

ELEKTOR

l'électronique créative

inhibiteur de copybit

central de
répartition Péritel

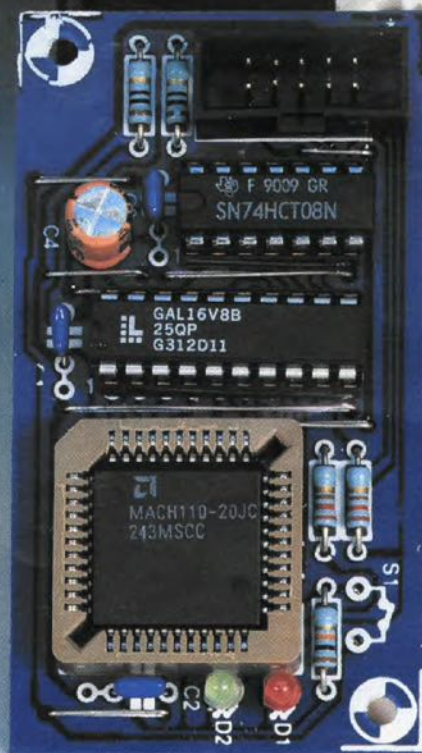
pour la libre copie de vos
propres CAN, CCN & autres MD

mini-interface d'E/S
pour Casio FX 850/880P

testeur de bus I²C

système à
3 voies actif (II)

jouez au Monopoly
avec notre
dé numérique



M 1531 - 188 - 25,00 F



ELEKTOR
Électronique créative

inhibiteur de copybit

central de
reparation Parrel

mini-interfaçe d'E/S
pour Casio FX 830/840P

testeur 39045 IQ

système à
3 voies 0411 (II)

casse audio
de 20 watts

21 100 0000 0000

Comme le montre éloquentement la taille des caractères utilisés sur la couverture, le montage le plus intrigant de ce numéro est bien évidemment notre inhibiteur de copyleft. Mais nous ne nous en sommes pas arrêtés là et avons, comme d'habitude, essayé de rendre aussi attrayante que possible la palette des montages décrits dans ce numéro. Jetez donc un coup d'œil intéressé au central de répartition Peritel ou au testeur de bus I²C, ou encore, pourquoi pas, à notre nouvelle rubrique, 8P59, le courrier de nos lecteurs européens.

— Intérêt général —

- 26 Synthèse Numérique Directe**
40 alors, sagace ?
40 le tort : préamplificateur-égaliseur I²C - réducteur de factures d'électricité
51 logiciel : CUPL™ version 4.2
 compilateur universel pour la logique programmable
55 BP59, le Courrier Lecteurs (I)

— Audio —

- 17 inhibiteur de copybit** H.J. Schaafe
mise au rancard du bit d'interdiction de recopie numérique
 - 30 système à trois voies actif** 2^e partie
une enceinte à attaque directe

36 lumignon à LED pour chambre noire

manipulation sous illumination du papier pour photos couleurs
projet : F. Stolpe

42 central de répartition Péritel

communication entre caméra, magnétoscope(s) et téléviseur

46 numé-dé d'après une idée de K. Reddy
initiez-vous à l'électronique numérique en jouant votre chemise

52 mini-interface d'E/S

pour Casio FX 850/880P

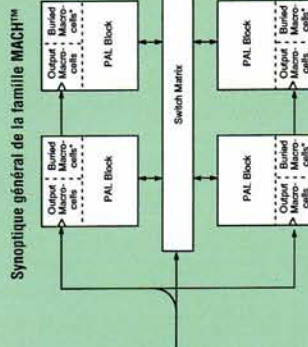
projet : M. Fänrich & G. Klasens

- ## 62 affichage alphanumérique I²C

56 testeur de bus I²C projet : W. Foede

Circuits intégrés numériques 11

MACH™ 110-15/20
logique programmable
FEE CMOS à haute densité



type	broches	macro-cellules	équivalents de porte	entrées (max.)	sorties (max.)	bascules (max.)	vitesse (ns)
famille MACH 1							
MACH110	44	32	900	38	32	32	15, 20
MACH120	68	48	1200	56	48	48	15, 20
MACH130	84	64	1800	70	64	64	15, 20
famille MACH 2							
MACH210	44	64	1800	38	32	32	15, 20
MACH220	68	96	2400	56	48	48	15, 20
MACH230	84	128	3600	70	64	64	15, 20

Caractéristiques spécifiques :

- famille complète de composants CMOS à logique programmable, affaiblissement électrique, haute densité et haute performance,
- 900 à 3600 équivalents de porte,
- 44 à 84 broches dans des boîtiers du type PLCC ou COFFP,
- 32 à 128 macrocellules,
- technologie CMOS à 0,8 µm garantissant des vitesses élevées, indépendamment de l'application,
- blocs à PAL connectés par matrice à commutation :
 - fournissant une connectivité globale optimale,
 - matrice à commutation intégrant les blocs en un seul composant,
- macrocellules à configuration libre :
 - polarité programmable,
 - sorties à verrou ou combinatoires,
 - rétroaction interne et par Entrées/Sorties,
 - bascules de type D ou T,
 - différentes horloges pour chaque bascule,
 - registres d'entrée (famille MACH™ 2 uniquement),
- soutien par des logiciels industriels populaires de CAO :
 - saisie par schéma et par éditeur de texte,
 - compilation et génération de fichiers JEDEC,
 - simulation de la circuiterie,
- modèles logiques et de synchronisation et
- à programmer à l'aide de programmeurs pour composants logiques « standard ».

ELEKTOR – infocartes

ELEKTOR

infocarte 241

Information
générale 53

Adresses de
circuits intégrés IC

Type	Fonction	adresse
PDC3311 / 12	adresse de communication générale	0 0 0 0 0 0 X
PCF8200	adresses réservées	0 0 0 0 0 0 0
PCF8586		1 1 1 1 1 1 Y
PCF8570 / 71	générateur de tonalités (DTMF/modem/musique)	0 1 0 0 1 0 A1
PCF8570C	synthétiseur de paroles	0 0 1 0 0 0 0
PCF8570C	commande d'affichage LCD universelle	0 1 1 1 1 1 A1
PCF8572	RAM statique (256x8 / 128x8)	0 0 1 0 0 A3
PCF8573	RAM statique (256x8)	1 0 0 1 1 A2
PCF8572	EEPROM (128x8)	1 0 0 1 1 A3
PCF8573	horloge en temps réel / calendrier	1 1 0 0 A2
PCF8574	convertisseur bus I ² C vers 8 bits (port d'ES à 8 bits)	1 0 1 0 0 A2
PCF8574A	convertisseur bus I ² C vers 8 bits (port d'ES à 8 bits)	0 1 0 0 A3
PCF8576	commande d'affichage LCD universelle	0 1 1 1 0 A2
PCF8577	commande d'affichage LCD à 64 segments / multiplexeur	0 1 1 0 0 1 X
PCF8577A	commande d'affichage LCD à 64 segments / multiplexeur	0 1 1 0 0 1 X
PCF8578	commande d'affichage matricielle à LCD	0 1 1 1 1 0 A1
PCF8579	commande d'affichage matricielle à LCD	0 1 1 1 1 0 A1
PCF8582A	EEPROM (256x8)	1 0 1 1 1 0 A1
PCF8383	horloge / calendrier avec RAM statique	1 0 1 0 A3
PCF8591	convertisseur A/N et N/A à 8 bits	1 0 1 0 0 0 A1
SAAT1064	commande de LED à 4 chiffres	0 0 1 1 0 A3
SAAT1136	interface audio PCM	0 1 1 1 0 A2
SAAT1300	circuit de commutation pour récepteur	0 0 1 1 1 1 0
SA43028	transcodeur IR (RC-5)	0 1 0 0 0 A2
SAAT4700	processeur de ligne de données VPS	0 1 0 0 1 0 X
SA45243 / 45	décodeur Videtext pilote par ordinateur	0 0 1 0 0 0 A1
SA49020	contrôleur de mémoire	0 0 1 0 0 0 A1
SA49050 / 51	décodeur de télévision numérique multi-standard	0 0 1 0 0 0 A2
SA49055P / BA	décodeur de télévision numérique SECAM	1 0 0 0 0 1 0
SA49055P / BE	décodeur de télévision numérique SECAM	1 0 0 0 0 1 0

L'audio numérique ne s'est pas, ces toutes dernières années, endormie sur ses lauriers. Nous avons vu apparaître, en rapide succession, un nombre impressionnant de systèmes d'enregistrement audio numériques sur le marché. Après la CAN (Cassette Audio Numérique, peut-être plus connue dans le monde professionnel sous son appellation anglophone de DAT = *Digital Audio Tape*), la CCN (Cassette Compact Numérique ou DCC = *Digital Compact Cassette*) et le Mini-Disque ou MD (*Mini-Disc*, qui n'a rien à voir, ou si peu, avec le magnétodynamisme) firent, en rapide succession, leur apparition.

Vous n'êtes pas sans vous souvenir des problèmes qui empêchèrent l'arrivée massive (et partant à un prix abordable) sur le marché de la CAN. Pour satisfaire à l'industrie musicale qui exigeait que la recopie d'œuvres musicales en tous genres ne soit pas rendue trop facile – lire purement et simplement impossible –, ceci en vue de lutter contre la recopie illégale, les fabricants d'appareils d'enregistrement numérique se virent forcés – très civilement – de doter chacun des appareils (mis dans le commerce) d'un dispositif limitant à une seule et unique fois la recopie numérique d'un morceau, qu'il soit de musique ou de paroles. À partir de ce moment tout ce que l'on peut encore obtenir est une nouvelle copie effectuée par des moyens analogiques et partant (techniquement) de qualité moindre.

Comme nous l'évoquions plus haut, ce système fut baptisé SCMS (*Serial Copy Management System* = système de gestion de copie en série). Ce dispositif fait appel à un bit intégré dans le signal audio numérique sériel, le bit d'interdiction de recopie (*copy-prohibit-bit*). Il n'y a pas, au premier abord, de raison de critiquer cette méthode, mais si l'on y réfléchit un peu on a vite fait de se rendre compte qu'elle pose un problème insoluble dès lors que l'on veut procéder à une recopie numérique de ses propres enregistrements.

Il est d'ailleurs très étonnant, soit dit en passant, que de très nombreux appareils professionnels ne connaissent le bit d'interdiction de recopie ni d'Ève ni d'Adam. Pour peu que vous soyez prêt à investir 5 000 FF de plus lors de l'achat d'un lecteur/enregistreur de CAN et vous voici doté d'un appareil vous permettant de faire autant de recopies numériques que bon vous semble. Il existe dans le commerce, depuis

inhibiteur de copybit

mise au rancard du bit d'interdiction de recopie numérique

H.J. Schaake

audio



Il existe enfin un circuit simple, abordable et universel permettant le filtrage, donc l'élimination, hors d'un signal audio numérique S/PDIF de cet ennuyeux « copybit ». Grâce à ce tout petit montage, il devient possible de recopier numériquement n'importe quelle source audio numérique, existante ou à venir, vers n'importe quel autre média d'enregistrement audio numérique, et ce sans la moindre limitation (quant au nombre d'opérations en particulier). Il devient ainsi enfin possible de recopier sa propre (!) œuvre musicale à niveau numérique sans que le fameux, pour ne pas dire l'infâme SCMS ne vienne, après chaque recopie, mettre un holà numérique ô combien ennuyeux.

L'utilisation du montage décrit dans cet article est strictement limitée à l'enregistrement et/ou au traitement de ses propres œuvres musicales. La rédaction se distance de toute utilisation illégale de cette réalisation qui pourrait donner lieu à l'infraction aux droits d'auteur reposant sur des porteurs de signaux sonores tels que Disques Audio Numériques et Cassettes Audio (Numériques) préenregistrées.

quelque temps, de petits boîtiers spécialisés permettant le basculement du bit de recopie intégré dans le signal audio numérique.

Il n'y a donc aucune raison, dans les cas où l'on est soi-même le possesseur licite des droits des enregistrements concernés, de ne pas pouvoir faire autant de générations numé-

riques que l'on veut bien. C'est pour ces cas particuliers qu'a été conçue et développée une petite électronique astucieuse additionnelle implantable dans un appareil d'enregistrement numérique – on ne peut plus se limiter, vu l'apparition du Mini-Disque sur le marché, aux lecteurs/enregistreurs numériques que sont le DAT et le DCC – dispositif

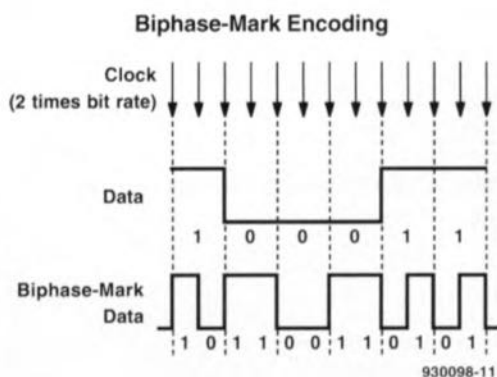


Figure 1. Les données numériques sont converties, avant leur transmission, en un format dit biphase. Ce chronodiagramme permet de mieux comprendre ce qui est la base d'un ensemble d'opérations complexes.

qui change le niveau logique du copy-prohibit-bit. Une mini-platine, quelques composants, l'établissement de quelques liaisons dans l'appareil à modifier et le tour est joué.

Le tableau de connexion établi et parfaitement testé en pratique sur divers lecteurs-enregistreurs DAT très connus par l'auteur facilite très notablement cette opération à « cœur ouvert ». Il ne devrait pas être difficile, pour les appareils d'autres types et marques ainsi que pour les lecteurs/enregistreurs de CCN (DCC = *Digital Compact Cassette*) et autres lecteurs/enregis-

treurs de Mini-Disc, d'arriver à installer cette extension dès lors que l'on dispose du manuel de service après-vente (*service manual*).

Structure et caractéristiques du signal S/PDIF

S/PDIF est une liaison série mono-conducteur travaillant dans une seule direction servant au transfert de signaux audio numériques en stéréo avec le souscode (*subcode*) et la détection d'erreur correspondants. La connexion S/PDIF existe soit en version coaxiale soit en version optique, la tendance allant actuellement vers l'optique. Quoi qu'il en soit, les 2 techniques véhiculent les mêmes données.

Vu qu'il s'agit d'une liaison série à une ligne et que le récepteur doit savoir, d'une façon ou d'une autre

plus faible (LSB = *Least Significant Bit*) ou l'un des bits pris entre ces 2 extrêmes ? Pour cette raison, on a une infraction volontaire, au rythme de l'horloge, aux accords définissant le codage biphase, infraction se faisant à chaque fois sur les 4 premiers bits d'une sous-trame (*subframe*) de 32 bits très exactement.

La figure 2 illustre la structure d'une sous-trame. Les bits 0 à 3 constituent le préambule (*preamble*) et présente l'une des 3 infractions possibles: le préambule X, Y ou Z (cf. la figure 3).

La figure 4 montre que le préambule X introduit le début de la sous-trame A et que le préambule Y introduit le début de la sous-trame B. À elles 2, les sous-trame A et B constituent une trame; un bloc comporte 192 de ces trames. On marque le bloc en dotant le début de la sous-trame A0 non pas d'un préambule X

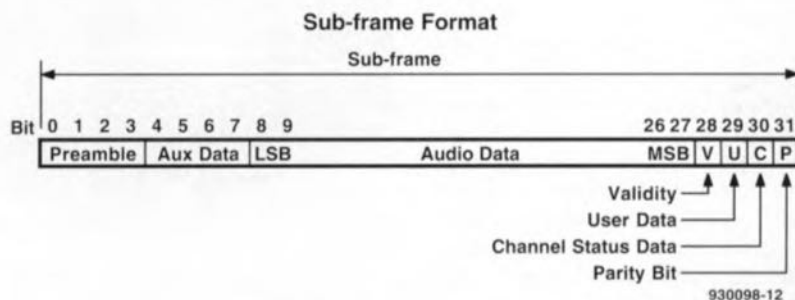
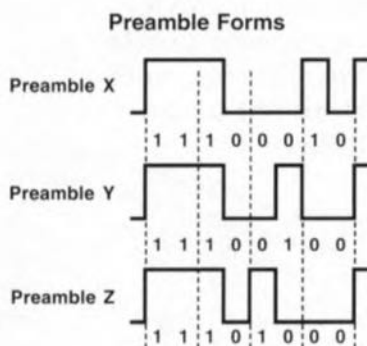


Figure 2. Structure d'une sous-trame. On voit qu'elle comporte, outre les bits audio, une masse d'informations additionnelles.



	Biphase Patterns	Channel
X	11100010 or 00011101	Ch. A
Y	11100100 or 00011011	Ch. B
Z	11101000 or 00010111	Ch. A & C.S. Block Start

930098-13

Figure 3. Il existe 3 variantes de préambules d'une sous-trame. Ce préambule permet d'indiquer le canal concerné et le début de bloc.

où commence et où se termine chaque bit, le signal en question intègre son propre signal d'horloge. La figure 1 montre que la solution adoptée pour ce faire est un codage biphase de toutes les données. Le code pour un « 1 » prend la forme d'une période entière du signal rectangulaire avec un taux de bit de $T = 1$, un « 0 » étant représenté par une demi-période de signal avec un taux de $T = 2$.

Autre caractéristique de cette technique, la présence d'un changement de niveau à la limite de bit. Un circuit de PLL (*Phase Locked Loop* = boucle à verrouillage de phase) spécial est capable d'extraire de ce signal une horloge synchrone avec le taux de bit. Il est également fort intéressant que le circuit de réception soit en mesure de savoir ce que représente chaque bit. Le bit concerné est-il un bit de sous-code ? Et si oui lequel ? Ou ce bit est-il un bit d'audio et si oui est-ce le bit de poids le plus fort (MSB = *Most Significant Bit*), le bit de poids le

classique mais d'un préambule Z. Les bits 8 à 27 abritent 20 bits d'audio, le premier bit étant le bit de poids faible. Les bits 4 à 7 abritent des données auxiliaires telles que de la parole, soit encore 4 bits d'audio additionnels. Le bit 28 est le bit de validité qui indique si l'échantillon audio présent dans la sous-trame est propre à subir une conversion en signal audio analogique. Le bit 31 sert de bit de test de parité paire (*even parity check*), système de détection d'erreur simple s'il en est. Les bits 29 et 30 font partie des données de sous-code. Le sous-code est envoyé sous la forme d'un bit par bloc, tant pour le canal A que pour le canal B. Les 192 bits envoyés de cette façon par bloc constituent donc un bloc de sous-code complet répété toutes les 192 trames. Le bit 29 est utilisé pour le bloc de données utilisateur (*userdata block*). Il ne possède pas de définition fixe, chaque fabricant pouvant ainsi l'utiliser comme bon lui semble, pour l'application qu'il entend. Le bit 30 est responsable du bloc d'état de canal

(*channel status block*). Il est important de savoir que les blocs d'état de canal A et de canal B sont absolument identiques.

Le signal S/PDIF possède un bloc d'état de canal avec un format utilisateur (*consumer format*). On voit en **figure 5** ce que représente chacun des bits. Les seuls bits auxquels nous soyons intéressés dans l'état actuel des choses sont le bit 2 de l'octet 0, le fameux **copybit**. En fait, officiellement, le bit 7 de l'octet 1 (L) présente lui aussi son importance, vu qu'il s'agit là du bit permettant la visualisation de l'état de génération (*generation status*). On utilise ce bit pour vous permettre, par exemple, de recopier un enregistrement analogique personnel vers un lecteur/enregistreur CAN. Cependant, une fois que le bit d'inhibition de recopie (*copybit*) du signal S/PDIF est inactivé, le bit d'état de génération ne remplit plus alors le moindre rôle.

Notre « inhibiteur de copybit » s'intéresse de près au bit de recopie et « regarde » s'il est positionné (« 0 ») ou non. S'il se trouve à « 0 » il est mis à « 1 », s'il se trouve déjà à « 1 » il y reste. L'intérêt de cette « inversion » du bit (d'inhibition) de recopie est qu'il suffit de l'effectuer une unique fois. Un enregistrement « filtré » peut être recopier par tout un chacun, partout et sur n'importe quel appareil sans avoir à disposer d'un *copybit cracker*. Il est également possible de faire sans le moindre problème des copies numériques de cette copie.

Synoptique et chronodiagramme

Il nous paraît, au point où nous en sommes, plus que temps de vous proposer un petit synoptique (**figure 6**) additionné d'un chronodiagramme (**figure 7**).

Le signal S/PDIF entre dans le circuit par la broche RXIN. Un sélecteur de signal d'entrée, INPUT SELECT, dont l'entrée est attaqué par les lignes ON/OFF et UNLK décide s'il faut faire passer le signal autour de l'électronique d'inversion (trajet BYPASS) ou non (trajet SPDIFIN).

Le signal d'horloge dérivé par l'appareil-mère du signal S/PDIF est appliqué lui à la ligne FCK. La fréquence d'horloge est égale au double de la fréquence de débit binaire (cadence de transmission d'un signal constitué de bits = **bitrate** en anglais); elle transfère, à son rythme, tous les bits à codage biphase dans

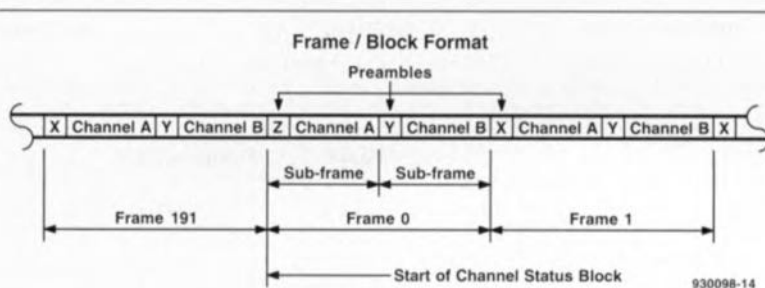


Figure 4. Un « bloc » complet comporte 192 trames, chacune de ces trames se subdivisant en une sous-trame A et une sous-trame B.

