. détecteur IR rustique
Elektor n° 219, septembre 1996

Brochage:



Conditions de travail recommandées

Tension d'alimentation, V_{DD}
Plage de température de service à l'air libre



SAA3049

Circuits intégrés
à fonctions spéciales

ELEKTOR

INFOCARTE 09/96

décodeur de télécommande infrarouge

Fabricant



PHILIPS

4, Rue du Port-aux-Vins BP 317
92156 Suresnes Cedex
Tél.: (1) 40 99 61 61
Fax.: (1) 40 99 64 27

Caractéristiques techniques

- Décode 64 instructions de télécommande avec un maximum de 32 sous-adresses.
- Accepte les codes REC80 à modulation de position d'impulsion ou les codes RC5 à transmission biphase.

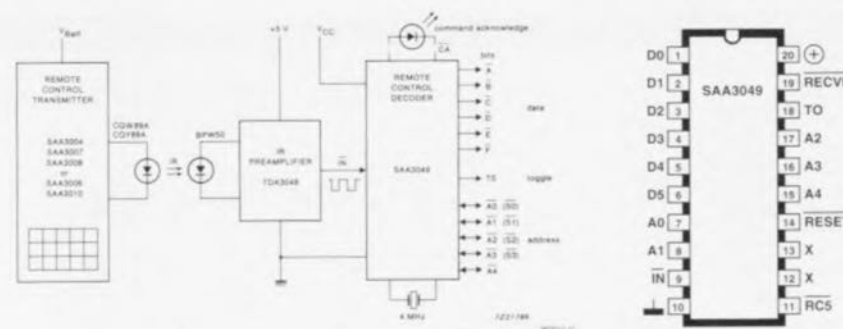
- L'adjonction de circuiterie de décodage binaire, décodeur 1 parmi 16 (HEF4515) par exemple, permet l'utilisation d'un maximum de 2 048 instructions.

Description

Le SAA3049 vérifie et convertit les données codées reçues (REC80/RC5) en signaux binaires tamponnés. Il est possible de câbler l'adresse du composant à une adresse spécifique permettant la mise de plusieurs composants au même endroit. Autre possibilité, acceptation de données quelle que soit l'adresse, les données reçues et les adresses font alors office de sortie.

Boîtier

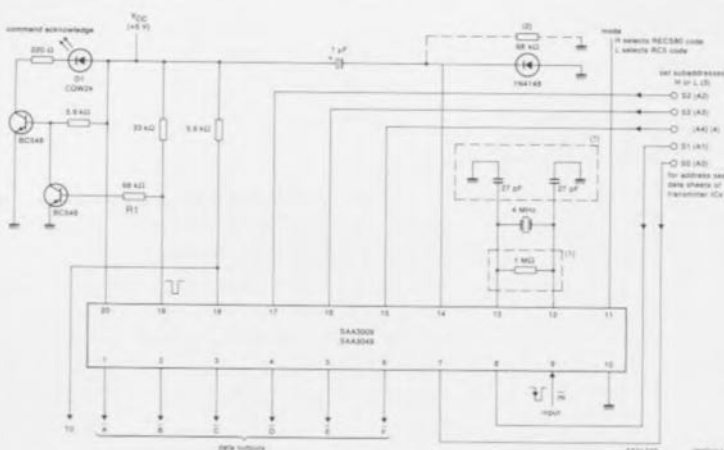
DIL à 20 broches, plastique (SOT146)



Limites

Valeurs limites en accord avec AMS (*Absolute Maximum System*) (IEC134)

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	V_{CC}	-0,8	8,0	V
Tension d'entrée (toute broche)	V_I	-0,8	$V_{CC}+0,8V$	V
Courant CC entrées/sortie (toute broche)	$\pm I_{I/O}$	-	10	mA
Dissipation totale	P_{tot}	-	0,5	W
Plage de température de service	T_{amb}	-40	+85	°C
Plage de température de stockage	T_{stg}	-65	+150	°C