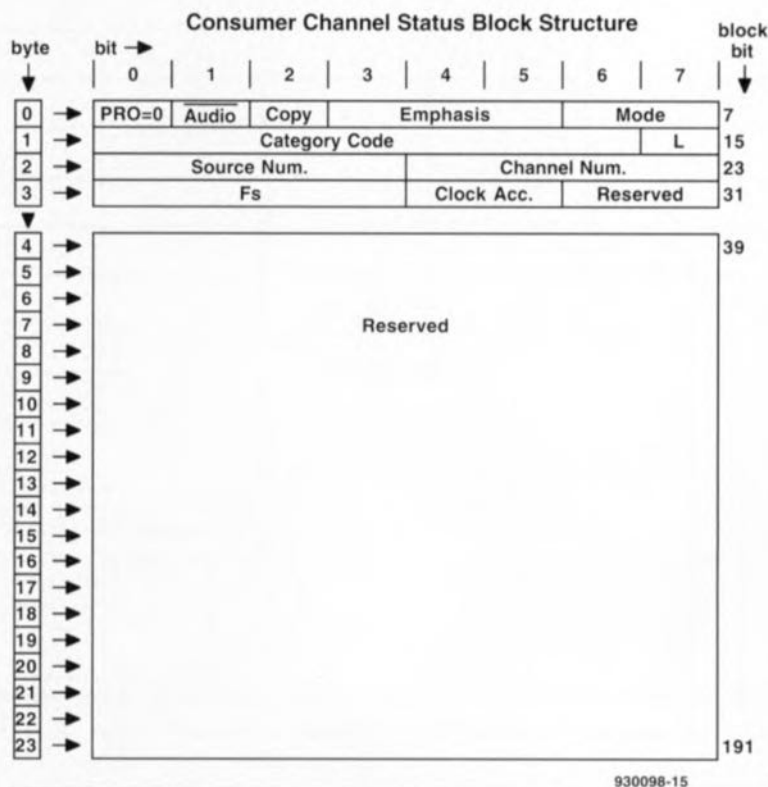


Figure 5. Signification des bits du bloc d'état de canal (*channel status*).

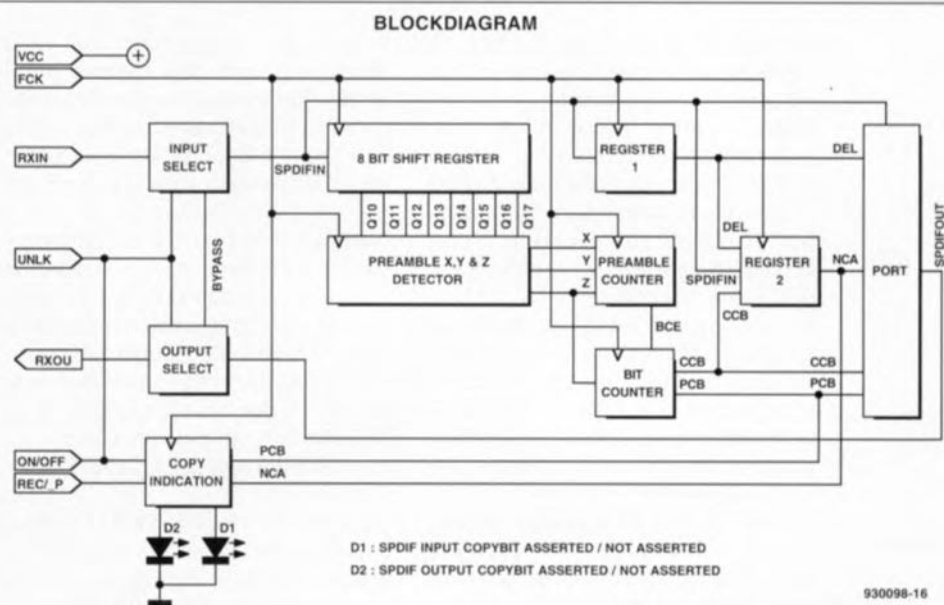
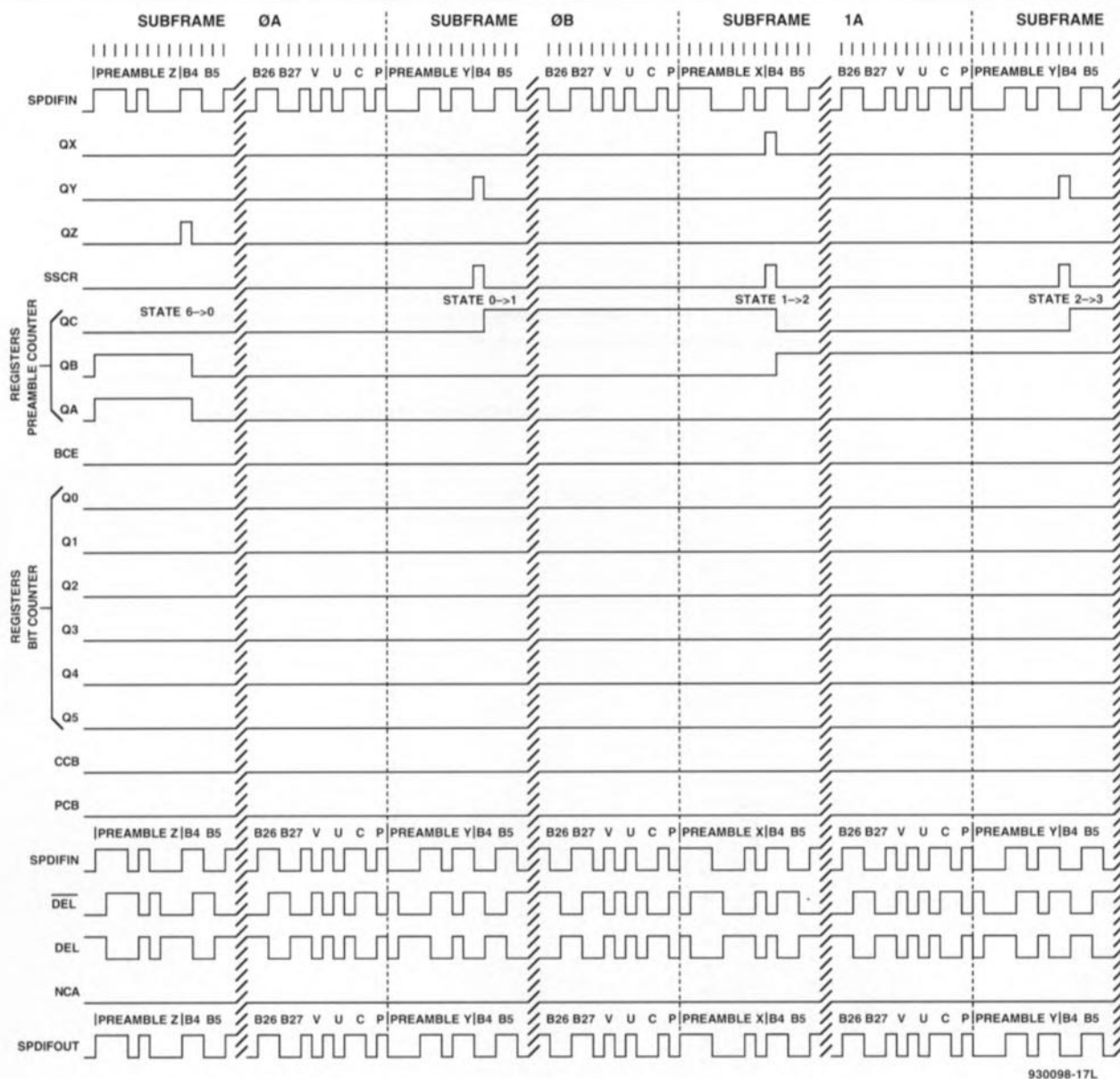


Figure 6. Le synoptique rend mieux que le schéma proprement dit les différentes fonctions impliquées.



930096-17L

Figure 7. Le chronodiagramme reproduit ici sur les 2 pages permet de mieux comprendre la chronologie des différents signaux ayant une

un registre à décalage à 8 bits. À l'aide de ces 8 bits il est possible au détecteur de préambule de reconnaître très précisément les préambules X, Y et Z. Dès l'instant où l'on détecte un préambule Z (QZ) la fête peut commencer. Le compteur de préambules est remis à zéro et compte ensuite 2 préambules Y (QY) et 2 préambules X (QX), sachant que le bit d'inhibition de recopie se trouve dans le bit 30 de la sous-trame 2A et 2 B. Une fois arrivé à la sous-trame 2A, le compteur de préambule commence par faire passer au niveau haut le compteur de bit du signal BCE.

Le compteur de bit décompte ensuite 52 cycles d'horloge et fait passer le bit CCB (*Copy Control Bit*) au niveau haut pendant 1 cycle d'horloge. Un cycle d'horloge plus avant on a, de façon similaire, mise au niveau haut, et ce à nouveau pendant

1 cycle d'horloge, du bit PCB (*Parity Control Bit*). Comme le bit de recopie existe dans les 2 canaux, on a également mise au niveau haut des bits CCB et PCB de la sous-trame 2B pendant 1 cycle d'horloge.

Notons que le bit CCB est haut pendant la « seconde moitié » du bit de recopie et que le bit PCB l'est pendant la « première moitié » du bit de parité. On connaît maintenant la position exacte du bit de recopie tant dans le canal A que dans le canal B. Nous reviendrons, un peu plus loin, aux fonctions des signaux CCB et PCB.

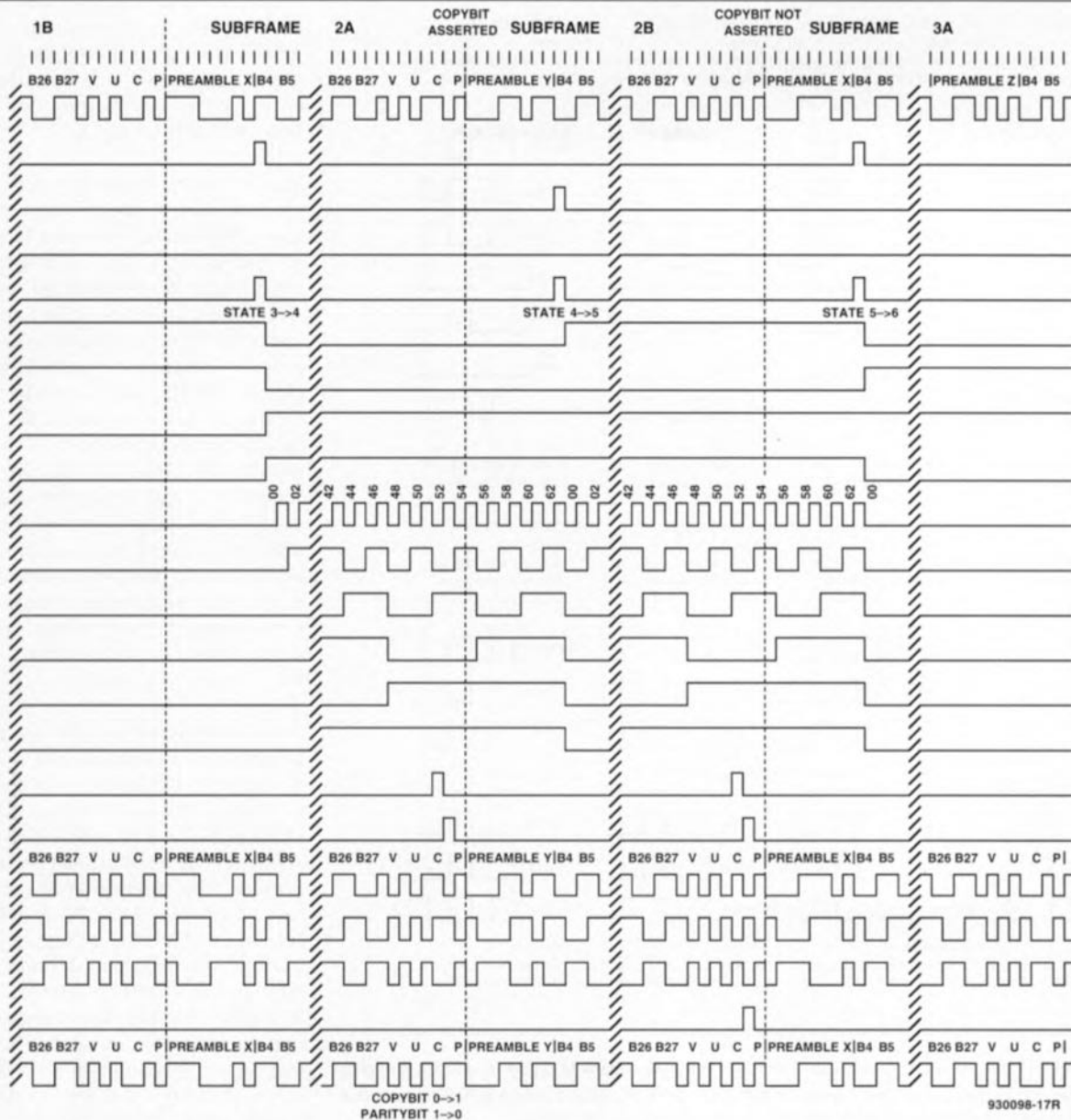
Le registre 1 (REGISTER1) remplit une fonction de bascule bistable D à entrée inversée; elle est chargée du retardement du signal S/PDIF d'un cycle d'horloge. Pour nous simplifier la vie nous avons baptisé DEL(ai) la sortie du registre 1. La formule boo-

léenne correspondante est :
 $DEL = SPDIFIN$.

Le registre 2 (REGISTER2) remplit une fonction identique, mais avec une logique plus sélective à l'entrée. Il est en effet possible, à partir des signaux d'entrée SPDIFIN, CCB et DEL, de déterminer si le bit de recopie est ou non positionné. On a la formule booléenne suivante :

$$NCA = SPDIFIN \cdot DEL \cdot CCB + SPDIFIN \cdot \overline{DEL} \cdot \overline{CCB}$$

Pour mémoire : le bit de recopie est positionné lorsqu'il est à « 0 » et le codage d'un « 0 » en biphase se traduit par une demi-période d'un signal rectangulaire de durée T égale à la moitié du débit binaire ($T = 2/\text{bitrate}$); la fréquence d'horloge FCK (*Frequency Clock*) est égale au double du débit binaire. Prenons



importance quelconque pour ce montage « high-tec ».

comme exemple le cas CASE: 10(A) de la **figure 8**. On voit nettement dans le signal du haut, SPDIFIN, que le bit de recopie identifié par la lettre C, n'est pas positionné vu que sa première « moitié » est basse et sa seconde « moitié » haute.

En résumé, reconnaissable comme étant une période entière d'un signal rectangulaire répondant à la caractéristique $T = 1/\text{bitrate}$, ce qui correspond à un « 1 ».

Comme nous le disions plus haut, le signal CCB est haut pendant la seconde « moitié » du bit de recopie. À cet instant, DEL rend le niveau inversé de la première « moitié » et le signal S/PDIF celui de la seconde. On procède maintenant à une comparaison de la première « moitié » du bit de recopie codé en biphase avec sa seconde « moitié » et comme ces

2 moitiés ne sont pas identiques la sortie NCA du registre 2 passe au niveau haut 1 cycle d'horloge plus tard. NCA se trouve au niveau haut, ce qui implique que le bit de recopie n'était pas positionné. Le bloc Port de la figure 6 représente réellement un port ne remplissant pas de fonction de registre. Il constitue le dernier maillon important chargé d'effacer (*clear*) le bit de recopie au cas où il aurait été positionné; on a dans ce cas-là en outre correction du bit de parité.

La figure 8 illustre toutes les combinaisons possibles de la partie bit de recopie/bit de parité codée en biphase qui peuvent se présenter dans le signal d'entrée SPDIFIN, et le signal résultant présent à la sortie du port SPDIFOUT. La fonction combinatoire chargée de cette opération répond à la formule booléenne

suivante :

$$\text{SPDIFOUT} = \text{PPDIFIN} \cdot \overline{\text{CCB}} \cdot \overline{\text{PCB}} + \text{DEL} \cdot \text{CCB} + \overline{\text{DEL}} \cdot \text{PCB} \cdot \overline{\text{NCA}} + \text{SPDIFIN} \cdot \text{PCB} \cdot \text{NCA}.$$

D'un point de vue technique de conception, il aurait été plus joli si Port avait été une fonction de registre, vu que dans le cas présent il pourrait théoriquement naître du bruit logique (*glitches*) au cours des flancs actifs de l'horloge au milieu des bits de recopie et de parité de chaque sous-trame 2A et 2B. Dans la pratique il nous a été impossible de détecter le moindre bruit logique. Si tel devait cependant être le cas il n'y a pas raison de s'affoler, vu que le circuit de réception S/PDIF s'intéresse au signal présent entre 2 flancs actifs de FCK sachant que l'on suppose disposer d'une stabilité de signal meilleure à ce moment-là. Le signal SPDIFOUT débarrassé

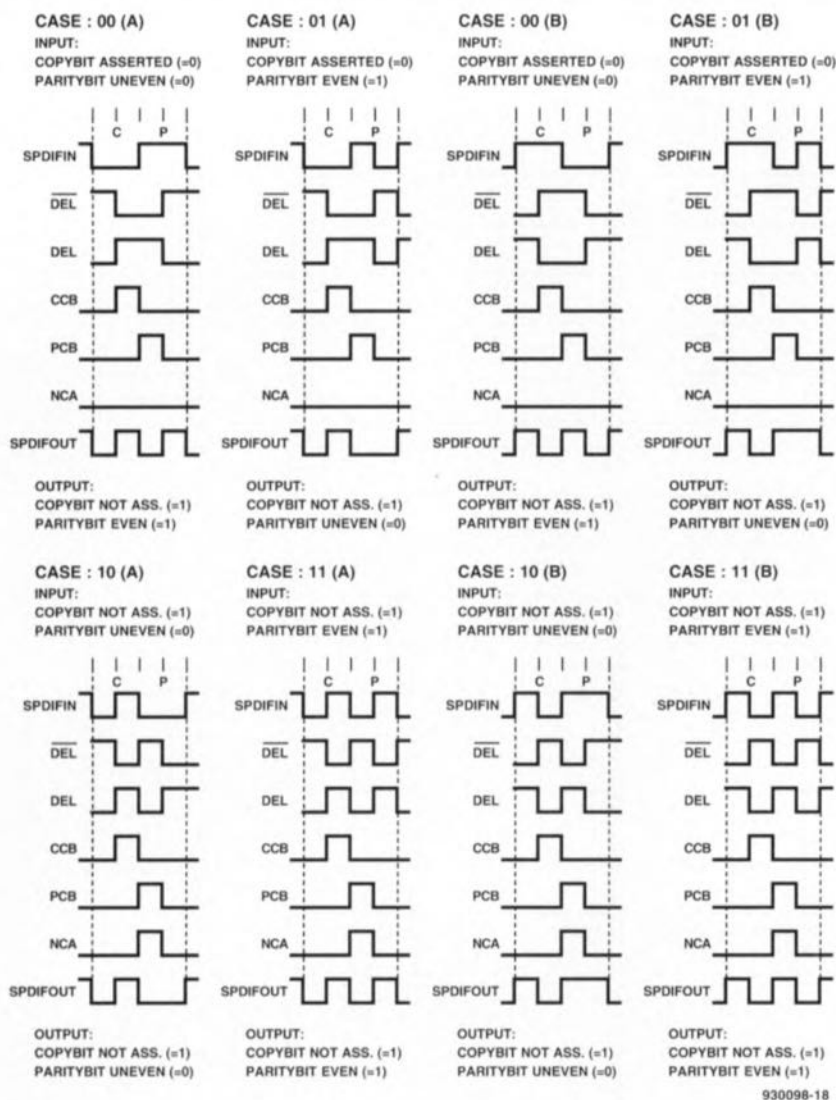
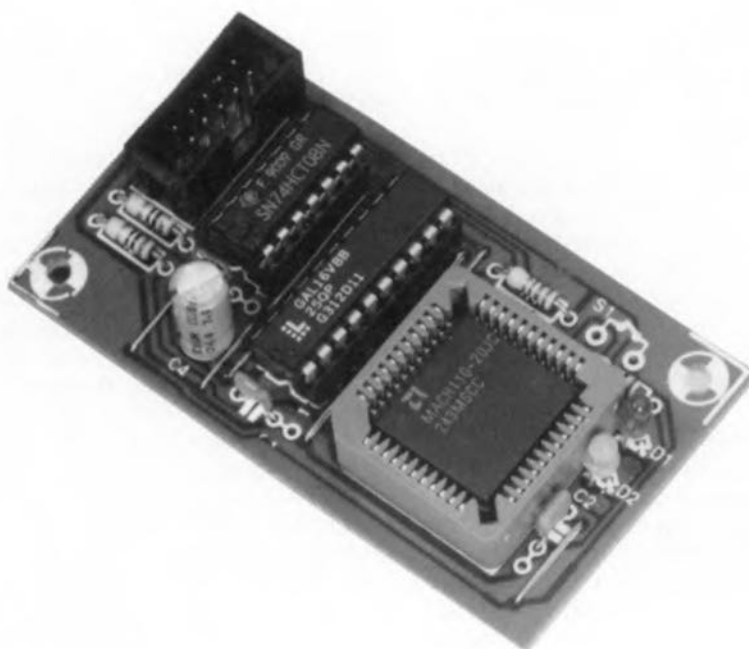


Figure 8. Toutes les combinaisons possibles du sous-ensemble bit de recopie/bit de parité que l'on risque, un jour ou l'autre, de retrouver dans le signal d'entrée SPDIFIN, ainsi que le résultat après traitement, SPDIFOUT, présent sur le port de sortie.



d'un éventuel bit de recopie va ensuite, via le sélecteur de sortie, vers RXOU d'où il attaque directement l'entrée S/PDIF d'un lecteur enregistreur numérique de Mini-Disc, de CAN ou de CCN.