- (1) Pour SAA3009 uniquement
- (2) Pour SAA3049 uniquement
- (3) Entrées d'adresse : lorsque l'adresse BAS la broche d'entrée est connectée à la masse, lorsque l'adresse HAUTE la broche d'entrée est connectée à V_{CC} par le biais d'une résistance de forçage au niveau haut (pull-up)
- (4) Plage des sous-adresses Code REC80 : lorsque BAS (sous-adresses 8 à 20) la broche 15 est connectée à la masse, lorsque HAUT (sous-adresses 1 à 7) la broche 15 est connectée à V_{CC} par le biais d'une résistance de forçage au niveau haut (pull-up)

Décodeur de télécommande pour jusqu'à 20 sous-adresses avec sortie parallèle à 6 + 1 bit (code REC80) ou jusqu'à 32 sous-adresses avec sortie parallèle à 6 + 1 bit (code RCS). Le décodeur est positionné à la sous-adresse requise par la mise des broches d'adresse au niveau HAUT ou BAS. La broche 11 est mise au niveau HAUT pour utilisation avec émetteurs de code REC80. Cette broche est au niveau BAS pour utilisation avec émetteurs de code RCS.

Caractéristiques techniques

Toutes tensions mesurées par rapport à la masse sauf indication contraire. ($V_{EE} = 0V$). $V_{CC} = 2,5$ à $5,5V$.

Paramètre	Conditions	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation		V_{CC}	2,5	-	5,5	V
Courant de service		I_{CC}	-	1,0	2,0	mA

Signaux d'entrée (broche 9)

Tension d'entrée haut		V_{IH}	$0,7V_{CC}$	-	V_{CC}	V
Tension d'entrée bas	acif	V_{IL}	0	-	$0,3V_{CC}$	V

Sélection de mode (broche 11)

Tension d'entrée haut	1	V_{IH}	$0,7V_{CC}$	-	V_{CC}	V
Tension d'entrée bas	2	V_{IL}	0	-	$0,3V_{CC}$	V

Indicateur de réception d'instruction et contrôle de mode (broche 19)

Tension d'entrée haut	3	V_{IH}	$0,7V_{CC}$	-	V_{CC}	V
Tension d'entrée bas	3	V_{IL}	0	-	$0,3V_{CC}$	V

Oscillateur à quartz

Fréquence de l'oscillateur	4	f_{osc}	-	4	-	MHz
----------------------------	---	-----------	---	---	---	-----

Drain ouvert sans résistance de forçage au niveau haut (pull-up)

Courant drainé en sortie bas	$V_{CC} = 5V \pm 10\%$ $V_{OL} = 0,4V$	I_{OL}	1,6	3,0	-	mA
------------------------------	---	----------	-----	-----	---	----

¹ décodeur REC80 pour émetteurs SAA3004, SAA3007, SAA3008.

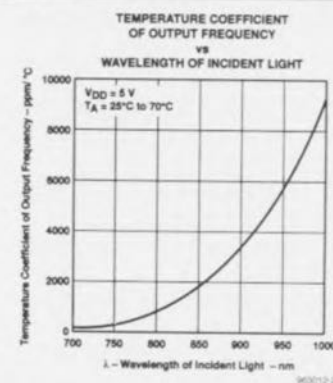
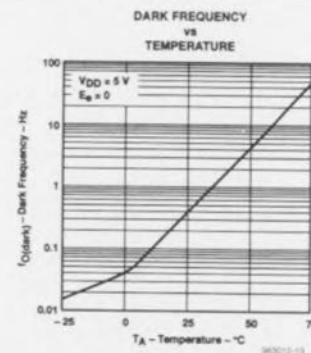
² décodeur RCS pour émetteurs SAA3006 ou SAA3010.

³ Avec broche 19 = HAUT ($R1 = 0\Omega$) les broches 7, 8, 15, 16 et 17 sont des entrées d'adresse.

Avec broche 19 = BAS ($R1 = 68k\Omega$) les broches 7, 8, 15, 16 et 17 sont 4 ou 5 sorties d'adresse reçues

⁴ Pour l'application émetteur standard on utilisera de préférence un quartz d'une fréquence de 4 MHz.

⁵ Une application en tant que sortie exige la mise en place d'une résistance de forçage au niveau haut (pull-up).



Caractéristiques électriques à $V_{DD} = 5V$, $T_A = 25^\circ C$ (sauf indication contraire)

Paramètre	Conditions de test	Min.	Typ.	Max.	Unité
V_{OH}	Tension de sortie niveau haut $I_{OH} = -4mA$	4	4,3		V
V_{OL}	Tension de sortie niveau bas $I_{OL} = 4mA$		0,17	0,26	V
I_{DD}	Courant de service		2	3	mA
	Fréquence pleine échelle ¹	500			kHz
k_{SVS}	Sensibilité de la tension d'alimentation $V_{DD} = 5V \pm 10\%$		0,5		%/V

Conditions de fonctionnement à $V_{DD} = 5V$, $T_A = 25^\circ C$

Paramètre	Conditions de test	Min.	Typ.	Max.	Unité
f_0	Fréquence de sortie $E_g = 920\mu W/cm^2$, $\lambda_p = 940nm$	200	250	300	kHz
	$E_g = 0$		0,25	10	Hz
Non-linéarité ²	$f_0 = 0kHz$ to $10kHz$		$\pm 0,1\%$		%F.S.
	$f_0 = 0kHz$ to $100kHz$		$\pm 0,2\%$		%F.S.
Réponse de pas en cas d'entrée de pas pleine échelle		1 Impulsion de la nouvelle fréquence plus 1µs			

¹ La fréquence pleine échelle est la fréquence de travail maximale du composant avant saturation

² La non-linéarité est définie comme la déviation par rapport à 10 à partir d'une ligne droite entre 0 et la pleine échelle, exprimée en pourcentage de la pleine échelle.

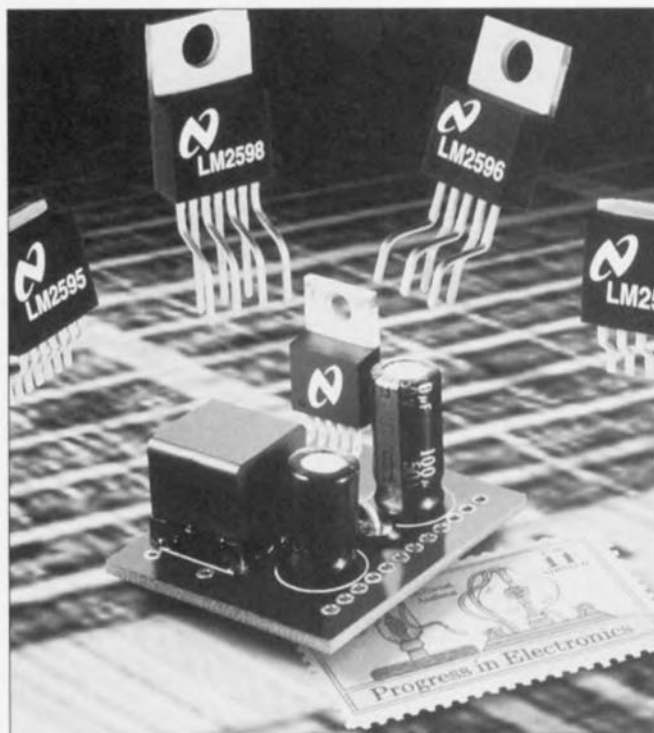
LM2595/6/8/9

convertisseurs de tension Simple Switcher®

Ces nouveaux convertisseurs sont supportés par le logiciel d'aide à la conception « Switcher Made Simple® », qui offre aux utilisateurs une solution complète incluant le schéma de l'alimentation, la liste des composants et des informations concernant les fournisseurs. D'après National Semiconductor le concept original Simple Switcher permet à un utilisateur potentiel de concevoir son propre convertisseur de tension en une demi-heure, au lieu d'acheter plus cher un module tout prêt. En outre, grâce à leur fréquence de fonctionnement élevée, ces composants offrent l'avantage d'un faible encombrement par l'emploi de selfs et de condensateurs plus petits. L'emploi de selfs et transformateurs obtenus auprès des fournisseurs agréés par NS supprime tous les calculs