Vu que l'on ne trouve pas le moindre registre sur le trajet suivi par le signal S/PDIF de l'entrée à la sortie, et que d'autre part la platine de l'inhibiteur de copybit est montée directement à l'intérieur de l'appareil concerné, il n'est pas nécessaire de prévoir de boucle de verrouillage de phase (PLL) additionnelle pour l'extraction du signal FCK. Nous laissons tout simplement à l'appareil modifié la tâche de remplir cette fonction, ce qui nous permet d'économiser une quantité non négligeable d'électronique. Il n'est pas non plus nécessaire de prévoir d'alimentation propre à ce montage en raison de sa consommation très faible qui ne devrait pas poser le moindre problème à l'appareil-porteur.

Nous avons prévu une entrée de commutation additionnelle, UNLK, de manière à garantir un démarrage aisé de la PLL de réception. UNLK (*UN*Locked = non verrouillé) est le signal RX de verrouillage de la PLL présent dans tout appareil comportant un circuit de réception S/PDIF. Il indique si la PLL génère déjà une horloge synchrone au débit binaire. Tant que cela n'est pas encore le cas, le signal UNLK est supposé au niveau bas et le circuit de l'inhibiteur de copybit est contourné (bipassé ne se trouve pas encore dans le Larousse ou le Petit Robert). Dès que le signal UNLK passe au niveau haut c'est que la PLL est verrouillée.

Lorsque le signal ON/OFF se trouve au niveau bas, le signal S/PDIF est dérivé et envoyé dans l'électronique additionnelle où il subit le « filtrage » prévu. Le bloc « COPY INDICATION » remplit une fonction de monitoring du bit de recopie. Il attaque 2 LED. La LED d'entrée s'allume lorsque le signal d'entrée comporte un bit de recopie positionné. La LED de sortie fait de même dans le cas du signal de sortie. Lorsque l'inhibiteur de copybit est en fonction on a, dans le cas normal, allumage de la LED d'entrée, D1, et extinction de la LED de sortie, D2.

Le schéma

Si l'on a encore en mémoire le synoptique de la figure 6, l'examen du schéma de la figure 9 peut s'avérer quelque peu déroutant vu qu'il est difficile de faire la relation entre

les blocs du premier et l'électronique du second, sachant qu'une majeure partie des fonctions logiques sont intégrées sous forme de logique programmable. Seules les dénominations du connecteur K1 rappellent encore le synoptique. L'information fournie par les LED n'est exacte que lors d'un enregistrement. Nous avons de ce fait besoin d'une liaison d'indication d'enregistrement fournie par l'appareil-porteur, signal que l'on applique à la ligne REC/P. Les LED ne peuvent s'allumer que lorsque le signal REC/P se trouve au niveau haut. Le

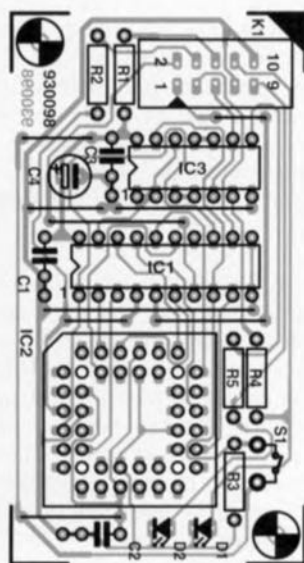


Figure 10. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la mini-platine développée pour cette réalisation. Vu ses dimensions compactes, il ne devrait pas y avoir de problème pour lui trouver un emplacement à l'intérieur de l'appareil concerné.

Liste des composants

Résistances :

R1, R2 = 10 Ω

R3 = 10 k Ω

R4, R5 = 220 Ω

Condensateurs

C1 à C3 = 100 nF

C4 = 47 μ F/16 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = LED 3 mm rouge

D2 = LED 3 mm verte

IC1 = GAL16V8 programmée (ESS 6323)

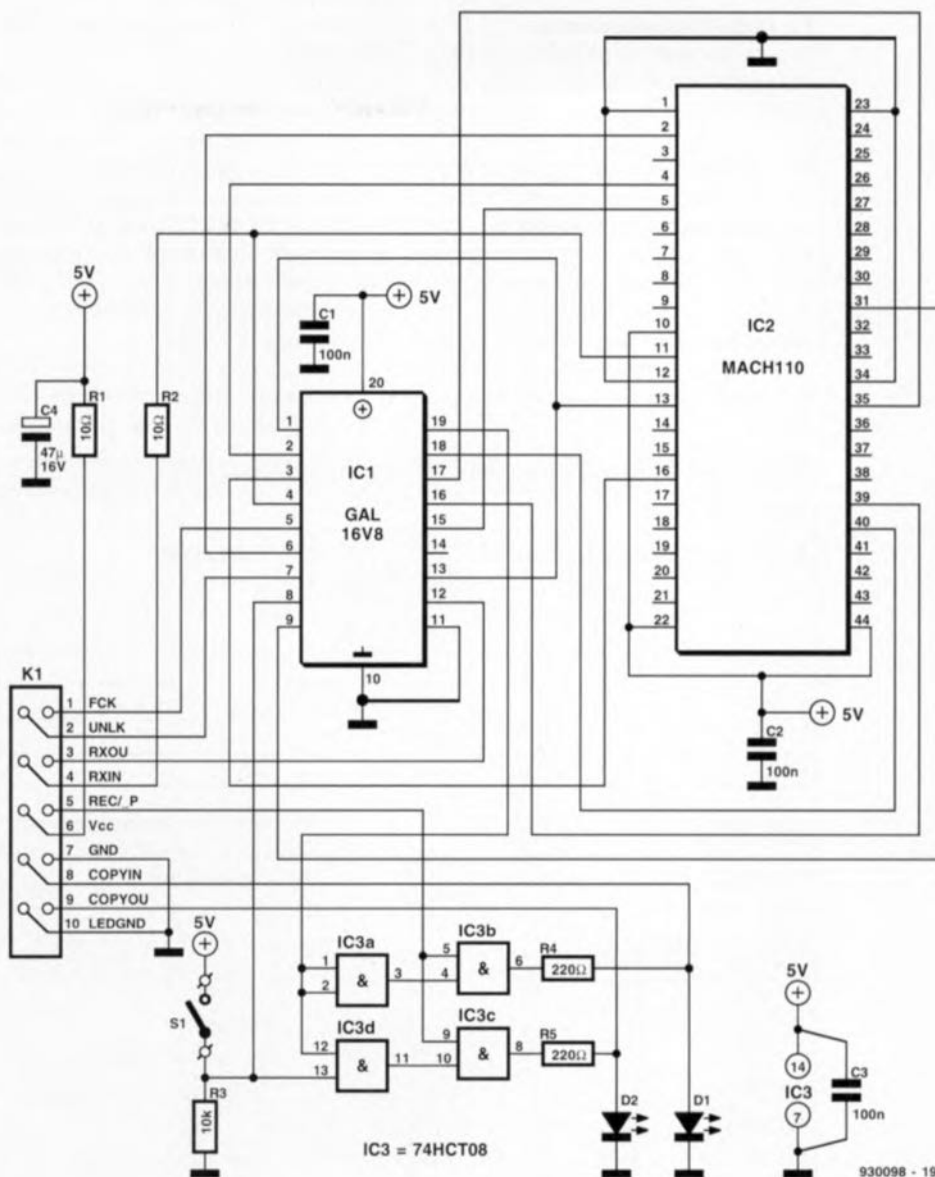
IC2 = MACH110 (ESS 6323)

IC3 = 74HCT08

Divers :

K1 = embase 2x5 contacts

S1 = inverseur unipolaire simple



930098 - 19

Figure 9. L'électronique de cette réalisation se limite en fait à une triplette de circuits intégrés de types aussi différents qu'intéressants; 2 d'entre eux sont de circuits de logique programmable.

connecteur K1 véhicule tous les signaux ayant une importance quelconque pour le bon fonctionnement de cette réalisation, étant en quelque sorte le cordon ombilical vers l'appareil-porteur.

Il n'y a que peu à ajouter au sujet de l'électronique de ce montage proprement dite. IC1 est une GAL/PAL de type 16V8; IC2 est un type de circuit intégré dont la majorité de nos lecteurs n'aura sans doute jamais entendu parler, un MACH110 d'AMD. Notons qu'AMD est l'acronyme d'Advanced Micro Devices et que le terme de MACH n'a pas été choisi au hasard, puisqu'il est celui de Macro Array CMOS High-density. Les MACHXXX (cf. infocarte 240) constituent une nouvelle famille de

circuits logiques prenant place à mi-chemin entre celle des vraies PAL et celle des FPGA/EPLD, matrices de portes que nous avons en français regroupées sous la dénomination générique de logique programmable. Une MACH110 est à peu près équivalente à 3 GAL du type 22V10, pas les plus petites donc, à matrice de connexion programmable interne distincte. Pour finir, 4 portes d'un 74HCT08 « ordinaire » se chargent de la commande des 2 LED de visualisation.

L'inverseur S1 permet, par sa fermeture, une mise hors-circuit de l'inhibiteur de copybit par mise au +5 V de la broche 3 de la porte ET IC3d. S'il est ouvert, la résistance R3 garantit automatiquement un montage opérationnel.

La mise en pratique

La réalisation du montage

Nous vous proposons en **figure 10** la sérigraphie d'un circuit imprimé dessiné à l'intention de cette réalisation.

Ce montage ne peut fonctionner qu'avec des composants IC1 et IC2 **programmés correctement** que vous savez où trouver. La mise en place des 15 composants est à la portée de tout-lecteur-d'Elektor-sachant-manipuler-correctement-avec-son-fer-à-souder. La sérigraphie de la figure 10 vous sera d'un grand secours lors de cette opération.

On commencera par la mise en place des 9 ponts de câblage.

La MACH110 naît dans un boîtier de type PLCC carré à 44 broches réparties en 4 rangées de 11. L'un des 4 coins du boîtier est raboté; il en va de même pour le support; on ne peut pas ainsi se tromper ni lors du positionnement du support ni lors de la mise en place du circuit intégré proprement dit à moins de vouloir le faire exprès dans le premier cas et de forcer au risque de détruire le composant dans le second.

L'utilisation d'un support spécial évite d'avoir à souder le composant

directement avec tous les risques de surchauffe et de destruction irrémédiable que comporte cette opération dans le cas d'un composant aussi fragile. K1 est une embase encartable mâle à 2 rangées de 5 contacts pour connecteur femelle pour câble plat à 10 conducteurs. Les différents conducteurs de l'extrémité libre de ce câble plat seront reliés aux points correspondants du lecteur-enregistreur numérique. Si vous ne prévoyez pas d'utiliser l'inverseur S1, rien ne vous empêche de ne pas le câbler.

Son montage dans l'appareil

La destinée première et unique de l'inhibiteur de copybit est de finir à l'intérieur d'un appareil que l'on pourrait presque qualifier de porteur, un lecteur-enregistreur de CAN (*DAT recorder*) par exemple. On établit, à l'aide du câble plat évoquée quelques lignes plus haut, un certain nombre de connexions avec des points cruciaux précédemment repérés.

Pour faciliter la tâche des plus entreprenants d'entre nos lecteurs, l'auteur a testé son montage sur plusieurs types de lecteur-enregistreur de CAN ainsi que sur un type de lecteur-enregistreur de CCN (DCC en anglais) ce dernier type d'appareil étant encore relativement récent et peu courant – les choses évoluant cependant assez vite ces dernières semaines.

Le **tableau 1** mentionne les connexions à effectuer dans le cas des dits appareils. Si vous ne retrouvez pas la marque de votre appareil dans cette liste, commandez ou faites vous prêter un manuel de service après-vente du dit modèle et essayez d'identifier les différents repères.

Ceci dit, voici les signaux à appliquer à l'embase K1 :

- broche 1 (FCK). Ce signal est 128-fs, c'est-à-dire 128 fois la fréquence d'horloge de l'échantillonnage. Si l'on s'est assuré de la correction de la connexion du montage mais que celui-ci ne fonctionne pas, on pourra soit essayer de retarder quelque peu ce signal en prenant une résistance de 150 Ω dans la ligne, soit encore de l'inverser pour voir si cela aide.

- broche 2 (UNLK). L'indication de verrouillage de la PLL. Ce signal doit se trouver au niveau bas lorsque la PLL est verrouillée. Si, sur votre lecteur-enregistreur c'est l'inverse, inversez le dit signal, ou encore, ne branchez pas cette ligne et mettez cette broche à la masse.

Tableau 1. Données de connexion pour divers types de lecteurs/enregistreurs.

Denon DTR-2000

N° de broche K1	signal dans l'appareil	N° CI/broche dans l'appareil	particularités
1 (FCK)	CKIO128	IC351/broche8	
2 (UNLK)	DUNLOK	IC351/broche93	
3 (RXOU)	RX	IC351/broche23	
4 (RXIN)	-	IC305/broche6	+ interruption de piste
5 (REC_P)	-	inconnu	
6 (VCC)	+5V(D)	IC604/broche3	
7 (GND)	D GND	IC604/broche2	

JVC XD-Z505

N° de broche K1	signal dans l'appareil	N° CI/broche dans l'appareil	particularités
1 (FCK)	128F	IC401/broche13	
2 (UNLK)	UNLOCK	IC401/broche62	
3 (RXOU)	RX0	IC401/broche35	(coaxial)
3 (RXOU)	RX1	IC401/broche34	(optique)
4 (RXIN)	-	IC406/broche1	+ interruption de piste (coaxial)
4 (RXIN)	-	IC406/broche13	+ interruption de piste (optique)
5 (REC_P)	+5V(D)	émetteur Q21	
6 (VCC)	+5V(D)	émetteur Q21	monter radiateur sur CI
7 (GND)	G(D)	châssis	

Modifications additionnelles: mettre en série dans le conducteur allant à la broche1 de K1 la ligne de retard de l'horloge représentée en figure11. On réalisera un montage flottant de cette électronique qui sera fixée à l'aide d'une goutte de colle.

JVC XD-Z1010

N° de broche K1	signal dans l'appareil	N° CI/broche dans l'appareil	particularités
1 (FCK)	128F	IC501/broche5	
2 (UNLK)	UNLK	IC501/broche46	
3 (RXOU)	RX	IC501/broche51	
4 (RXIN)	-	IC372/broche11	+ interruption de piste
5 (REC_P)	-	inconnu	
6 (VCC)	5V(D)	IC03/broche3	
7 (GND)	G (D)	IC03/broche2	

Sony DTC 55ES et DTC 57ES

N° de broche K1	signal dans l'appareil	N° CI/broche dans l'appareil	particularités
1 (FCK)	F128	IC307/broche58	
2 (UNLK)	UNLK	IC307/broche31	
3 (RXOU)	RX	IC307/broche52	
4 (RXIN)	RX	IC301/broche8	+ interruption de piste
5 (REC_P)	Q2\	IC309/broche8	
6 (VCC)	+5V	IC322/broche3	monter radiateur sur CI
7 (GND)	GND	châssis	

• broche 3 (RXOU). Il faudra, en aval du tampon d'entrée S/PDIF coaxial ou optique de l'appareil, c'est-à-dire après le dit circuit, interrompre la piste correspondante; le morceau de piste relié au tampon est connectée au contact RXIN du connecteur, le morceau de piste situé au-delà de la coupure l'étant à la broche RXOU de K1, le but de la manoeuvre étant d'intercaler l'inhibiteur de copybit dans la dite ligne.

• broche 4 (RXIN). Référez-vous au texte concernant la broche 3.

• broche 5 (REC/P). On branche à cet endroit le signal identifiant une opération d'enregistrement (niveau haut lorsque l'appareil est en cours d'enregistrement).

• broche 6 (Vcc). Le +5 V de l'alimentation. Cette tension est prise à un endroit adéquat de l'appareil-porteur.

• broche 7 (GND). Masse numérique de l'appareil-porteur.

• broches 8, 9 et 10. Il s'agit là des points de connexion des LED de visualisation D1 et D2 au cas où l'on envisagerait d'implanter les dites LED ailleurs que directement sur la platine.

La plupart des PLL présentes dans les circuits de réception S/PDIF génèrent une fréquence d'horloge

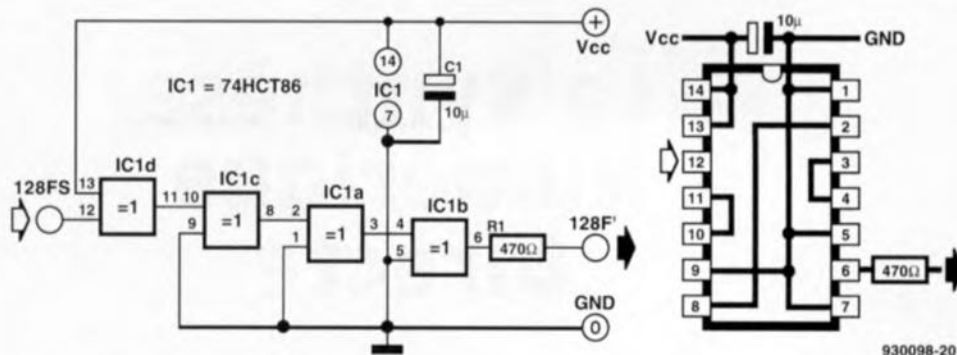


Figure 11. Il faudra utiliser ce circuit auxiliaire avec un lecteur-enregistreur CAN de JVC du type XD-X505. Dans le câblage à droite le circuit est vu du dessous.

2 ($256 \cdot f_s$) à 4 ($512 \cdot f_s$) fois plus élevée, fréquence qui subit ensuite une division synchrone pour donner les différentes fréquences plus faibles nécessaires. Dans la quasi-totalité des cas il est possible de trouver une horloge ayant une fréquence de $128 \cdot f_s$ (f_s = fréquence d'échantillonnage, le s'étant celui de *sample*).

La PLL S/PDIF du lecteur-enregistreur de CAN de JVC modèle XD-Z505 génère elle une horloge de $384 \cdot f_s$, la divisant entre autres aussi par 3, ce qui donne une horloge de $128 \cdot f_s$ signal dont le flanc montant ne se trouve plus exactement au milieu (pas de rapport cyclique de 50% donc). Il est possible de remédier à cette asymétrie par un léger retardement de cette horloge de $128 \cdot f_s$ obtenu par l'utilisation de 4 portes HC de

type OU EXclusif, montées d'après le schéma de la figure 11.

Avec la masse d'informations proposée ci-dessus et dans les tableaux, il devrait vous être possible de connecter avec succès l'inhibiteur de copybit sur la plupart des appareils d'enregistrement audio numérique. Une dernière remarque en guise de conclusion. Normalement, toute intervention à l'intérieur d'un appareil audio quel qu'il soit par une personne non habilitée à ce faire met fin à la garantie donnée par le fabricant. Il vous faudra donc décider si le montage de l'inhibiteur de copybit dans votre enregistreur en vaut réellement la peine ou s'il n'est pas préférable d'attendre la fin de la période de garantie. ◀

Am29F040

Mémoire Flash 4 Mbits mono-tension 5 V effaçable par secteurs

AMD rattrape Intel sur le marché des mémoires Flash. Advanced Micro Devices a annoncé aujourd'hui l'Am29F040, la première mémoire Flash 4 mégabits économique de l'industrie mono-tension 5 V avec possibilité de programmation par secteurs. À l'encontre des produits concurrents, l'Am29F040 est à la fois facile à utiliser et disponible aujourd'hui en quantité.

L'Am29F040 est le second membre de la famille de mémoires Flash mono-tension 5 volts avec des caractéristiques avancées comprenant un découpage en secteurs uniformes et une conception mono-tension qui augmente considérablement les performances et réduit le coût de la re-programmation dans les marchés de la production de masse.

L'Am29F040, mémoire 4 mégabits mono-tension 5 volts mono-tension 5 volts, est la seule alternative économique aux circuits 12 volts. Ceci est possible grâce à la combinaison d'une technologie brevetée

« Effacement de porte négatif » et d'une cellule mémoire à un seul transistor qui ne nécessite pas de circuit externe – tel que les grandes pompes de charge et les cellules mémoires à 2 transistors – nécessité par les produits mono-tension 5 volts concurrents.

De même, l'Am29F040 ne nécessite pas d'alimentation supplémentaire ou de convertisseur continu-continu, réduisant ainsi le coût d'implantation de la mémoire Flash dans un système. La conception à secteurs uniformes de 64 Ko d'AMD permet des mises à jour faciles des secteurs choisis pour les applications demandant beaucoup de mémoire, plutôt que la ré-écriture de blocs plus grands de 128 ou 256 Ko présents dans les mémoires Flash précédentes.

En outre, la protection par secteur augmente la fiabilité d'un produit OEM en lui permettant de protéger des blocs de code spécifiques dans une application intégrée. Sa nouvelle fonction de suspension et de reprise d'effacement permet aussi de stopper l'effacement pour lire une information dans un autre secteur du même circuit. Les algorithmes intégrés « *Embedded Program* » et « *Embedded Erase* » corrigent

automatiquement les erreurs d'effacement erratiques qui affectent les autres conceptions de mémoires Flash.

AMD est ainsi le seul fabricant de l'industrie qui peut garantir un minimum de 100 000 cycles d'écriture par secteur, améliorant la fiabilité même dans des applications qui ne reprogramment pas fréquemment le circuit. Les algorithmes intégrés d'AMD simplifient la réalisation de flash en automatisant les opérations d'effacement et de programmation du circuit.