de magnétisme. Les LM2598 (1 A) et LM2599 (3 A) disposent également d'une commande d'arrêt externe et de fonctions d'auto-protection : limitation de courant et arrêt automatique en cas de température excessive. Ils offrent des fonctionnalités optionnelles telles que : - un indicateur de RAZ avec retard programmable, - un signal d'alerte lorsque la régulation est hors tolérance, - une mise en marche « en douceur » pour éviter les appels de courant trop violents. Enfin ils offrent une tension de sortie de 3,3, 5, 12 V ou ajustable. Le LM2595 et le LM2596 sont proposés en boîtiers à 5 broches TO-220 ou TO-263 pour montage en surface. Le LM2598 et le LM2599 sont proposés en boîtiers à 7 broches TO-220 ou TO-263 pour montage en surface.

(967089)



ST24E64

mémoire EEPROM série haute densité



SGS-THOMSON Microelectronics, le numéro 1 mondial sur le marché des mémoires

EEPROM série, présente une nouvelle mémoire ROM programmable et effaçable électriquement (EEPROM) 64 Kbits particulièrement adaptée aux boîtiers de décodage, aux récepteurs satellite, aux terminaux de radio-communications et autres applications nécessitant une mémoire non volatile alliant compacité et haute densité. Présentée sous la référence ST24E64, cette nouvelle mémoire non volatile organisée en 8 K x 8 bits est proposée en boîtier SO ou DIP à 8 broches et dispose

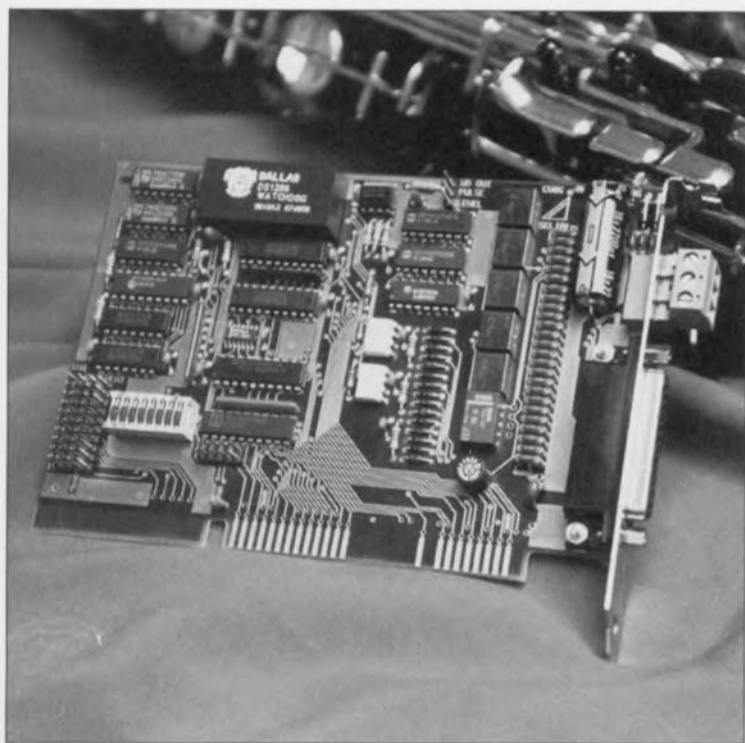
d'un nouveau mécanisme de comptage des impulsions d'horloge qui améliore l'inté-

grité des données. La mémoire ST24E64 utilise le protocole série I²C étendu (XI²C) qui repousse la limite des 16 K du célèbre bus I²C en étendant la plage d'adressage avec un second octet d'adresse. La mémoire ST24E64 est compatible avec les produits I²C standard, ce qui permet de panacher les 2 types de produits sur le même bus. De plus, la vitesse du bus a été portée à 400 kbits, les circuits de suppression de bruit en entrée et de tampon en sortie étant optimisés pour offrir une rapidité accrue. Ce nouveau modèle utilise un circuit de comptage des impulsions d'horloge qui améliore la protection des données en empêchant toute interférence entre les transitoires et les cycles d'écriture. Grâce à cette méthode, la commande d'écriture n'est validée que si elle est présente au cours d'un inter-

valle de temps bien défini à l'intérieur de ce cycle, mesuré en termes de cycles d'horloge. Parmi les autres caractéristiques, citons la basse tension d'alimentation (2,5 V en écriture et 2,0 V en lecture), des plages de température industrielle et standard (-40 à +85°C), ainsi que le choix du conditionnement (SO8L ou DIP8 plastique). À l'image de toutes les mémoires EEPROM de SGS-THOMSON Microelectronics. Ce nouveau modèle affiche une fiabilité exceptionnelle obtenue en utilisant une conception de cellule propriétaire et une filière CMOS très robuste et offre le savoir-faire en matière de fabrication que l'on est en droit d'attendre de la part d'un leader technologique et commercial de rang mondial dans le secteur des mémoires non-volatiles programmables.

(967086)

carte CV06



La carte d'extension CV 06 de SELIAtec est conçue pour surveiller l'activité et le bon fonctionnement d'un PC. Ses 3 fonctions principales sont :

- ✓ le dispositif watchdog qui veille à la sécurité d'une installation
- ✓ la détection de dépassement de la température interne du PC
- ✓ la surveillance des tensions d'alimentation du PC

La fonction watchdog permet la surveillance hardware et software d'une application et émet automatiquement un signal si le dispositif watchdog n'a pas été adressé dans un temps préprogrammé. La fonction détection de température permet de contrôler la température interne du PC et de générer un avertissement en cas de dépassement de la température. La surveillance des tensions d'alimentation permet de détecter les variations hors des li-

mites admissibles des tensions +5, -5, +12 et -12 V fournies par le PC. En plus de ces fonctions de surveillance, la carte CV 06 dispose de 3 entrées TOR opto-isolées 24 V et de 3 sorties relais libres pour l'utilisateur. Afin d'éviter de scruter en permanence les entrées TOR ou les signaux de surveillance, une gestion d'événements émet une interruption à chaque changement d'état. L'adresse de base de la carte CV 06 est sélectionnée par micro-interrupteurs dans l'espace I/O du PC. Son utilisation et sa programmation sont très simples. La carte est livrée avec une notice technique française détaillée. En option : Un boîtier extérieur AV 16 peut être raccordé sur la carte CV 06 pour permettre en cas de déclenchement du dispositif watchdog, d'éteindre et de rallumer automatiquement le PC.

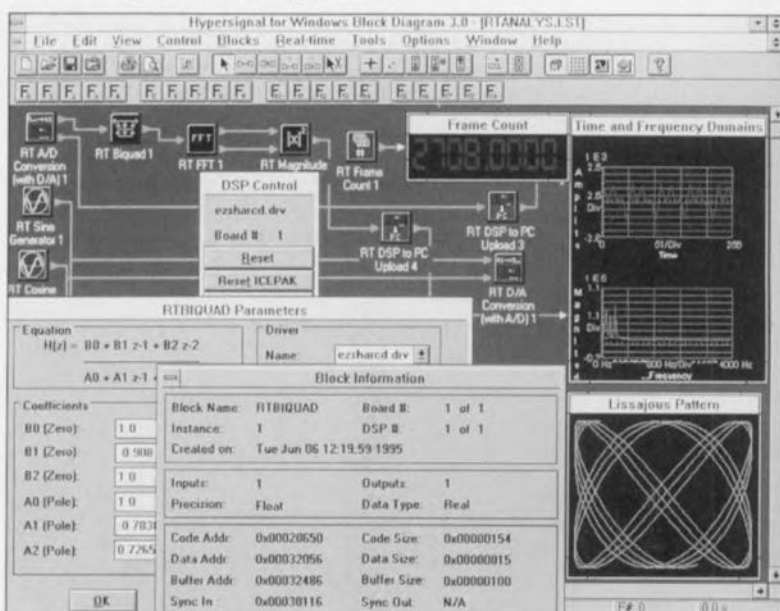
(967091)