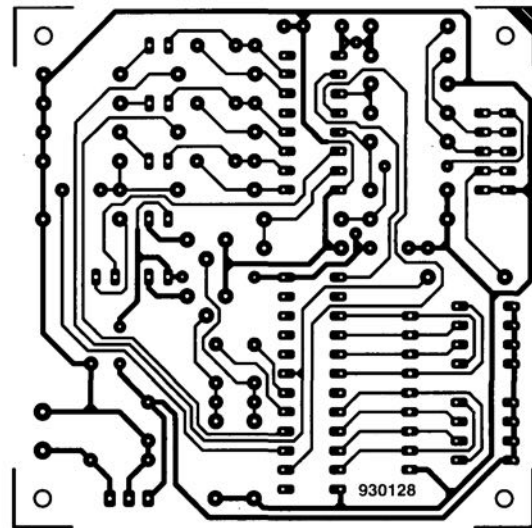
Ceci améliore aussi la performance du système en déchargeant l'unité centrale hôte du contrôle du circuit pendant les opérations d'écriture. Les temps d'accès de l'Am29F040, qui sont compris entre 90 et 150 ns, offrent eux aussi des performances améliorées. AMD supporte la norme de configuration 32 broches et de commandes logicielles JEDEC, simplifiant le remplacement de circuits actuels 1 ou 2 mégabits 5 et 12 volts par des composants 4 mégabits de même brochage. L'Am29F040 4 Mbits existe en temps d'accès de 90, 120 et 150 ns et sera disponible en 70 ns au premier trimestre 1994.

Ce circuit est proposé en boîtiers 32 broches PLCC, TSOP, LCC, PDIP et DIP.

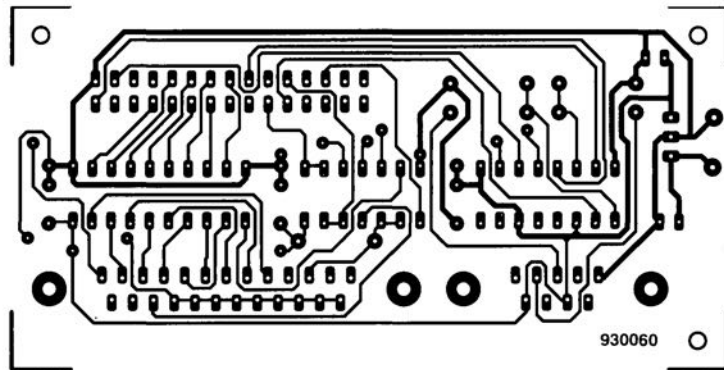
CHIP SELECT

CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE

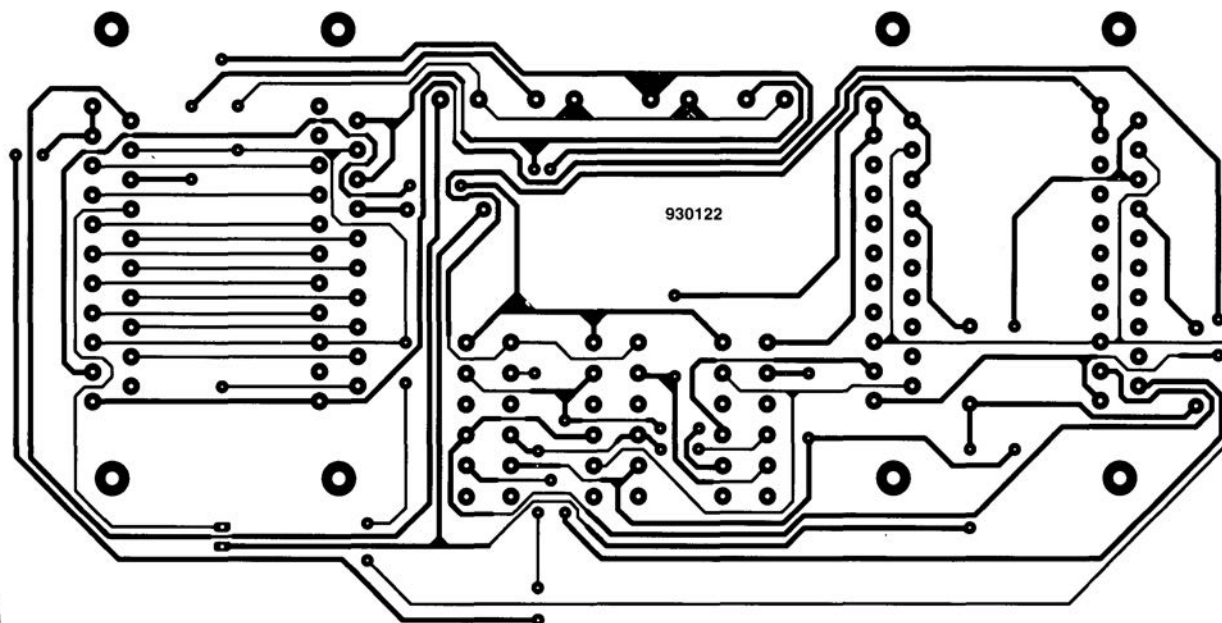
testeur de bus I²C →



mini-interface d'E/S ↓

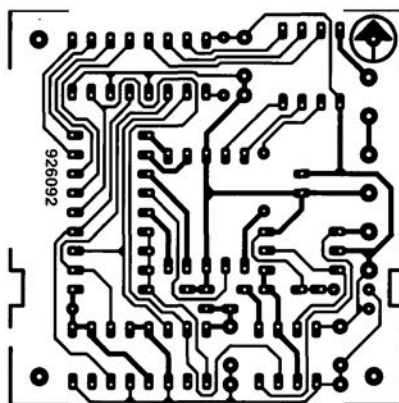


CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE

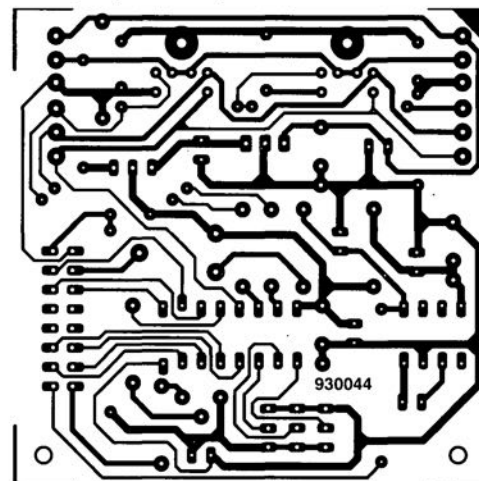


central de commutation Péritel ↑

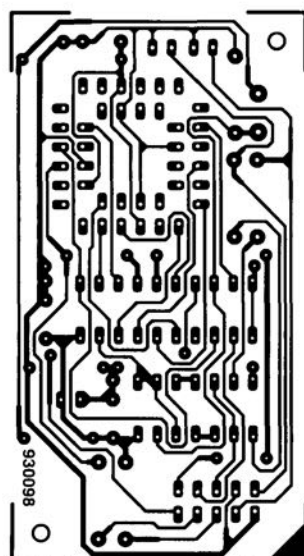
numé-dé ↓



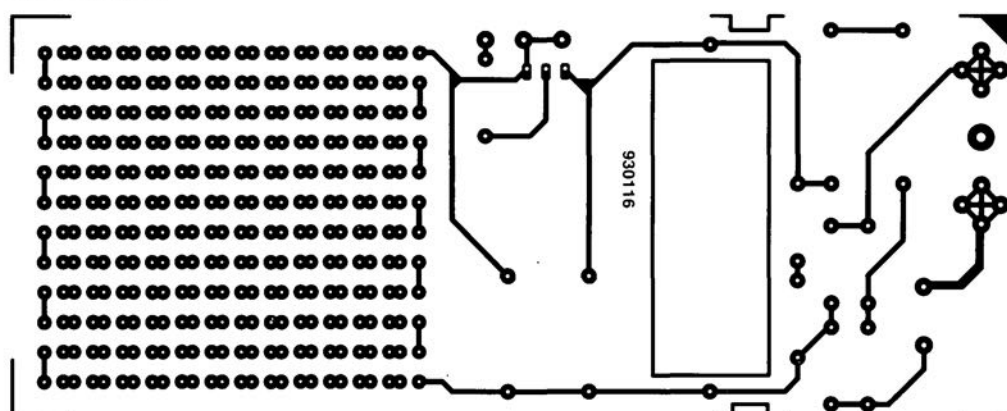
affichage alphanumérique ↓



inhibiteur de copybit ↓



lumignon à LED ↓



$$R_{th\ h-a} = \frac{160-40}{60} - (0,6+0,4) = 1\text{ K/W} \quad [3]$$

Si, maintenant, nous utilisons 3 transistors pour dissiper la même puissance, $R_{th\ j-h}$ répond à la formule suivante :

$$\frac{1}{R_{th\ j-h}} = \frac{1}{0,6+0,4} + \frac{1}{0,6+0,4} + \frac{1}{0,6+0,4} = \frac{3}{1}$$

$$R_{th\ j-h} = 0,33\text{ K/W} \quad [4]$$

Il apparaît ainsi, lorsque nous introduisons cette valeur dans la première équation, que nous pouvons nous satisfaire d'un radiateur ayant une $R_{th\ h-a}$ de :

$$R_{th\ h-a} = \frac{160-40}{60} - 0,33 = 1,67\text{ K/W} \quad [5]$$

[Nous espérons ainsi avoir contribué à la solution de votre problème. (La rédaction)]

Éliminateur de copybit

...sachant qu'en tant que amateur de CAN (de DAT pour les outre-Manchais) j'ai toujours rêvé d'un tel montage. Je possède malheureusement un enregistreur de CAN (AIWA XDS1100) dont l'article ne fait pas mention. (...) J'apprécierai énormément, qu'en complément de votre article, vous me fassiez parvenir une description concernant le susdit type de lecteur/enregistreur. A. Cornelson

L'auteur de cet article a testé l'éliminateur de copybit sur les lecteurs/enregistreurs CAN mentionnés dans le tableau. Vous comprendrez sans doute qu'il ne lui est pas possible, ni à nous d'ailleurs, d'obtenir la documentation technique de tous les types de (important) sur le marché. S'il devait vous être impossible de mettre la main sur la documentation technique de votre type de lecteur, il vous reste cependant la possibilité de mettre en oeuvre l'éliminateur de copybit associé au jitter-killer et à une mini-platine additionnelle que nous décrirons dans le numéro hors-gabarit du mois prochain, cette combinaison permettant une élimination du copybit quel que soit le type de lecteur/enregistreur CAN.

(La rédaction)

Plus de logiciels pour 68HC11

Ne faisant pas partie des DOSeurs, je me suis mis à la recherche d'un système de développement croisé et suis tombé sur la perle rare.

Il s'appelle ADev11, comporte C-Compiler, Assembler, Linker, Librarian et Downloader, ces différents programmes étant du domaine public; on peut les trouver sur divers serveurs FTP reliés à Internet tels que coli.uni-sb.de voire demander simplement Archie.

On y trouve également 2 librairies comportant des programmes intéressants pour 68HC11, la première mettant à disposition des routines mathématiques (aussi de la TRF), dans l'autre de la documentation et du code-source pour un système fonctionnant en temps réel! Internet met ainsi des librairies intéressantes aux non-utilisateurs d'Amiga.

F. Stolpe

Pour information

(La rédaction)

La Synthèse Numérique Directe

G. Kleine

Des développements récents dans la technologie des circuits intégrés ont permis de réaliser des synthétiseurs de fréquence 100% numériques. Après une courte introduction consacrée aux circuits de synthèse traditionnels, cet article a la prétention de décrire le fonctionnement de la Synthèse Numérique Directe (SND = DDS Direct Digital Synthesis comme l'on dit de l'autre côté de la Manche), et d'en relever les avantages et les inconvénients.

PLL & circuits synthétiseurs

Les circuits synthétiseurs servent à générer des signaux BF et HF et ce à une fréquence stable. Ils sont souvent basés, comme l'illustre le synoptique de la figure 1, sur un circuit de PLL (PLL = *Phase Locked Loop* = boucle à verrouillage de phase). La fréquence de sortie est fournie par un VCO (*Voltage Controlled Oscillator* = oscillateur com-

mandé en tension). Un détecteur de phase compare la fréquence ou la phase du signal de sortie du VCO avec une fréquence de référence, f_{ref} .

Le signal de sortie du détecteur de phase est un signal d'erreur que l'on commence par filtrer avant de l'appliquer au VCO, en tant que tension de commande. Lorsque la PLL est verrouillée, le VCO est verrouillé en phase sur la fréquence de référence.

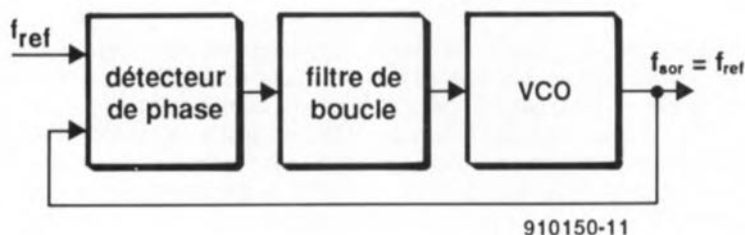


Figure 1. Synoptique d'une boucle à verrouillage de phase classique.

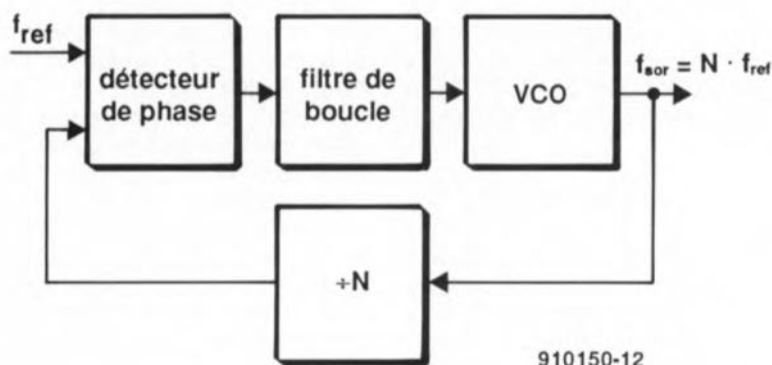


Figure 2. Synoptique d'un synthétiseur relativement simple.

Comme il faut, en général, que le VCO batte une certaine plage de fréquence ou respecte une certaine trame de canaux (*channel raster*), on dote souvent la PLL d'une extension sous la forme d'un diviseur de tension de fréquence programmable. Cela nous donne le circuit de synthèse de fréquence simple représenté en figure 2. Si le VCO le permet, il est possible, par une programmation convenable du facteur de division programmable, N , de produire toute fréquence entre f_{ref} et $N_{max} \cdot f_{ref}$. Le facteur N_{max} est le facteur de division maximal que l'on puisse demander au diviseur. À condition que le filtre de boucle soit dimensionné correctement, la stabilité de la fréquence de sortie égale celle de la fréquence de référence.

Lorsque l'on a besoin de fréquence de sortie relativement élevées (>100 MHz disons) on place en amont du diviseur programmable ($\div N$) un prédiviseur rapide ($\div N$). Sachant que l'utilisation d'un prédiviseur fait passer le pas du synthétiseur de f_{ref} à $N \cdot f_{ref}$, il peut s'avérer nécessaire d'abaisser la fréquence de référence pour disposer de la même trame de canaux.

Les inconvénients normalement associés à une fréquence de référence plus faible sont éliminés à l'aide d'un prédiviseur modulo-2 dont il est possible de faire commuter le facteur d'échelle entre N et $N+1$. La figure 3 illustre le synoptique d'un synthétiseur réalisé de cette façon. Le signal de sortie du prédiviseur constitue le signal d'horloge des compteurs « A » et « M »; ceux-ci comptent jusqu'à une valeur préprogrammée.

Le compteur « A » détermine le taux auquel le prédiviseur divise par $N+1$. À l'atteinte de sa valeur préprogrammée (de fin) il commute le prédiviseur vers le facteur de division N . Le prédiviseur divise ensuite par N jusqu'à ce que le compteur « M » atteigne lui aussi la valeur préprogrammée (de fin). Lorsque cela est le cas, le compteur « M » se remet à zéro tout comme le compteur « A » et le prédiviseur est remis en mode de division $N+1$.

Il devrait être clair que le principe du modulo-2 ne fonctionne que si « M » est supérieur à « A ». Les 2 compteurs donnent naissance à un facteur de division moyenné, P , qui répond aux formules suivantes :

$$P = (N + 1) \cdot A + N \cdot (M - A)$$

$$P = N \cdot M + A$$

Le principe du modulo-2 permet donc de réaliser des trames de canaux à des fréquences relativement élevées, ayant des pas de f_{ref} . Considérons, à titre

d'exemple, un synthétiseur ayant un prédiviseur $\div 10/\div 11$ (c'est-à-dire $N = 10$), $A = 0$ à 9 , $M = 10, 11, 12$, etc. Cela a pour résultat $P = 10 \cdot M + A$, de sorte que l'on peut utiliser tous les facteurs de division à partir de 100 sans rencontrer de trou.

L'un des inconvénients des circuits de synthétiseurs décrits jusqu'à présent est le fait que la fréquence de sortie est invariablement un multiple de f_{ref} . On peut porter remède à cette situation en s'aidant du système fractionnaire- n (figure 4). On a, comme dans le cas du système à modulo-2, commutation des facteurs de division, ce qui se traduit par facteur de division moyen non entier – 145,23 par exemple-. Ceci est obtenu à l'aide d'un accumulateur dont le contenu est incrémenté de F à chaque impulsion d'horloge.

Lorsque l'on atteint la valeur L l'accu fait passer le prédiviseur en mode de division $N+1$ pendant la durée d'une impulsion d'horloge. Le nombre d'impulsions d'horloge au-delà et supérieur à L reste dans l'accumulateur servant de nouvelle valeur de départ. On peut prouver que ce système donne naissance à un facteur de division moyen de :

$$P = N + F/L.$$

Ceci signifie que l'on peut obtenir la résolution de fréquence que l'on veut par un choix approprié de N et de L .

Considérons, à titre d'exemple, un système dans lequel $N = 10$, $F = 0$ à 9 et $L = 10$. Dans ces conditions $P = 10 + F/10$, de sorte que l'on peut, par l'intermédiaire de l'incrément, F , fixer des facteurs de division tels que 10,1, 10,2 ... jusqu'à 10,9. Il n'existe malheureusement pas tellement de littérature consacrée aux PLL et aux circuits de synthétiseurs. L'ouvrage mentionné en référence [1] de la bibliographie en parle exhaustivement, donnant même une classification de type

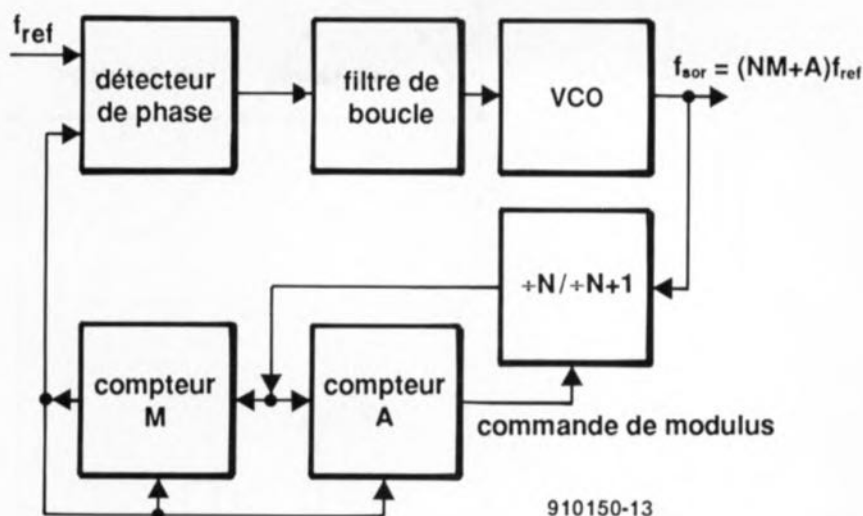


Figure 3. Organigramme d'un synthétiseur doté d'un prédiviseur du type MODULO-2.

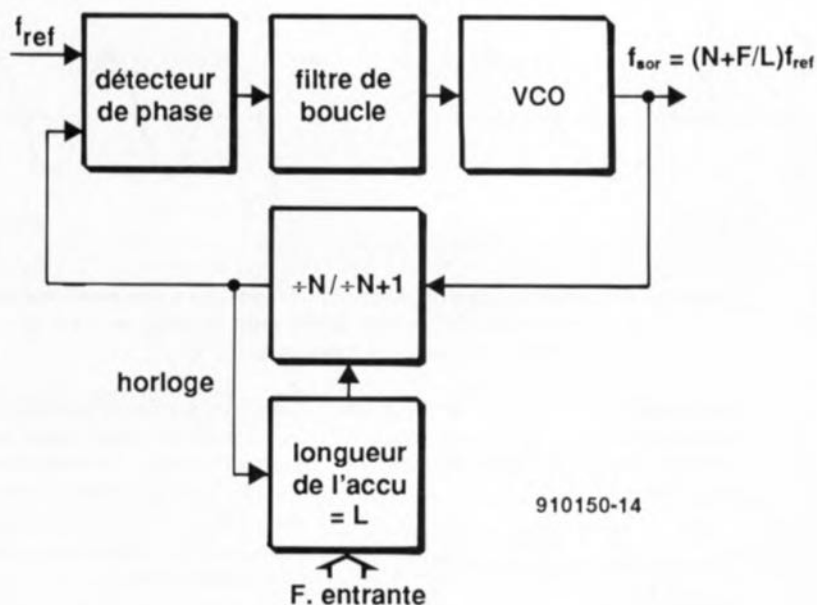


Figure 4. Schéma synoptique d'un synthétiseur à fraction-n.

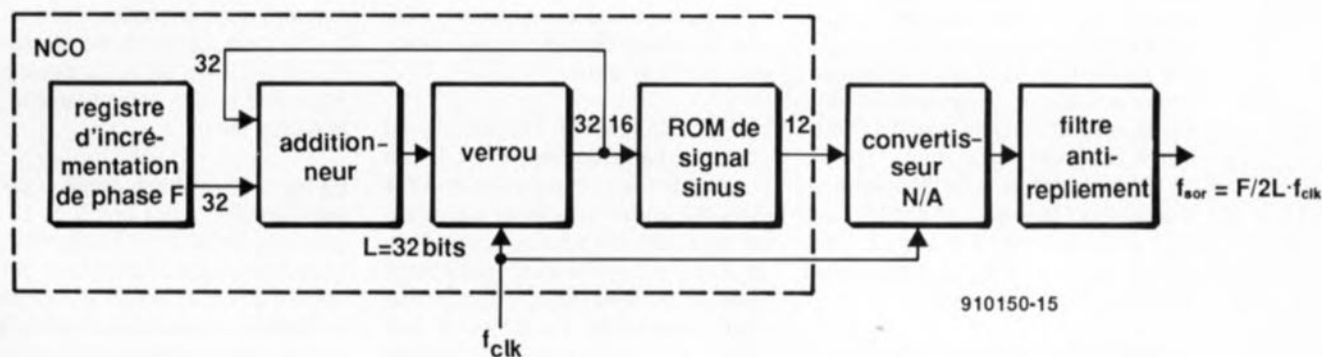


Figure 5. Structure d'organisation d'un synthétiseur basé sur le principe de la synthèse numérique directe.

fréquence de sortie, f_o , du synthétiseur ND :

$$f_o = (F/2^L) \cdot f_{clk}$$

formule dans laquelle on atteint une résolution de fréquence de :

$$f_{clk}/2^L$$

Considérons, à titre d'exemple, un SND où $f_{clk} = 100$ MHz et $L = 32$ bits. Ces caractéristiques se traduisent par une résolution impressionnante de 0,0233 Hz à f_o . Le principe de la ROM de fonction sinusoïdale est illustré en **figure 6**, la figure 6a donnant les valeurs de sortie de la ROM à une résolution de 3 bits. Une période de la fonction sinusoïdale se subdivise en 8 pas discrets ($n = 0$ à 7) dont les valeurs correspondantes sont stockées sous forme numérique à l'adresse n . La figure 6b rend la valeur de n dans le signal de sortie du verrou pour un incrément de phase, F , de 1. Sous cet escalier on retrouve la forme du signal; en aval du convertisseur N/A et du filtre anti-repliement. Les valeurs d'amplitude de ce signal correspondent aux entrées dans la table de la ROM de fonction sinusoïdale (cf. figure 6a).

La fréquence de sortie, f_o , est égale à $1/8f_{clk}$. La **figure 6c** montre l'effet d'un passage à 2 de l'incrément de phase, F . On constate que l'on passe l'ensemble des valeurs de phase (ou adresses de ROM), n , 2 fois plus rapidement, avec comme résultat un doublement de f_o qui passe à $1/4f_{clk}$. Le spectre de la fréquence de sortie d'un synthétiseur ND contient inévitablement un certain nombre de composantes parasites (cf. **figure 7**), dont quelques-unes sont le résultat de l'échantillonnage (**figure 7a**). Ces composantes naissent à :

$$f_{+alias}(i) = i \cdot f_{clk} + f_o$$

et :

$$f_{-alias}(i) = i \cdot f_{clk} - f_o$$

formules dans lesquelles i est égal à 1, 2, 3,... La composante décrite comme $f_{-alias}(i) = i \cdot f_{clk} - f_o$ est la composante critique pour le filtre anti-repliement (d'où le repère alias).

La figure 7a illustre la situation dans le cas d'un SND ayant une f_o de 15 MHz et une f_{clk} de 40 MHz. Les autres composantes parasites présentes dans le spectre du signal de sortie sont dues à la résolution limitée et à la non-linéarité (erreurs de quantification, etc) du convertisseur N/A. Ces composantes sont des multiples de la fréquence de sortie ainsi que des produits d'intermo-

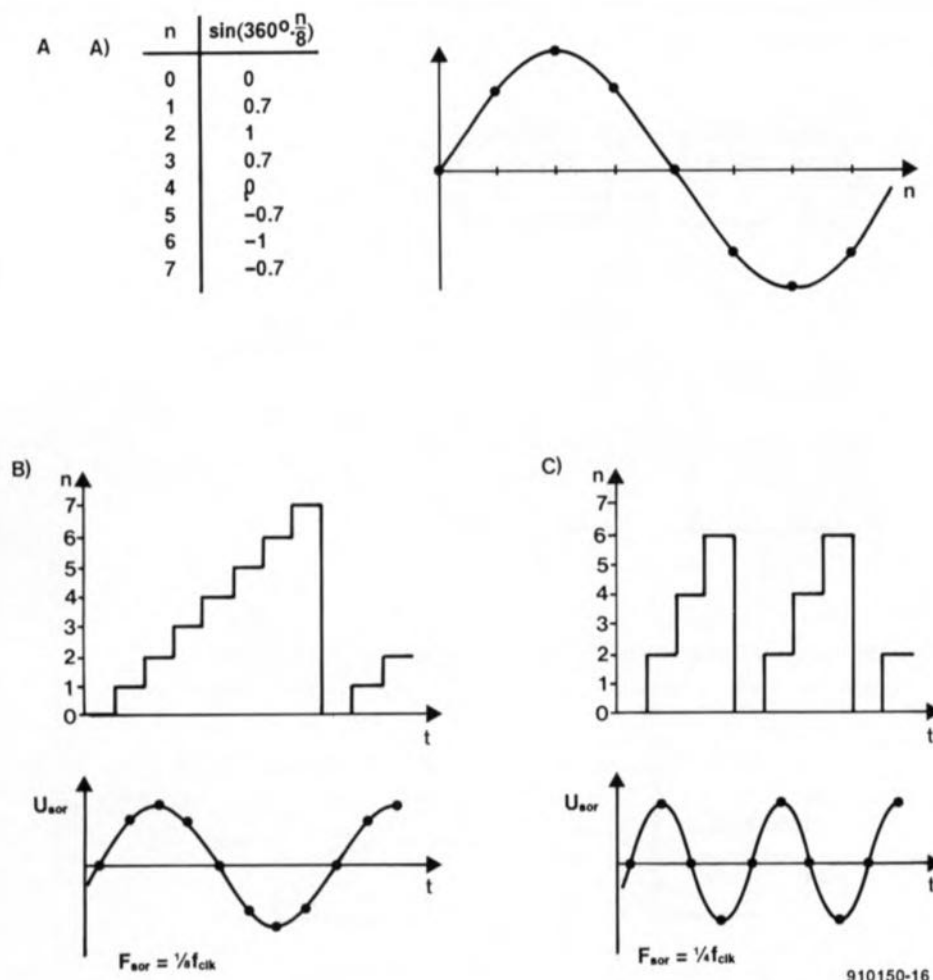


Figure 6. A) Contenu de la ROM à fonction sinusoïdale à une résolution de 3 bits. B) Forme d'onde générée avec un incrément de phase de $1 \times 360^\circ/8$. C) Idem avec un incrément de phase de $2 \times 360^\circ/8$.

des circuits de PLL et de détection de phase; en outre, il donne une liste des circuits de PLL et de synthétiseurs disponibles.

La synthèse numérique directe

La SND ouvre une voie nouvelle, numérique à 100%, de génération de signaux BF et HF. Le principe en est illustré par la **figure 5**. On fournit à un registre à incrémentation par phase à haute résolution ($L = 32$ bits par exemple) une valeur F qui correspond au taux auquel varie la phase du signal d'horloge f_{clk} . On ajoute ensuite F à la valeur de phase actuelle stockée dans un verrou, le résultat de cette opération finissant à nouveau dans le verrou. En cas de dépassement dans l'additionneur, le résultat ayant la largeur de mot [en bits] de L est stocké dans le verrou. Ceci signifie que l'on n'effectue pas de retenue quant à la position $L+1$.

La valeur de phase stockée dans le verrou constitue l'adresse dans une ROM de fonction sinusoïdale dont le contenu, la donnée, est appliquée à un CNA

(Convertisseur Numérique/Analogique). Comme avec tout autre système d'échantillonnage ce convertisseur N/A doit être suivi par un filtre anti-repliement de spectre (*anti-aliasing filter*) chargé d'éliminer les composantes spectrales supérieures à $f_{clk}/2$.

La SND tire sa puissance principalement de la haute résolution du registre d'incrément de phase, de l'additionneur et du verrou. Dans la figure 5 par exemple, c'est L , dont la largeur est de 32 bits, qui définit la résolution. Il n'est pas nécessaire, cependant, d'utiliser la totalité de la résolution à travers tout le système.

La ROM de fonction sinusoïdale est adressée, par exemple, par les 16 bits de poids fort de L , la résolution du CNA étant elle encore plus faible puisqu'elle est de 12 bits. En théorie, la fréquence de sortie maximale d'un synthétiseur travaillant en SND est de $1/2f_{clk}$. En pratique cependant, on arrive à des valeurs de $0,2f_{clk}$ à $0,4f_{clk}$ en raison de la présence du filtre anti-repliement (cf. figure 7a). L'incrément de phase, F , et la résolution de phase, L , déterminent la

dulation dues à des « images » miroirées entre l'axe des y et la composante $f_{clk}/2$. La figure 7b représente ces produits parasites additionnels pour $f_0 = 15$ MHz et $f_{clk} = 40$ MHz. On y retrouve représentés un certain nombre de composantes formées par image entre $f = 0$ et $f = f_{clk}/2$.

Le niveau des composantes d'anti-repliement dépend directement de la résolution du CNA, dont la non-linéarité en addition détermine le niveau du reste des composantes parasites. Comme dans n'importe quel système d'échantillonnage en temps réel les composantes d'anti-repliement sont de poids $(\sin x)/x$ (figure 7a) de sorte que leur niveau diminue lorsque la fréquence augmente.

Le circuit numérique pris entre le registre d'incrément de phase et la ROM de fonction sinusoïdale est en règle générale connu sous la dénomination de OCN (Oscillateur à Commande Numérique = NCO, *Numerically Controlled Oscillator*) (cf. références [2] et [3] de la bibliographie). Certains des circuits intégrés SND actuellement disponibles possèdent un CNA embarqué, d'autres nécessitent l'addition d'un convertisseur N/A externe. Si l'on a accès aux lignes d'adresses de la ROM on peut envisager l'utilisation d'une table de conversion différente permettant la génération d'autres formes d'ondes telles qu'un signal triangulaire.

Il existe également des circuits intégrés SND intégrant en ROM tant une fonction sinus que cosinus. Ces circuits permettent la génération de 2 signaux de sortie déphasés de 90° très exactement. On a souvent besoin de ce type de signaux comme porteurs représentant les composantes I – (en phase) et Q (quadrature) dans les circuits de modulation complexes (cf. références [2], [4], [5]). Il est possible de moduler le signal de sortie en étendant le synoptique de la figure 5. La prise d'un étage d'addition entre le verrou et la ROM de fonction sinusoïdale permet de réaliser une modulation soit de phase (PM, PSK, BPSK, QPSK) soit de fréquence (FM, FSK) par addition de valeurs de phase. De la même façon, on obtient une modulation d'amplitude (MA à bande latérale double avec porteuse) par insertion d'un multiplicateur entre la ROM de fonction sinusoïdale et le CNA. Comme les 3 systèmes de modulation font appel à des techniques numériques, ils sont en principe purement linéaires. Les ouvrages nommés en référence [4] donnent de plus amples informations concernant les systèmes de modulation analogique et numérique.

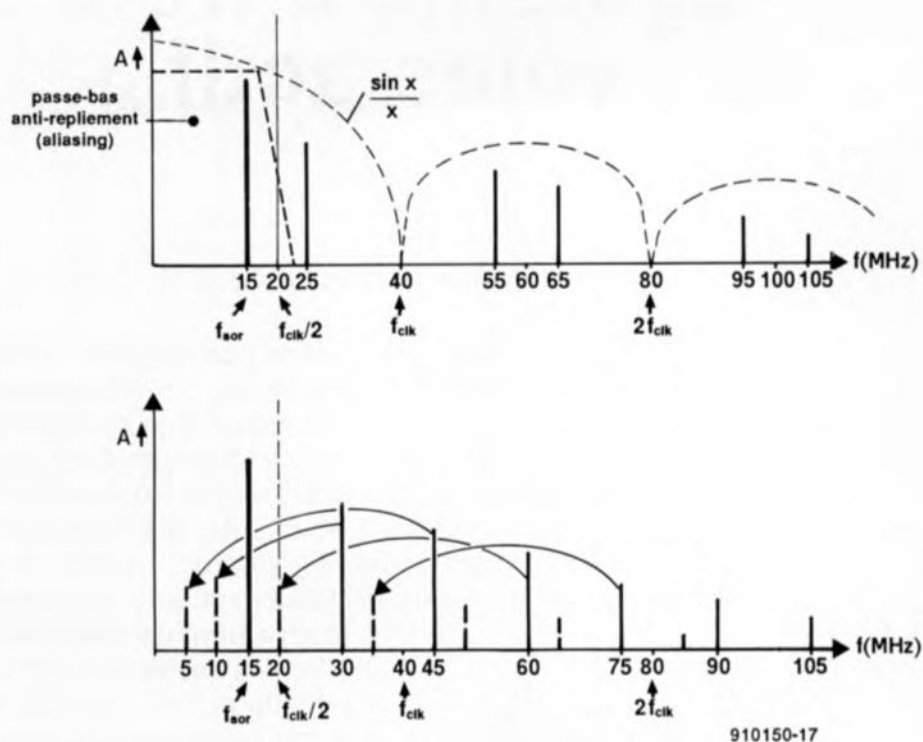


Figure 7. Composantes anti-repliement et parasites dans un spectre SND. Les lignes verticales pleines représentent les harmoniques de f_{out} . Les lignes verticales pointillées représentent les produits images par rapport à $f=0$ ou $f_{clk}/2$.

SND : le bilan

Bien que les composants SND soient encore relativement chers, ils présentent un certain nombre d'avantages qui en permettent une mise en oeuvre plus universelle. Outre la résolution élevée de la fréquence de sortie qu'ils connaissent, la brièveté du temps nécessaire à l'obtention du verrouillage (*lock time*) est une caractéristique particulièrement appréciée. En comparaison, les synthétiseurs traditionnels ont un filtre de boucle dont la réponse à la tension de commande du VCO ralentit la vitesse à laquelle le synthétiseur peut faire changer sa fréquence de sortie.

Comme mentionné plus haut, les SND offrent la possibilité d'une modulation purement linéaire du signal de sortie. Il faut noter cependant qu'une modulation numérique à 100% entraîne la présence, dans le signal de sortie, d'un certain nombre de produits parasites. Le niveau des dits produits peut être réduit par augmentation de la résolution du registre d'incrément de phase et du convertisseur N/A.

Un autre avantage du synthétiseur ND est sa plage de fréquence de sortie étendue, battant plusieurs décades. À nouveau, cela est pratiquement impossible à réaliser à l'aide de VCO traditionnels. Pour terminer, la stabilité de la fréquence de sortie dépend uniquement de l'horloge de référence, f_{clk} . Ceci signi-

fie que les effets de vieillissement de la source du signal d'horloge sont éliminés en raison du mode d'opération numérique à 100% mis en oeuvre. ◀

Bibliographie :

- [1] *Theorie und Anwendung des Phase-locked Loops (Théorie et mise en oeuvre de la Boucle à verrouillage de Phase)*. Publié par AT Verlag RFA
- [2] *The DDS Handbook (second edition)*. Publié par Stanford Telecom
- [3] *Notes de conception publiées par Rohde & Schwarz, Stanford Telecom/Alfatron GmbH, Plessey, Tricom Mikrowellen GmbH, Qualcomm Inc.*
- [4a] *Analogue Modulationsverfahren (systèmes de modulation analogique)* par R. Mäusl, publié par Hüthig Verlag RFA
- [4b] *Digitale Modulationsverfahren (systèmes de modulation numérique)* par R. Mäusl, publié par Hüthig Verlag RFA
- [5] *Encrypteur/décrypteur audio, par décalage et inversion de spectre*, Elektor n° 161, novembre 1991, page 66 et suivantes.

2^e partie

AUDIO

Il est temps, après la description, dans l'un des articles du numéro du mois dernier d'Elektor, de l'électronique universelle destinée à la commande active d'un système à haut-parleurs à deux ou trois voies, de se lancer dans une application pratique de cette électronique. Nous avons, pour ce faire, choisi une enceinte existante, la VIB Tristar II du fabricant de haut-parleurs Visaton. Dans les paragraphes de cet article nous allons expliquer comment

il faudra dimensionner les différentes sections du filtre d'aiguillage et comment intégrer l'électronique, avec ses deux alimentations, dans le coffret de l'enceinte.



dans un joli coffret élancé dont la hauteur n'est que de 90 cm (tant que cela diront nombreuses maîtresses de maison). Le système fait appel à un woofer (haut-parleur des graves) de 20 cm et à deux autres haut-parleurs avec un dôme de 50 et de 25 mm respectivement. Le prix de revient de cette combinaison (inférieur à 1 500 francs par enceinte) fait qu'elle correspond très bien aux caractéristiques de l'électronique active.

Comment faire ?

Dans le cas de la conception d'une enceinte toute neuve on commencerait, en général, par le dimensionnement d'un coffret, la détermination (mesure) des caractéristiques des différentes unités (haut-parleurs) pour procéder ensuite au choix du type de filtre avec ses fréquences de coupure. Pour vous faciliter votre vie d'audiophile exigeant, nous avons opté ici pour une conception passive existante que nous allons « activer ». La VIB Tristar II se caractérise, dans sa version passive, par un accord impeccable avec une réponse en fréquence rectiligne et un son bien équilibré.

Il serait de ce fait dommage de « jeter par-dessus bord » tout le savoir-faire investi par le fabricant dans cette enceinte. Il existe une possibilité de se servir du concept passif comme base de départ : il fau-

dra, pour ce faire, commencer par réaliser l'enceinte avec son filtre passif pour mesurer ensuite le comportement du filtre. (Remarquons au passage qu'il faut, pour obtenir des résultats valables, procéder aux mesures tous haut-parleurs connectés et avec une charge qui ne soit pas purement ohmique !) Il s'agit ensuite de dimensionner les sections du filtre actif de façon à ce que leur comportement se rapproche le plus possible des courbes de la réponse en fréquence obtenues avec le filtre passif d'origine.

Les courbes des figures 1 et 2 montrent le résultat de cette opération. Les courbes de la figure 1 sont celles obtenues avec le filtre passif d'origine. Les courbes de la figure 2 sont celles que nous avons mesurées après avoir doté l'enceinte de l'électronique active dimensionnée selon les indications que l'on retrouve dans la liste des composants. Le comportement du filtre actif est, à l'intérieur d'une faible marge de 0,5 dB seulement, identique à celui du filtre Visaton d'origine.

Vous avez sans doute remarqué qu'il ne s'agit pas ici de fonctions de filtrage classiques telles que Bessel ou autre Butterworth. Dans le cas de filtres pour haut-parleurs – servant en outre à la correction de la réponse en fréquence des haut-parleurs et du comportement de sommation autour des fréquences de coupure – on se retrouve souvent confronté à une courbe « peu » rectiligne (c'est le moins que l'on puisse dire). Dans ces conditions il ne reste qu'à déterminer « à la main » (de façon empirique donc) l'approche la plus favorable. Il faudra, pour ce faire, commencer par déterminer la fréquence de coupure de la courbe, la raideur de la pente descendante et l'aspect d'ensemble de la courbe de réponse en fréquence. Ensuite, on peut procéder au calcul des différents composants constituant le filtre. Finalement on fera appel à un ordinateur avec un logiciel de simulation – tel que PSpice ou MicroCap – pour jouer sur les valeurs des différents condensateurs et résistances jusqu'à ce que la courbe obtenue approche du mieux possible la courbe d'origine.

Comme le montrent les figures 1 et 2, l'auteur de notre électronique a réalisé ainsi, et ce en très peu de temps, une excellente copie des courbes d'origine. Dans la pratique il s'agit simplement de faire appel au programme de simulation pour mettre à l'épreuve un nombre impor-

Nous avons, le mois dernier, indiqué quels étaient les avantages d'une enceinte active. Il est temps maintenant de joindre le geste à la parole et de vous proposer un exemple pratique de « l'activation » d'une enceinte. Nous avons opté, comme nous le disions plus haut, pour une enceinte de la gamme des kits du fabricant Visaton. La VIB Tristar II est un système à trois voies intégré

tant de possibilités. Lors des essais on a vite fait de découvrir quelle est l'influence de tel ou tel composant. Dans le cas de notre système actif, modifié pour la VIB Tristar II, la reproduction des courbes originales est quasi-parfaite.

L'« activation » de la VIB Tristar II demande de procéder à une autre modification de l'électronique décrite dans l'article du mois dernier. Il est nécessaire d'augmenter la valeur de la tension d'alimentation pour l'amplificateur de puissance des sons graves. Il est possible, comme nous l'avons indiqué dans l'article du mois dernier, de faire fonctionner les trois étages de sortie à la même tension d'alimentation, à condition pourtant de faire appel à un woofer de 4 Ω , un haut-parleur capable de fournir suffisamment d'énergie (les haut-parleurs pour le médium et les aigus se contentent d'une puissance plus faible).