RIDE de Hypersignal®

Nouvel environnement de développement intégré en temps réel

Hyperception, Inc. annonce son RIDE (Real-time Integrated Development Environment = environnement de développement intégré en temps réel). RIDE a été optimisé pour la conception, l'implémentation et l'analyse en temps réel d'algorithmes et de systèmes DSP. La puissance de cet environnement réside dans sa nature visuelle et son support pour les cartes DSP du commerce enfichables standard de l'industrie. RIDE permet de produire très rapidement des applications DSP avec peu voire même sans le moindre codage logiciel. RIDE s'accommode de différentes familles de circuits intégrés DSP de sources de fabrication diverses, et supporte les produits de différents fabricants de cartes DSP ce qui rend en rend l'utilisation intéressante pour de nombreux projets DSP en temps réel. En fait, cette approche indépendante du composant permet l'utili-

sation de plusieurs types de DSP pour un même projet. La possibilité de passer un projet d'une technologie DSP à l'autre sous la houlette du même environnement signifie que l'utilisateur n'a plus à apprendre comment utiliser différents outils et qu'il peut aisément réactualiser son projet dans le futur pour mettre à profit l'évolution technologique. L'environnement RIDE a été créé par combinaison du matériel DSP avec l'application très populaire d'Hyperception, le HBD, Hypersignal Block Diagram et de puissants drivers pour cartes DSP tournant sous Windows. Ces drivers sont installés dans le tableau de commande de Windows comme le serait n'importe quel autre device



périphérique. Le driver de charge de toutes les communications et de la commande du matériel DSP depuis l'environnement PC. Il n'est pas même nécessaire que l'application Block Diagram sache quel est le type de matériel

DSP utilisé. Si vous voulez obtenir de plus amples informations concernant ce produit nous vous proposons l'adresse Internet de Hyperception : <http://www.hyperception.com>.

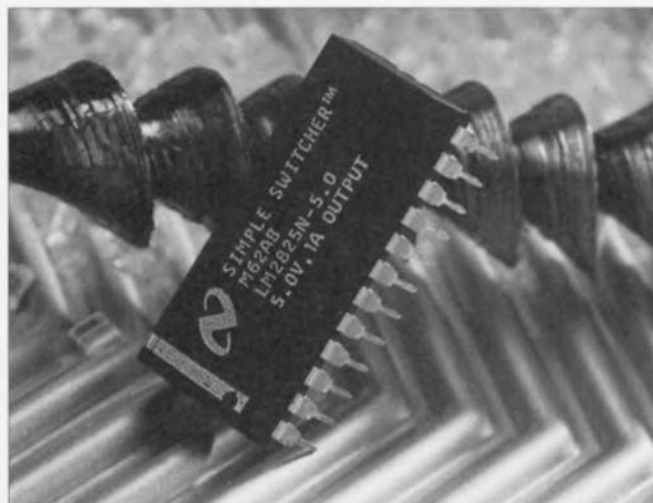
(967090)

LM2825

convertisseur continu/continu

En intégrant dans un seul boîtier DIL à 24 broches les 4 composants passifs externes (auparavant nécessaires pour réaliser un convertisseur de tension continue), le LM2825 de National Semiconductor apporte la même simplicité d'utilisation qu'un module, sans en avoir les inconvénients, en particulier celui du coût. En outre, le boîtier standard utilisé permet l'assemblage automatique, plus rapide et plus économique que le montage manuel d'un module. Enfin, le test du LM2825 a démontré un MTBF (Mean