Vu cependant qu'il n'existe pas de version 4 Ω du woofer utilisé dans la VIB Tristar II, il ne nous reste plus, pour obtenir une bonne répartition de la puissance, qu'à alimenter l'étage de puissance des graves à l'aide d'une tension plus élevée. Ceci signifie que nous aurons besoin, dans la pratique, de deux alimentations distinctes comportant chacune, un transformateur, un pont de redressement et des condensateurs de lissage. La tension d'alimentation pour l'étage des graves sera de ± 35 V et celle des deux autres amplificateurs de puissance de ± 25 V. Cette approche résulte en une puissance de sortie de 70 W pour les graves et de 30 W pour les aigus et le médium.

Nous avons également modifié le gain introduit par les étages de sortie. Afin d'arriver, dans la section des graves, à l'amplitude maximale en présence d'un signal d'entrée de 1,1 V_{eff} , il faudra faire appel à un gain plus important. Le gain introduit dans les deux autres étages de sortie a également été adapté pour donner à l'utilisateur suffisamment de liberté permettant de jouer sur le réglage de niveau à l'aide des ajustables P2 et P3.

L'augmentation à ± 35 V de la tension d'alimentation pour la section des graves constitue la limite supérieure pour les autres circuits intégrés sur la platine. Si tant est que la tension du secteur soit relativement élevée ou si le transformateur utilisé fournit une tension secondaire légèrement plus importante, il n'est pas

hypothétique que la tension d'alimentation nominale soit supérieure à 35 V. Les régulateurs de tension utilisés ne supportent pourtant qu'une tension d'entrée de 35 V (maximum absolu). On pourra, si l'on se trouve confronté à cette situation, procéder à une prise en série sur IC6 et IC7 de quelques résistances chargées d'introduire la chute de tension de quelques volts salvatrice. Une autre possibilité consiste à remplacer les régulateurs par des types à 20 V (7820 et 7920), qui supportent une tension d'entrée de 40 V.

Dans ces conditions il faudra utiliser pour les condensateurs C49 et C50 des types à 50 V et remplacer IC1 par un exemplaire qui supporte une tension d'alimentation plus élevée, tel qu'un TL34074(A), TLE2144, LF147, LF444A (pas de LF444 !!), MC34074, MC34084 ou un OP11 (pas de OP11GR !!).

Dans cette application-ci nous n'utilisons pas le réseau de correction de Linkwitz pour la section des graves. Les formules en vigueur pour ce genre de réseau ne peuvent pas être appliquées à un système à événement ouvert.

La pratique

Après la description des modifications apportées à l'électronique du mois dernier nous allons nous inté-

resser au côté pratique des choses.

La réalisation de l'électronique se déroule de la façon classique : on commencera par la mise en place des ponts de câblage, suivie de celle des composants passifs, l'étape « soudures » se terminant avec les semi-conducteurs (à l'exception cependant des transistors de puissance et des modules amplificateurs que l'on ne mettra pas encore à en place sur le circuit imprimé).

Il faudra, pour l'activation de la VIB Tristar II, respecter les valeurs données dans la liste des composants de cet article. Il est recommandé, pour faciliter la réalisation, de n'implanter le relais et les gros condensateurs C49 et C50 qu'après tous les autres composants. Pour le montage, plus tard, des transistors de puissance et des deux modules amplificateurs, situés tous sur le même bord de la platine, il faudra percer des orifices dans le radiateur et doter ces derniers d'un filetage. Une copie (1 : 1) de la sérigraphie de l'implantation des composants de l'article du mois dernier rendra d'excellents services comme gabarit de perçage. Le radiateur est fixé ensuite contre une plaque d'aluminium de 23 x 26 cm environ, dotée d'une entaille permettant de visser les transistors et les modules amplificateurs, pourvus chacun d'un ensemble d'isolation (céramique pour les transistors) et d'une bonne

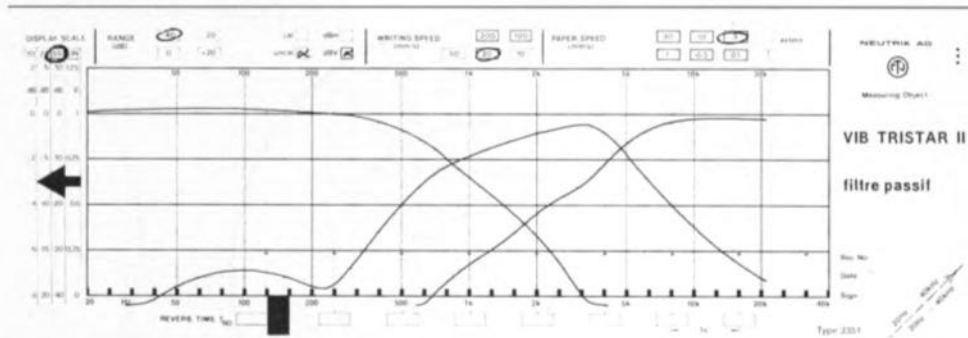


Figure 1. Les courbes de la réponse en fréquence de la VIB Tristar II dans sa version passive,

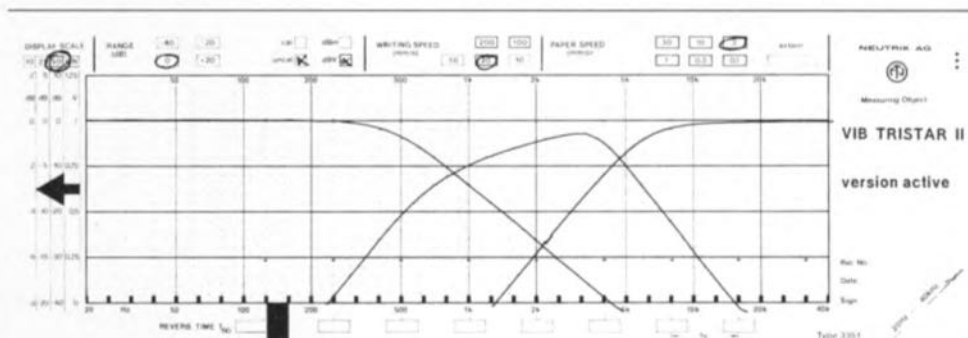


Figure 2. ... et voici les courbes obtenues en effectuant des mesures sur la version « active » de cette enceinte.

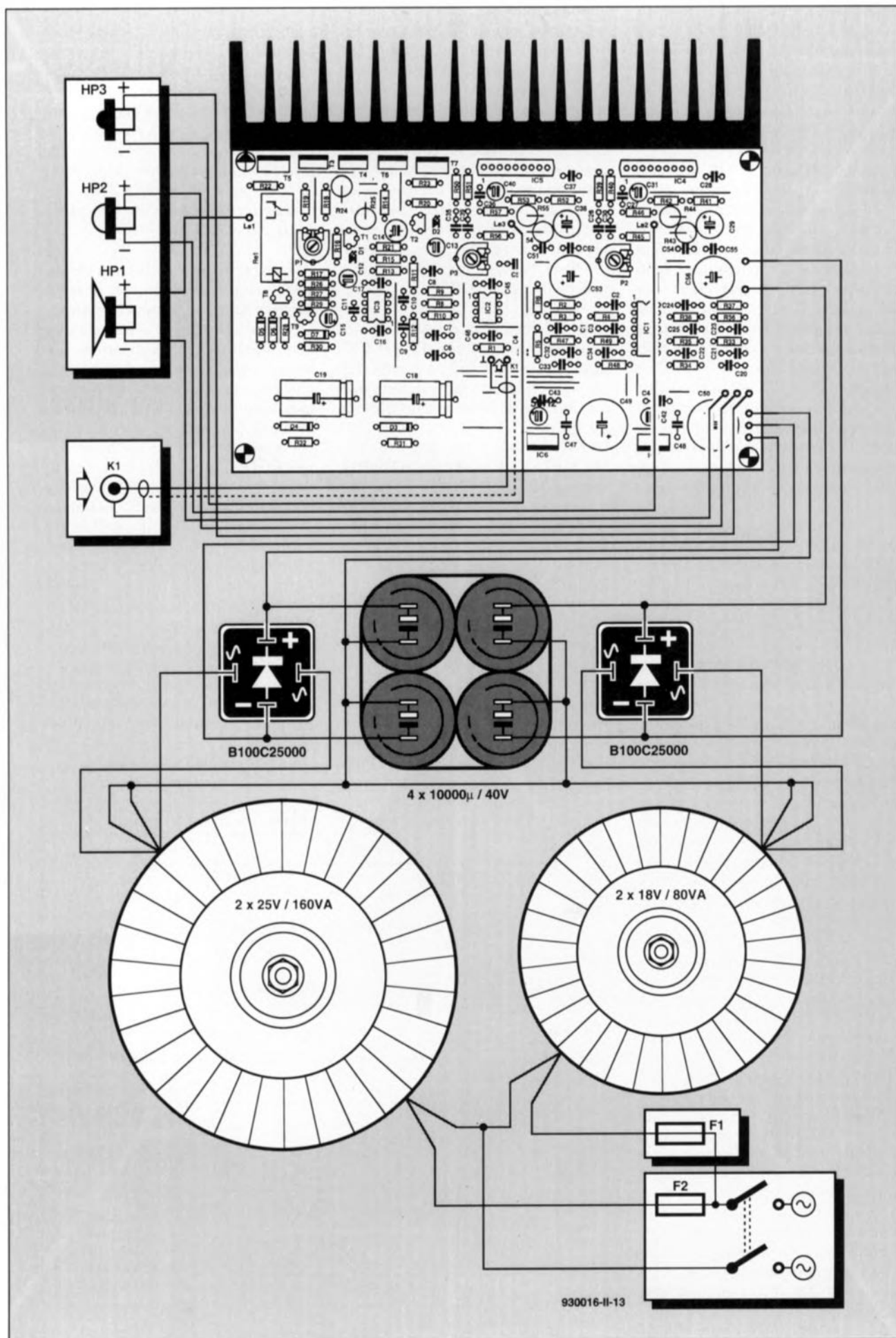


Figure 3. Plan de câblage de l'unité complète, faisant appel à deux alimentations distinctes. Il faudra, lors de la réalisation de ce câblage, vérifier avec soin la polarité correcte des haut-parleurs.

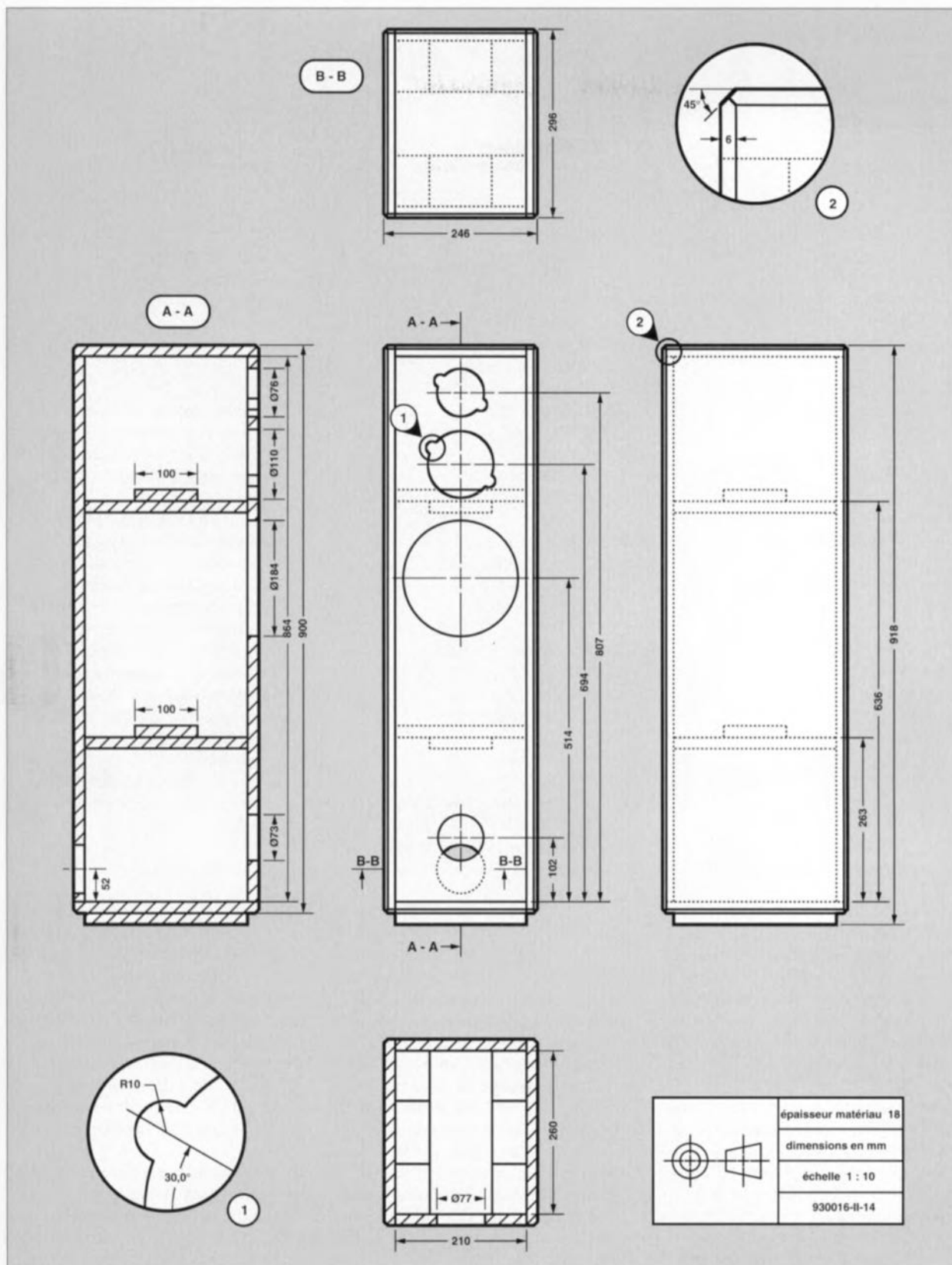


Figure 4. Croquis illustrant la construction mécanique de la VIB Tristar II. À l'intérieur, le coffret est doté de deux tasseaux de rigidification. On notera que ce croquis ne montre pas l'orifice rectangulaire à découper pour permettre l'intégration de l'électronique dans le coffret. Les dimensions de cet orifice dépendent bien évidemment de la taille de la plaque en aluminium utilisée.

Liste des composants de l'enceinte (pour 1 exemplaire)

Haut-parleurs:

HP1 = Visaton WSP21S (8 Ω)
 HP2 = Visaton DSM50FFL (8 Ω)
 HP3 = Visaton DSM25FFL (8 Ω)

Menuiserie:

aggloméré MDF de 18 mm d'épaisseur:
 faces avant et arrière = $2 \times 864 \times 210$ mm
 faces latérales = $2 \times 900 \times 260$ mm
 faces du haut et du bas = $2 \times 210 \times 296$ mm
 tasseaux de rigidification = $2 \times 210 \times 100$ mm
 et $2 \times 260 \times 100$ mm

ped = $1 \times 210 \times 260$ mm

Divers:

tube basreflex = BR15.34 (longueur de 145 mm)
 3 m environ de câble pour haut-parleur
 ouate de polyester d'amortissement

Liste des composants

Résistances :

R1 = 47 k Ω
 R2, R6 = pont de câblage
 R3, R4 = 5k Ω 23, 1%
 R5, R8, R9 = absentes
 R7, R10, R12, R40, R51 = 10 k Ω
 R11, R13 = 100 Ω
 R14 = 2k Ω 49 1%
 R15 = 220 Ω
 R16, R20 = 150 Ω
 R17, R21 = 12 k Ω
 R18 = 1k Ω 2
 R19, R41, R52 = 1 k Ω
 R22, R23 = 68 Ω
 R24 = 120 Ω /2W5
 R25 = 82 Ω /2W5
 R26 = 330 Ω *
 R27 = 15 k Ω
 R28 = 68 k Ω
 R29 = 560 k Ω
 R30 = 680 k Ω
 R31, R32 = 680 Ω /1 W
 R33 = 2k Ω 74 1%
 R34 = 26k Ω 7 1%
 R35 = 71k Ω 5 1%
 R36 = 5k Ω 49 1%
 R37 = 5k Ω 62 1%
 R38 = 3k Ω 65 1%
 R39, R50 = 470 Ω
 R42, R53 = 27 k Ω
 R43, R54 = 100 Ω /1W5
 R44, R55 = 56 Ω /1W5
 R45, R56 = 3 Ω 3
 R46, R57 = 470 k Ω
 R47 = 9k Ω 53 1%
 R48 = 4k Ω 02 1%

R49 = 54k Ω 9 1%
 P1 = 1 k Ω ajustable
 P2, P3 = 5 k Ω ajustable

Condensateurs

C1, C4 à C6 = absents
 C2, C16, C17, C43 à C48 = 100 nF
 C3 = 47 nF
 C7 = pont de câblage
 C8, C28 = 2 μ F/50 V MKT
 C9, C35 = 82 nF
 C10 = 22 pF
 C11 = 18 pF
 C12, C13 = 47 μ F/10 V radial
 C14 = 100 μ F/10 V radial
 C15 = 22 μ F/16 V radial
 C18, C19 = 100 μ F/40 V
 C20, C30, C39 = 22nF
 C21, C22 = 5nF6
 C23 = 12 nF
 C24 = 56 nF
 C25 = 1nF2
 C26 = 330 nF
 C27, C36 = 220 pF
 C29, C38 = 47 μ F/40 V radial
 C31, C40 = 4 μ F/70 V radial
 C32 à C34 = 2nF2
 C37 = 680 nF
 C41, C42 = 10 μ F/25 V radial
 C49, C50 = 1 000 μ F/40 V*
 C51, C52, C54, C55 = 470 nF
 C53, C56 = 47 μ F/63 V radial

Semi-conducteurs :

D1, D2 = LED 3 mm rouge
 D3, D4 = diode zener 20 V/400 mW
 D5 = 1N4148
 D6 = diode zener 2V7/400 mW

D7 = BAT85
 T1 = BC327
 T2 = BC337
 T3, T4 = BD139
 T5 = BDT88
 T6 = BD140
 T7 = BDT87
 T8 = BC557B
 T9 = BC547B
 IC1 = TL074*
 IC2 = NE5532
 IC3 = NE5534
 IC4, IC5 = TDA1514A (Philips)
 IC6 = 7815*
 IC7 = 7915*

Divers :

K1 = embase Cinch femelle encartable (version isolée le cas échéant)
 Re1 = relais 24 V, 1 200 Ω , à contact travail (tel que Siemens V23127-B0006-A201 par exemple)
 1 radiateur < 0,5 K/W de 200 x 100 mm (tel que Fischer SK47 par exemple)
 1 transformateur secteur 2 x 18 V/80 VA (tel que ILP 31014 par exemple)
 1 transformateur secteur 2 x 25 V/160 VA (tel que ILP 51016 par exemple)
 2 ponts de redressement B100C25000
 4 condensateurs de lissage (capacité minimale de 10 000 μ F/40 V chacun)
 1 entrée secteur du type CEE avec porte-fusible intégré
 1 porte-fusible
 1 fusible 250 V/500 mA à action temporisée
 1 fusible 250 V/1 A à action temporisée

* voir texte

épaisseur (ne pas exagérer cependant) de pâte thermoconductrice, directement contre le radiateur. Après avoir « coudé » les broches de ces composants de façon convenable on les enfichera dans les orifices correspondants sur la platine pour ensuite les souder.

L'interrupteur-secteur, le porte-fusible, les transformateurs, les condensateurs électrolytiques de lissage et l'embase Cinch d'entrée seront tous mis en place sur la partie libre de la plaque en aluminium. Il en va de même pour les deux ponts de redressement, la plaque en aluminium contre laquelle on visera ces composants leur servant alors de radiateur. Il est recommandé de faire appel à une embase cinch femelle **isolée**. Ceci vous permettra d'expérimenter lors de la recherche du point de masse idéal. En règle générale on reliera le contact de masse de l'embase Cinch soit à la plaque métallique, soit au point de masse central des condensateurs de lissage. Il faudra déterminer empiriquement laquelle de ces solutions s'accor-

pagne du niveau de ronflement le plus faible.

Après le montage de tous ces composants on pourra procéder au câblage selon le plan donné en **figure 3**. Le plan de câblage et la liste des composants donnent une valeur de 10 000 μ F pour chacun des condensateurs de lissage de la section des graves. Il s'agit là d'une valeur **minimale**. Il est même recommandé de doubler cette capacité ! Il va sans dire qu'il faudra respecter toutes les mesures de sécurité prévues lors du câblage des lignes véhiculant la tension du secteur. On notera que le circuit comporte deux fusibles : un pour chaque transformateur.

Une fois la réalisation électronique et électrique terminée, on procédera au réglage du courant de repos de l'amplificateur de puissance des graves.

Il faudra, avant la première mise sous tension du circuit, tourner l'ajustable P1 à fond dans les sens anti-horaire de façon à ce qu'il présente sa résistance maximale. On déconnecte ensuite la ligne - 35 V

pour intercaler un ampèremètre dans cette ligne d'alimentation. Après la mise sous tension du circuit on jouera (très prudemment) sur l'ajustable P1 jusqu'à ce que l'ampèremètre affiche une valeur de 50 mA. Après la mise hors-fonction du circuit, on déconnectera l'ampèremètre et on rétablira la liaison entre la ligne - 35 V et le point de connexion correspondant sur la platine.

Le moment de la dernière vérification est maintenant arrivé. Après la mise sous tension du circuit, le relais doit être excité au bout de quelques secondes. Si cela n'est pas le cas, le transistor T8 fournit un courant d'une intensité trop faible pour le relais (on fait appel ici à une source de courant !). Dans ces conditions il faudra augmenter de quelques valeurs E12 la résistance R26. Quelques secondes après la mise sous tension du circuit la tension aux bornes du relais devrait être de 24 V environ.

Avant de procéder au réglage du niveau des sections du médium et des aigus, on vérifiera (une fois

encore peut-être) le niveau des différentes tensions d'alimentations. Il est judicieux de contrôler également si la tension continue présente sur les sorties des amplificateurs de puissance est bien de 0 V environ.

La réalisation électronique se termine finalement avec la mise dans la bonne position (pour cette application) des curseurs de P2 et P3 (ajustage des niveaux de la section du médium et des aigus respectivement). Ultérieurement, lors d'une première écoute des enceintes, on pourra jouer sur ces ajustables pour adapter quelque peu à son goût l'équilibre de tonalité.

La position de base pour ces dispositifs de réglage est cependant la suivante : la résistance relative entre le curseur et la masse est de 55% pour P2 et de 70% pour P3.

La menuiserie

Le coffret (figure 4) de la VIB Tristar II est fait de MDF (*Medium Density Fiberboard* = aggloméré de densité moyenne) de 18 mm d'épaisseur. La construction mécanique est simple mais efficace. Il s'agit en fait d'un coffre rectangulaire doté de deux tasseaux de rigidification qui évitent une mise en vibration des faces latérales du coffret.

Ceux d'entre nos lecteurs qui sont incapables d'effectuer les découpes et l'assemblage peuvent aller, avec le plan de construction, chez un menuisier, voire encore dans un magasin de kits d'enceintes. Une fois les différents panneaux découpés, l'assemblage ne devrait plus poser de problèmes insurmontables. Si l'on travaille d'une façon précise et soignée, le résultat sera parfaitement satisfaisant : on disposera d'une belle enceinte.

On procédera à la découpe, dans la face avant, de quatre orifices : trois pour les haut-parleurs et un quatrième pour le tube à évent. Il faudra également percer un orifice dans la face arrière du coffret : cet orifice servira à l'intégration de l'électronique dans l'enceinte. On notera que sur le plan de la figure 4 la face arrière n'est dotée que d'un orifice rond pour la boîte de connexion pour le câble venant de l'amplificateur.

La photo de la figure 5 montre qu'il est nécessaire de découper un orifice rectangulaire de 21 x 24 cm, de manière à ce que la platine, dotée par exemple de quatre entretoises de 20 mm, puisse reposer sur le fond et

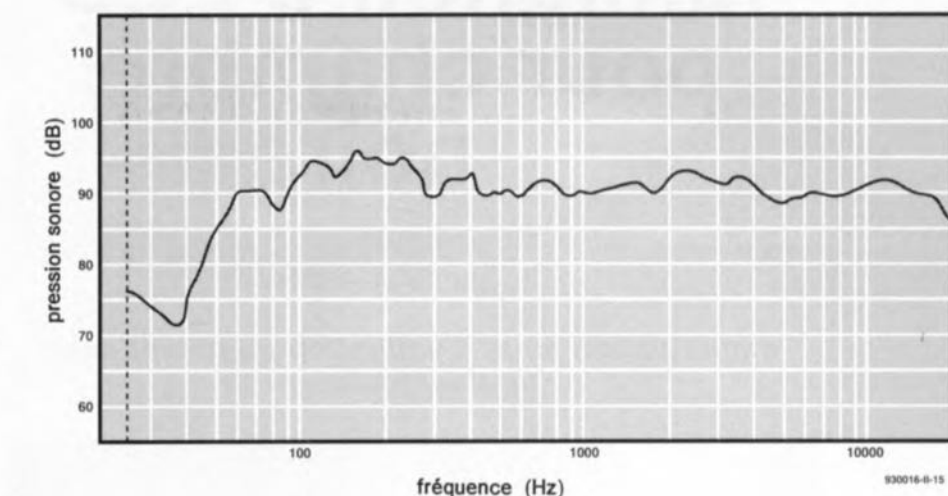


Figure 6. La réponse en fréquence de la VIB Tristar II « activée ».

que ce soit la plaque en aluminium (dotée d'un ruban d'étanchéité) qui assure la fermeture complète de l'enceinte.

Une fois percés tous les orifices nécessaires, on pourra procéder à la finition (laque ou feuilles de placage) de l'enceinte. Cette phase de la réalisation terminée il ne vous reste qu'à revêtir l'intérieur du coffret (à l'exception cependant de la partie située en dessous du tasseau de rigidification inférieur) d'une couche d'ouate de polyester. Après avoir doté chacun des haut-parleurs d'un câble de connexion de longueur et de section convenable, ceux-ci sont montés dans la face avant du coffret. Il ne vous reste plus, pour finir, qu'à connecter ces câbles aux points correspondants (attention à la polarité !) présents sur la platine, qu'à visser le panneau en aluminium avec l'ensemble électronique dans la face arrière de l'enceinte et qu'à appliquer un signal de niveau « Ligne » à l'embase d'entrée de chacune de vos enceintes pour que ce tour de magie soit joué.

La figure 6 montre la réponse en fréquence de la VIB Tristar II « activée », mesurée à une distance de 1,5 m. On notera que cette courbe est quasi-identique à celle de la version passive de l'enceinte. Grâce à la commande directe et aux meilleures possibilités de contrôle de l'électronique, le son produit par l'enceinte donne une impression beaucoup plus nette (et ce en dépit de la réponse en fréquence pratiquement identique). Si, lors d'une première écoute, vous voulez augmenter ou diminuer le niveau du médium ou des aigus, il suffit de jouer sur les ajustables P2 et P3 respectivement. Notons, en guise de conclusion à cet article, que rien ne vous empêche de remplacer

les ajustables P2 et P3 par de vrais potentiomètres que l'on montera dans la plaque en aluminium. De cette façon il n'est plus nécessaire, à chaque fois que l'on désire adapter le réglage des étages de sortie du médium ou des aigus, de démonter l'ensemble de l'électronique.

Notons qu'il faudra, pour établir la connexion des potentiomètres aux points correspondants de la platine, faire impérativement appel à du câble blindé !



Figure 5. Photo illustrant l'assemblage, sur une plaque en aluminium, de l'électronique et les deux « modules » d'alimentation. On notera que la photo a été faite avant de procéder au câblage de l'ensemble.

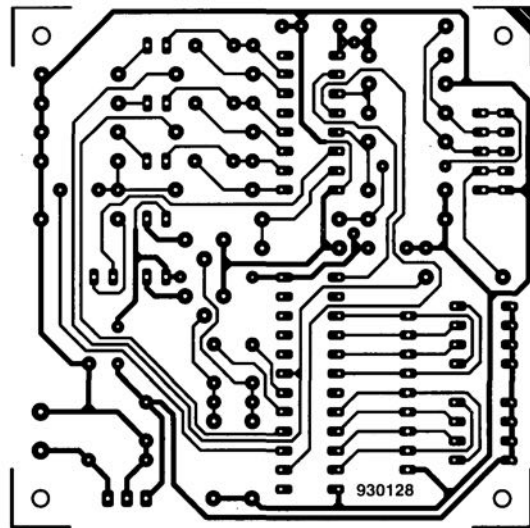
3615 Elektor

AVANT-PREMIÈRE

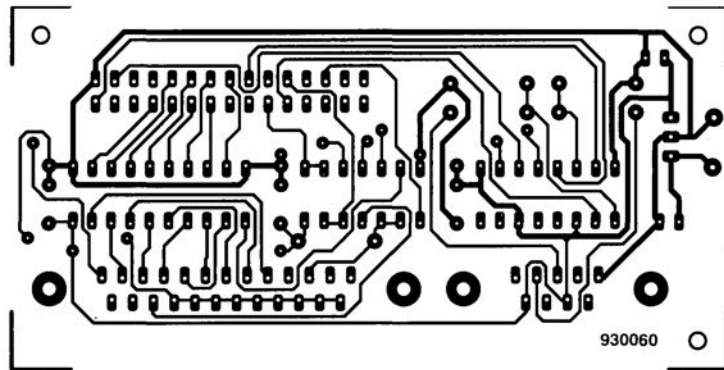
POUR SAVOIR TOUT CE QUE VOUS RÉSERVE ELEKTOR
DANS SON NUMÉRO À VENIR, METTEZ VOTRE MINITEL À
CONTRIBUTION ET FAITES UN TOUR SUR LE 3615-ELEKTOR.

CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE

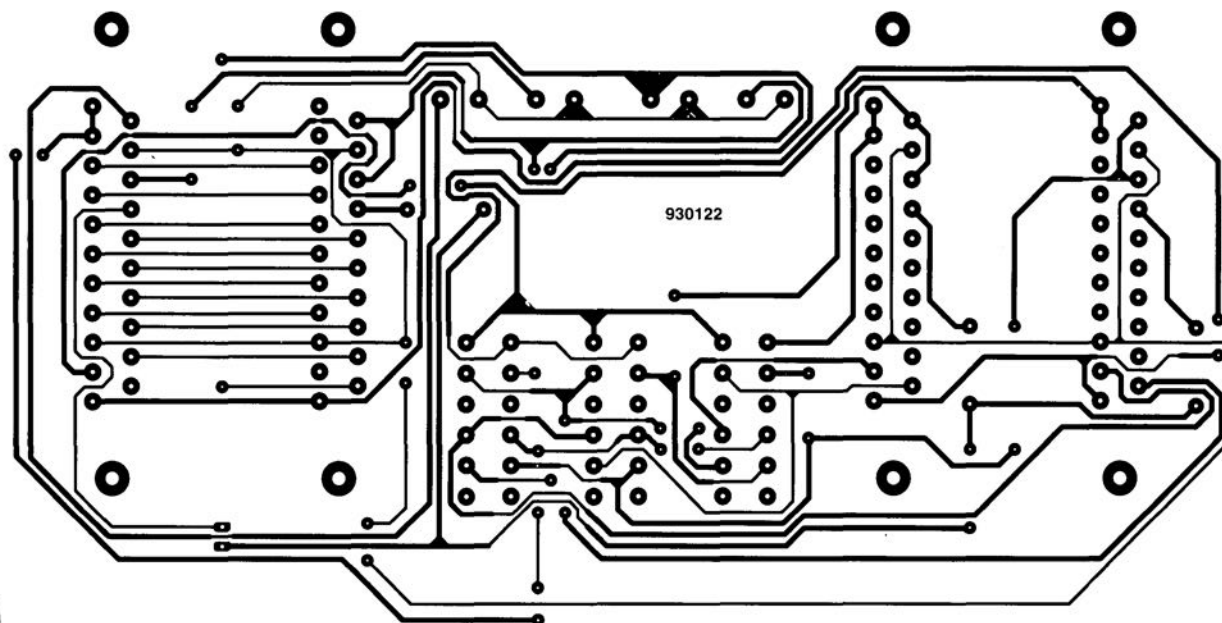
testeur de bus I²C →



mini-interface d'E/S ↓

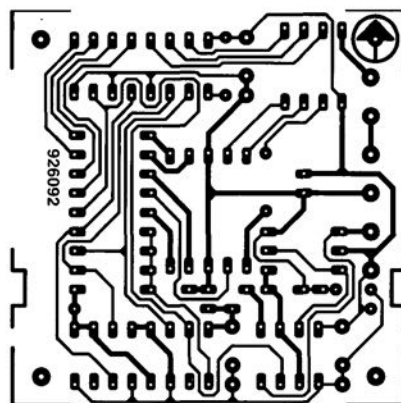


CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE

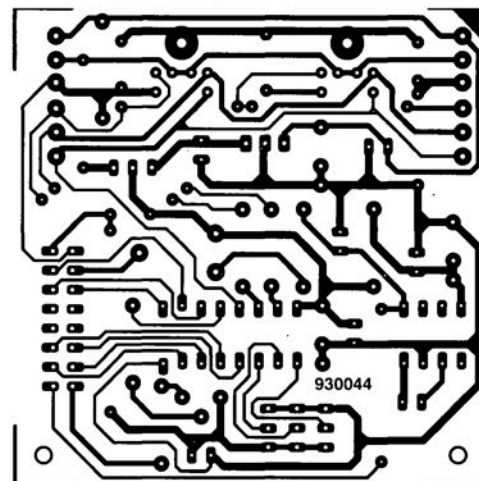


central de commutation PÉritel ↑

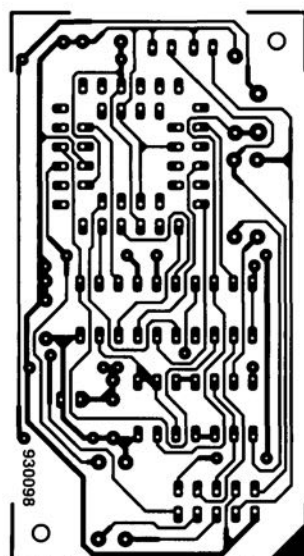
numé-dé ↓



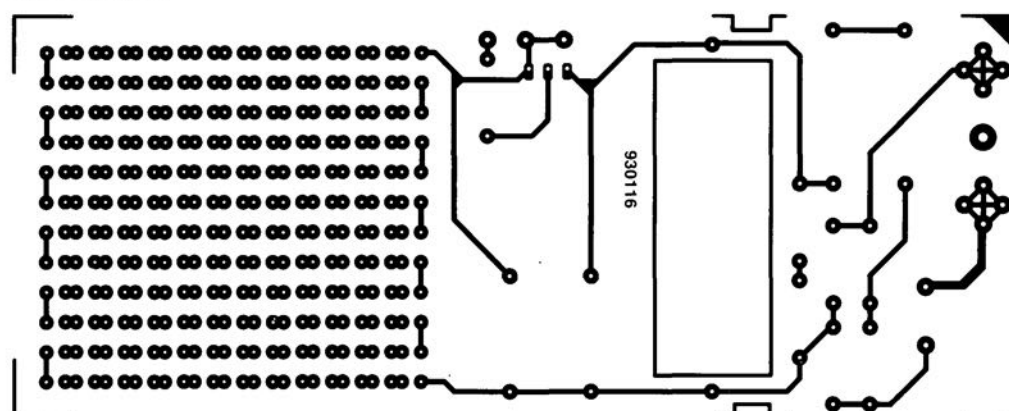
affichage alphanumérique ↓



inhibiteur de copybit ↓



lumignon à LED ↓



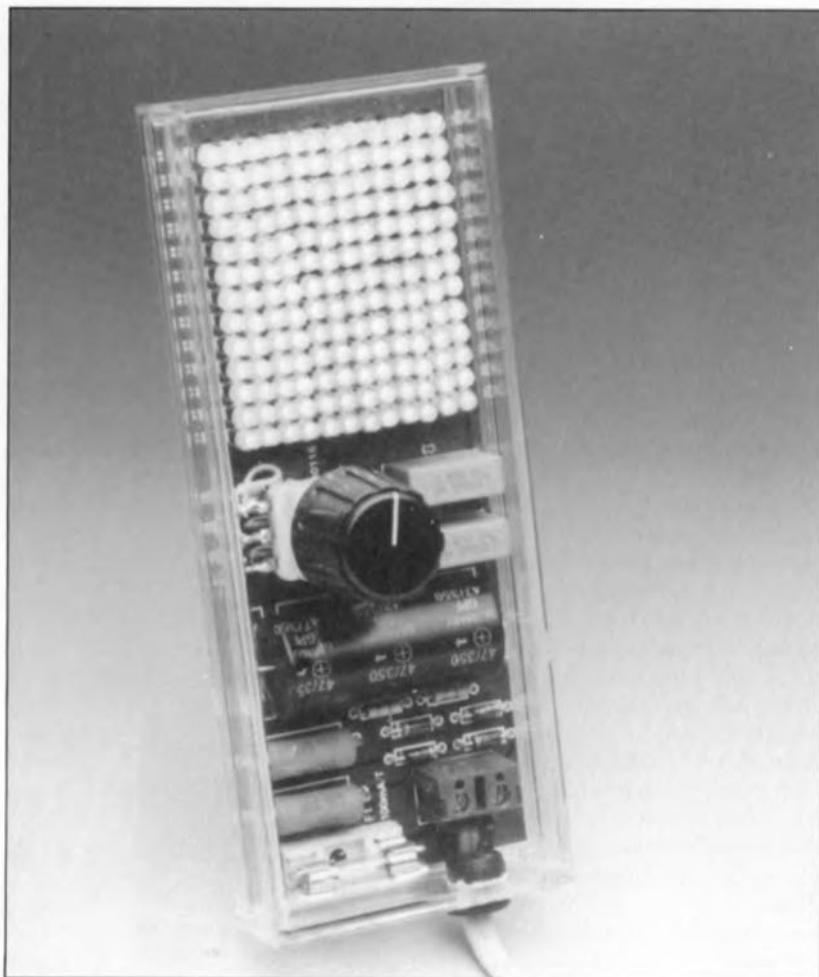
lumignon à LED pour chambre noire



projet : F. Stolpe

manipulation sous illumination du papier pour photos couleurs

PHOTOGRAPHIE



Si tant est que l'on veuille y voir quelque chose en chambre noire, lors du traitement des photos en couleurs, il est nécessaire de faire appel à un éclairage très spécial et ... relativement onéreux. On a découvert que le papier utilisé pour les photos en couleurs est en fait insensible à la lumière d'une certaine longueur d'onde. Quel concours de circonstances étonnant ! Il existe des diodes électroluminescentes (des LED donc) qui émettent une lumière ayant cette caractéristique très spécifique. En faisant appel à un grand nombre de ces composants, on arrive à réaliser un éclairage pour chambre noire tout à la fois efficace et inoffensif. Nous ne doutons pas le moins du monde qu'il existe, par ailleurs, un grand nombre d'autres applications pratiques envisageable pour le type de « luminaire » faisant l'objet de cet article.

À l'époque des photos en noir et blanc déjà, on travaillait avec du papier réputé insensible à une couleur donnée de la lumière. Vous n'êtes pas sans savoir en effet que la lumière, exception faite de la lumière cohérente du laser, est constituée de toute une série de couleurs de longueurs d'ondes différentes. On pouvait, de cette façon, « illuminer » sa chambre noire pour voir ce que l'on « fabriquait » lors des manipulations du papier à photos. On avait à l'époque opté pour la lumière de couleur rouge et, comme la couleur précise n'avait qu'une importance toute relative, il était suffisant d'utiliser une ampoule à incandescence « ordinaire », au verre de couleur rouge.

Dans le cas de la photographie en couleurs les choses se compliquent très sensiblement. Le papier pour les photos en couleurs est sensible à, comme on pouvait l'imaginer, **toutes** les couleurs. On est cependant arrivé à insensibiliser ce genre de papier à une couleur bien distincte qui connaît cependant une définition très stricte : il faut en effet qu'elle ait une longueur d'onde comprise entre 580 et 600 nm.

Le choix de cette longueur d'onde s'explique par le fait que le type d'ampoule spécial que l'on envisageait d'utiliser – une ampoule à vapeur de sodium puisque c'est en fait d'elle qu'il s'agit – se caractérise par 2 lignes spectrales (de 588,99 et de 589,59 nm respectivement) ce qui veut tout simplement dire qu'elle diffuse une lumière de ces longueurs d'onde. C'est malheureusement son prix élevé qui constitue l'inconvénient majeur de ce genre d'ampoules. Il revient moins cher, mais c'est moins pratique, de faire appel à une ampoule ordinaire dotée d'un filtre passe-bande spécial très étroit. On notera cependant que cette dernière solution demande elle aussi des sacrifices financiers... appréciables.

Quoi de plus logique donc que de réaliser soi-même son propre éclairage pour chambre noire, d'autant plus que la solution est si simple : les LED jaunes diffusent une lumière dont le spectre atteint, comme l'illustrent les courbes de plusieurs couleurs de LED représentées en figure 1, son maximum à une longueur d'onde $[\lambda]$ de 590 nm. Il faut cependant reconnaître que cette lumière – tout comme celle d'une ampoule dotée d'un filtre passe-bande d'ailleurs – n'est pas délimitée aussi étroitement que celle d'une ampoule à vapeur de sodium. La largeur exacte du spectre d'une LED

dépend de son fabricant et de son type. Il est donc recommandé, avant d'installer définitivement notre système d'éclairage à LED dans votre chambre noire, de commencer par procéder à un test (dit « de voile ») pour bien vérifier que la lumière émise n'a pas la moindre influence sur le papier à photos utilisé.

La faible luminosité individuelle des LED – 10 à 20 milli-candela [mcd] pour des LED standard et 100 mcd au maximum pour des LED à haut rendement – constitue sans aucun doute un autre problème. La solution la plus évidente pour ce problème consiste à faire appel à ... un nombre important de LED !

Le lumignon à LED

Pour éviter que l'éclairage à LED pour chambre noire que l'on envisage de réaliser ne revienne aussi cher, voire plus cher encore qu'un modèle comparable disponible dans le commerce, il faudra veiller à limiter au strict nécessaire (exception faite des LED bien entendu) le nombre de composants requis et faire appel uniquement à des composants les plus « standard ». Vu les dimensions, le poids et le prix de l'objet en question, il serait même préférable de ne pas avoir à faire appel à un transformateur secteur.

Comme le montre le schéma de la **figure 2** nous sommes bien arrivés à nous passer de ce composant encombrant et coûteux. La mise en série de 156 LED (au maximum), permet d'utiliser directement la tension du secteur une fois redressée. Le nombre exact de LED à mettre en série dépend de la couleur des LED utilisées (cf. **tableau 1**).