Time Between Failure) de 20 millions d'heures, soit un résultat bien supérieur à celui d'un module et tout à fait comparable à celui d'un circuit intégré. Avantages du LM2825 L'intégration des composants externes supprime la nécessité de faire appel à de nombreux fournisseurs ou à toute autre aide à la conception. Il n'est plus besoin de caractériser et d'assembler les divers éléments d'un circuit de conversion de tension. Le LM2825 fonctionne en abaisseur de tension et peut fournir jusqu'à 1 A en 3,3 et 5 V. Les versions 12 V seront

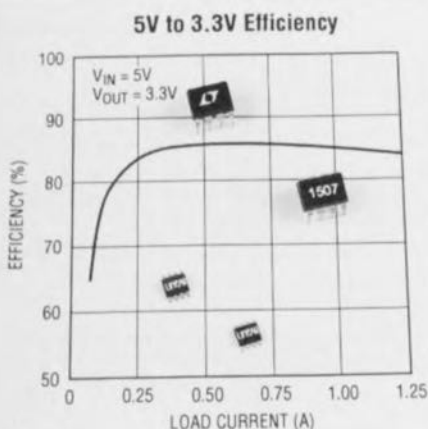


disponibles dans le courant de l'année. Notons à l'intention que cela pourrait intéresser que National Semiconductor

possède une adresse sur Internet : <http://www.natsemi.com>. Vous voici avertis.

(967088)

LT1507 convertisseur entrée 5V, sortie 3,3V, 1,25A, 85% de rendement



Le convertisseur LT1507 de Linear Technology, avec son fort rendement, est le moins encombrant pour assurer la conversion de 5 V en 3,3 V. Ce composant combine un régulateur à découpage fonctionnant à 500 kHz à un commutateur à faible pertes, le tout étant encapsulé dans un boîtier pour montage en surface de 8 broches. Ce convertisseur fonctionne avec une tension d'entrée comprise entre 4,3 V et 15 V et fournit une intensité de 1,25 A. La haute fréquence de coupure permet d'utiliser des inductances à montage en surface de 4,7 μ H à 10 μ H. L'ensemble convertisseur abaisseur est ainsi compact et de haut

rendement. Les autres solutions pour obtenir un ensemble convertisseur de ce type requièrent des commutateurs extérieurs et des résistances de mesure de courant ce qui conduit à un encombrement plus important et à un coût plus élevé. Le rendement du LT1507 approche les 86% ce qui montre que ce convertisseur dissipe moins de la moitié de l'énergie par effet Joule que les régulateurs linéaires classiques. Ainsi, le radiateur n'est plus nécessaire. Le fonctionnement à fréquence de découpage constante avec une possibilité de synchronisation jusqu'à 1 MHz évite les perturbations sur les fréquences RF. Le LT1507 possède un mode d'arrêt qui réduit sa consommation à 15 μ A, économisant l'énergie des batteries des systèmes portables. Les applications sont les systèmes de communication, les équipements à batterie de sauvegarde et les instruments de précision. Le LT1507 est disponible en tension fixe de 3,3 V ou en tension ajustable dans des boîtiers SOIC ou DIP de 8 broches.

(967087)

EDITEUR DE PUBLICATIONS D'ÉLECTRONIQUE CHERCHE AUTEURS ET TRADUCTEURS EN VUE D'UNE COLLABORATION

libre mais durable, agréable, fructueuse,
inventive, efficace et cætera.

Veuillez vous adresser à D. Meyer
ELEKTOR • B.P. 11568
75395 PARIS Cedex 19

1. La règle est ce qui permet à un auteur de s'exprimer comme il l'entend.
2. L'ignorance de la règle empêche un auteur de s'exprimer comme il l'entend.
3. Déroger à la règle est impossible, puisque nul n'est tenu de lui obéir.