Tableau 1. Tension directe et nombre de LED à utiliser pour le lumignon à LED pour chambre noire.

couleur	tension directe [V]		nombre
	typ.	max.	
jaune	2,2	2,6	130
vert	2,2	2,6	130
rouge	1,6	2,0	156
bleu	4,0	8,0	65
I.R.	1,5	2,0	156

Dans le cas du lumignon pour chambre noire nous allons faire appel, bien entendu, à des LED jaunes et à elles seules. Les autres couleurs mentionnées dans le tableau 1 pourront être utilisées pour d'autres applications, sujet auquel

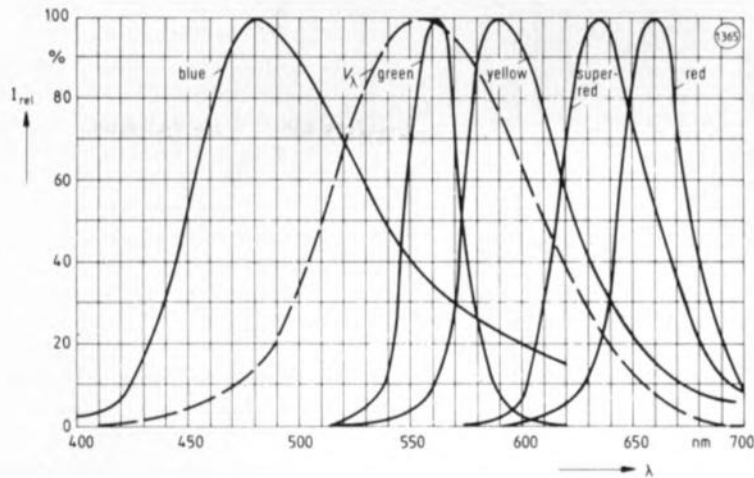


Figure 1. Spectre de la lumière émise par des LED de différentes couleurs (source: Siemens, Optoelectronics Databook 1990)

nous reviendrons un peu plus loin.

La tension d'alimentation pour les LED est, nous venons de le mentionner tout juste, dérivée directement du secteur. Cela signifie qu'il est requis de respecter scrupuleusement toutes les règles de la sécurité impliquées par cette approche. La tension du secteur arrive au circuit à travers le bornier encartable K1. Cette technique est à la fois simple et sûre. Via le fusible F1, la tension du secteur atteint ensuite le pont de redressement réalisé à l'aide des diodes D1 à D4. Le fusible nous met à l'abri de l'éventualité d'une situation potentiellement dangereuse (dont le résultat pourrait être un incendie ou tout autre désastre). Lors de l'application de la tension du secteur au circuit, les deux paires de résistances R1/R2 et R4/R5 limitent à une valeur acceptable de 0,5 A environ la crête

du courant de charge vers le condensateur C1 qui, à cet instant, est encore complètement déchargé. Cette mesure de sécurité évite que le fusible ne rende l'âme prématurément. La tension aux bornes du condensateur C1 est de 325 V environ, valeur correspondant à la valeur de crête de la tension secteur (230 V ≈). Pour éviter que C1 ne garde cette tension – dangereuse, c'est le moins que l'on puisse dire – trop longtemps après une mise hors-fonction du lumignon, les 2 paires de résistances R1/R2 et R4/R5 sont prises en parallèle sur C1. Ces résistances provoquent la disparition, au bout de quelques secondes, de la tension « stockée » dans C1. On notera que le courant traversant les LED se charge également de « consommer » la tension stockée dans C1. Les résistances R1 et R4 garantissent cependant que la

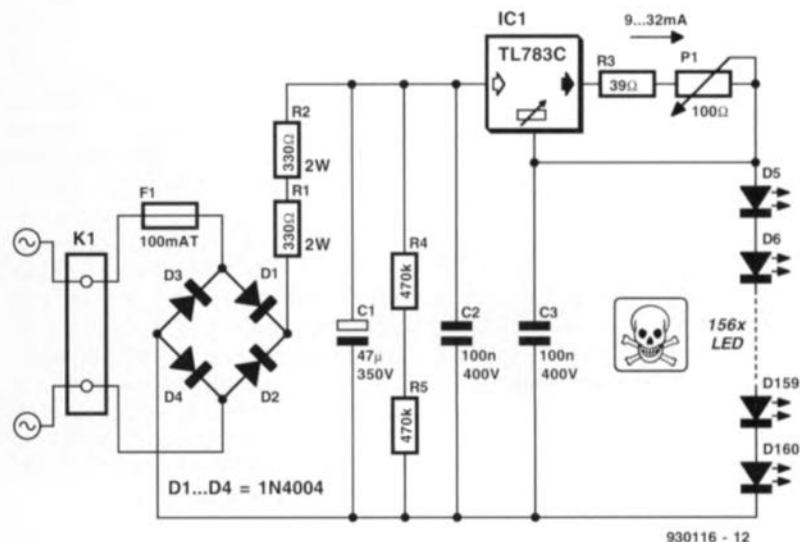


Figure 2. L'électronique du lumignon est on ne peut plus simple : un pont de redressement, une source de courant et des LED... beaucoup de LED.

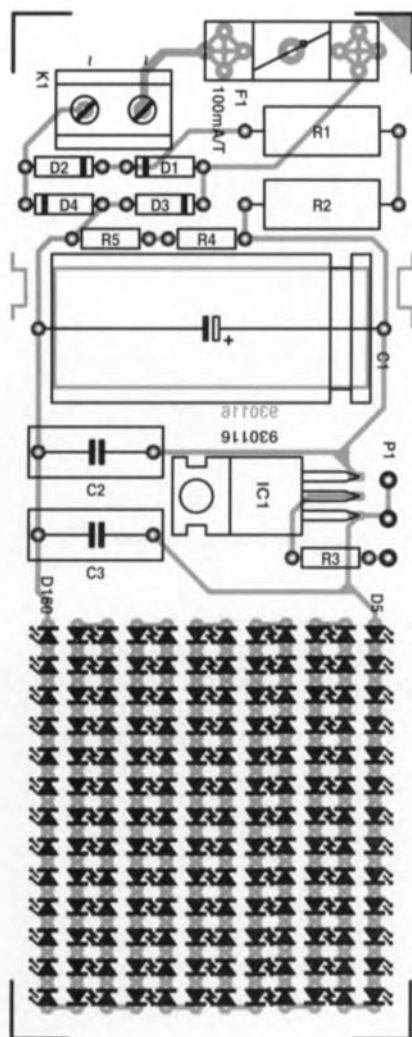


Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du lumignon à LED pour chambre noire. La platine a été conçue pour une intégration facile dans un boîtier Heddlic transparent.

Liste des composants

Résistances :

R1, R2 = 330 Ω /2 W

R3 = 39 Ω

R4, R5 = 470 k Ω

P1 = potentiomètre 100 Ω (axe et boîtier doivent impérativement être en plastique)

Condensateurs

C1 = 47 μ F/350 V

C2, C3 = 100 nF/400 V

Semi-conducteurs :

D1 à D4 = 1N4004

D5 à D160 = LED 3 mm (cf. tableau 1)

IC1 = TL783C

Divers :

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

F1 = porte-fusible encartable avec fusible de 100 mA à action temporisée

1 boîtier (tel que Heddlic Profi par ex.)

décharge de C1 s'effectue en un minimum de temps. On notera qu'il ne faudra en aucun cas remplacer la **paire** de résistances R4/R5 par un exemplaire **unique** (de 1 M Ω). Les résistances standard sont en effet prévues pour une tension maximale de 200 V, valeur insuffisante dans le cas des 325 V présents aux bornes de C1. La répartition de cette tension sur 2 résistances permet d'utiliser des exemplaires de résistances « ordinaires ».

Dans le circuit du lumignon, le régulateur de tension IC1 fait office de source de courant. Nous faisons appel à l'une des caractéristiques spécifiques de ce composant. Le TL783C s'efforce en effet de maintenir à 1,25 V très exactement la différence en tension existant entre sa sortie et son entrée de régulation. Cela signifie que nous pouvons, avec les valeurs données pour R3 et P1, régler à toute valeur comprise entre 9 et 32 mA l'intensité du courant fourni par IC1 aux LED. Sachant que IC1 maintient l'intensité du courant traversant les LED à une valeur constante, ni une variation de la tension du secteur, ni une dérive de la tension directe des LED ne peut avoir d'influence sur la luminosité de notre lumignon. On remarquera cependant que ces deux situations « anormales » ont un effet garanti sur la valeur de tension aux bornes de IC1 ! Une éventuelle déviation de la valeur typique de la tension directe en particulier aura, vu le nombre important de LED concerné, une influence très sensible. Une dérive aussi faible que 0,1 V par LED se traduira, dans le cas du lumignon, en une différence totale dépassant 10 V.

Le tableau 1 illustre nettement qu'il peut y avoir une différence importante entre la valeur maximale et la valeur typique de la tension directe d'une LED. La tension aux bornes de IC1 dépend aussi de l'intensité lumineuse fournie par le lumignon (et donc de la position du potentiomètre P1). Pour éviter que cela n'ait comme résultat une surcharge du régulateur de tension, nous faisons appel ici à un TL783C (au lieu du 317 classique). Le TL783C supporte une différence en tension de 125 V entre son entrée et sa sortie. Dans le cas du 317 cette valeur n'est que de 35 V, valeur à l'évidence trop faible pour notre application.

Construction

La **figure 3** montre la représentation de la sérigraphie de l'implantation

des composants du lumignon à LED pour chambre noire. Le circuit est cependant si simple que l'on n'aura pas le moindre problème à le réaliser sur une platine d'expérimentation à pastilles. Il est requis dans ce cas-là, vu que la tension secteur est appliquée directement au circuit imprimé, de supprimer toutes les pastilles ne servant pas à la fixation d'un composant. Pour ce faire il suffit de bien chauffer la pastille en question à l'aide du fer à souder pour l'enlever ensuite à l'aide de la pointe d'un couteau de poche à pointe fine ou d'un petit tournevis.

Peu importe que vous préfériez faire appel à un circuit imprimé (gravé donc) ou à une platine d'expérimentation, il est recommandé de mettre l'électronique constituant le lumignon dans le coffret Heddlic transparent (cf. liste des composants). À condition, ensuite, de ne pas oublier de doter d'une bride anti-arrachement le cordon secteur avant qu'il ne sorte du boîtier, votre exemplaire du lumignon à LED pour chambre noire répondra à toutes les exigences de sécurité.

Il faudra, pour pouvoir faire glisser la platine dans le boîtier Heddlic, doter les deux côtés les plus longs de la platine de deux encoches (cf. la sérigraphie de la figure 3, à la hauteur de C1). Pour éviter que l'on ne se trouve dans l'impossibilité de refermer le boîtier en raison du diamètre important du condensateur C1, on découpera un orifice rectangulaire en regard de l'endroit où, plus tard, devra se loger ce composant à l'embonpoint relativement volumineux.

Si l'on préfère faire appel à un autre boîtier ne permettant pas un blocage mécanique sans fixation de la platine, il faudra augmenter les dimensions de celle-ci de façon à pouvoir la doter, aux 4 coins, d'orifices de fixation.

Les LED

Nous avons, dans le tableau 1 de la page précédente, indiqué le nombre de LED nécessaire en fonction de la couleur choisie. Pour des raisons esthétiques nous avons arrondi ce nombre à un multiple de 13, ce qui permet d'installer des rangées complètes. Les rangées inutilisées doivent être « pontées » à l'aide d'un pont de câblage. Si tant est que l'on veuille installer le maximum de LED possible, il faudra veiller à ce que la tension aux bornes de cette série de LED ne soit pas supérieure à 290 V.

Si vous envisagez de faire appel à un

nombre moins important de LED, la tension aux bornes de IC1 deviendra plus élevée. Pour éviter que cette tension ne devienne supérieure à 125 V, la tension aux bornes de la série de LED ne devrait pas tomber en-deçà de 200 V. Pour certaines des couleurs proposées, le tableau indique un nombre qui correspond au maximum de LED (156) qu'il soit possible d'implanter sur la platine telle que nous l'avons dessinée. Dans ces cas-là, il ne s'agit donc pas du nombre maximal de LED susceptible d'être piloté par le reste de l'électronique. Si, dans ces conditions, vous faites appel à une platine d'expérimentation, il devient possible d'augmenter le nombre de LED à mettre en série. Il suffit de quelques calculs simples pour déterminer le nombre exact de LED à utiliser.

Il va sans dire que nous avons conçu le circuit pour une utilisation avec des LED jaunes. Dès lors que l'on choisit le nombre de LED adéquat (cf. tableau 1), le circuit convient pour des LED de n'importe quelle couleur. On notera cependant que le courant fourni par IC1 est destiné à la commande de LED « standard ». Dans le cas de LED à faible consommation ou à haute luminosité, LED aussi dites à haut rendement, le courant maximal admissible est sensiblement moins important. Si l'on envisage de faire appel à ce genre de LED il faudra adapter la valeur de la résistance R3 et du potentiomètre P1 de manière à avoir l'intensité I requise répondant à la formule suivante :

$$I = 1,25 / (R3 + P1).$$

Si l'on veut réaliser un luminaire à infra-rouge (IR), l'inverse est vrai : les LED IR ont en effet besoin d'un courant plus important (de l'ordre de 100 mA).

La lecture des paragraphes précédents vous aura sans aucun doute fait conclure que notre petit montage convient pour la commande de toutes sortes de LED, ce qui est bien le cas. Il est recommandé cependant de toujours bien s'assurer auparavant du courant requis par le type de LED que l'on envisage d'utiliser. Il faudra également mesurer (à des courants différents) quelle est la tension directe aux bornes des LED choisies.

En fait, seul un manque d'imagination pourrait constituer une limite aux domaines d'applications (autres que la chambre noire) de notre lumignon. Il suffit, tout simplement déjà, de changer la disposition des LED

mises en série pour que le circuit prenne un aspect tout différent. En faisant appel à des LED IR on pourrait, par exemple, utiliser le lumignon lors de séances de photographie aux infra-rouges, pour illuminer un animal nocturne à photographier à l'aide d'une caméra CCD par exemple.

Le test de voile

Le dernier paragraphe de cet article est consacré à la description (qui pourra peut-être paraître superflue à la plupart de nos lecteurs-photographes) du test de voile à effectuer avant l'utilisation courante du lumignon dans votre chambre noire. Il est recommandé, avant d'installer définitivement le lumignon dans votre chambre noire, de bien vérifier que la lumière qu'il émet n'a pas la moindre influence sur le type de papier pour photos en couleurs que vous utilisez.

Pour procéder à ce simple test on commence par fixer le lumignon à la position que l'on envisage de lui donner définitivement. On dépose ensuite une feuille de papier à photo à l'endroit le plus proche du lumignon que l'on risque d'atteindre lors d'une séance en chambre noire. On protège par recouvrement la moitié de cette feuille pour exposer la partie « nue » de la feuille pendant 2 minutes environ à la lumière du lumignon qui reste à l'endroit où il se trouve.

On effectue ensuite le développement de cette feuille de papier pour vérifier qu'il n'existe en fait pas la moindre différence entre la partie exposée et la partie protégée. Si, par malheur, on devait constater une différence, il faudra baisser le niveau de luminosité du lumignon, ou, solution plus draconienne encore, faire appel à un autre type de LED jaunes. Dans ces deux cas il vous faudra, en guise de vérification, procéder à un nouveau test de voile.

Pour éviter d'être obligé, à posteriori, de remplacer plus d'une centaine de LED on pourrait, avant de procéder à la réalisation du montage, effectuer un test avec différents types de LED jaunes. Pour ce faire on connecte quelques LED d'un type mises en série, via une résistance de limitation de valeur convenable, à une pile de 9 V. On expose ensuite une feuille de papier à photos à la lumière émise par ces LED.


Après avoir développé cette feuille rien n'est plus facile que d'estimer quel est le type de LED convenant à la réalisation du lumignon. 



Figure 4. Le prototype du lumignon, tel qu'il a été construit par l'un de nos lecteurs, Mr. Stolpe, qui a mis l'ensemble dans une boîte de congélation translucide. Un tel boîtier convient sans le moindre problème à condition pourtant de bien fixer la platine à ses quatre coins et ce à l'aide de vis en nylon de préférence.



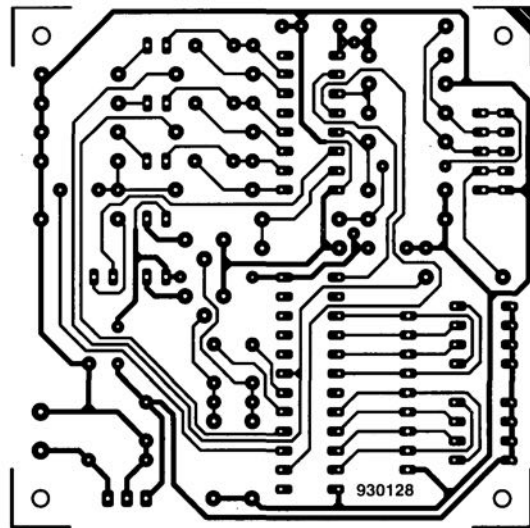
diode

électroluminescente

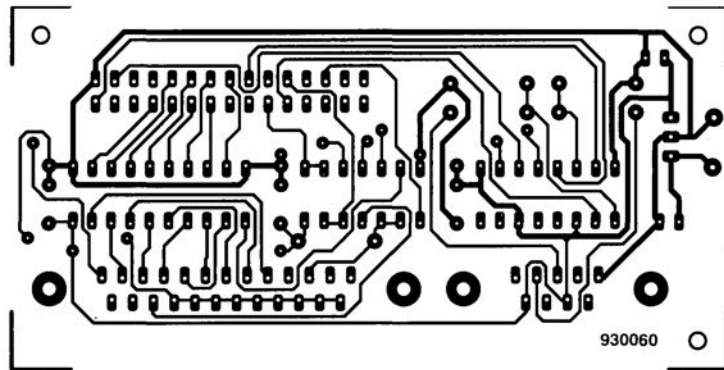
À l'image d'une diode ordinaire, la diode électroluminescente, en raccourci la LED, est constituée d'un morceau de matériau semi-conducteur comportant une partie N et une partie P. Si l'on applique à ce matériau semi-conducteur un courant dans le sens passant, dit sens direct, on a dans la couche de jonction des parties N et P recombinaison des électrons et des trous avec émission de photons : en d'autres termes, production de lumière. Ce type de production de lumière est dit luminescence de jonction PN. Les jonctions de diodes au germanium et au silicium connaissent aussi ce phénomène, mais le rendement est trop faible pour que la lumière soit visible.

CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE

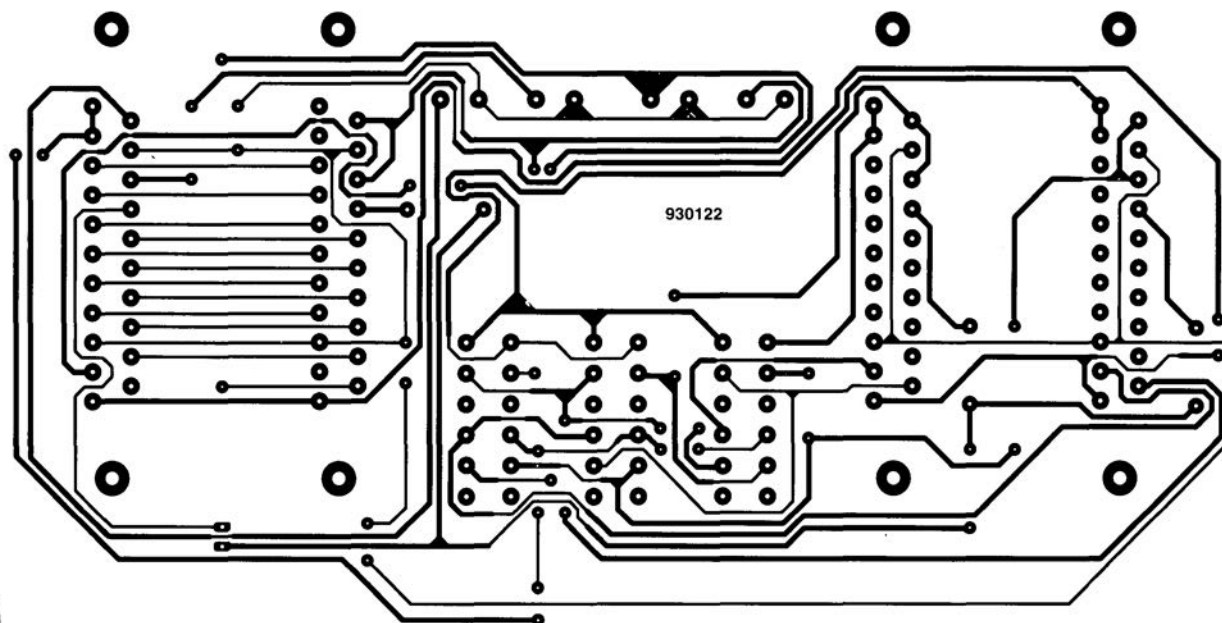
testeur de bus I²C →



mini-interface d'E/S ↓

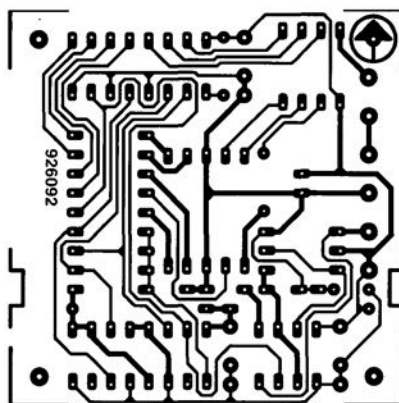


CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE

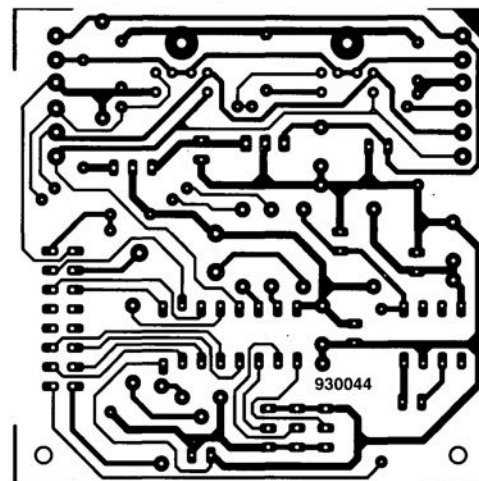


central de commutation Péritel ↑

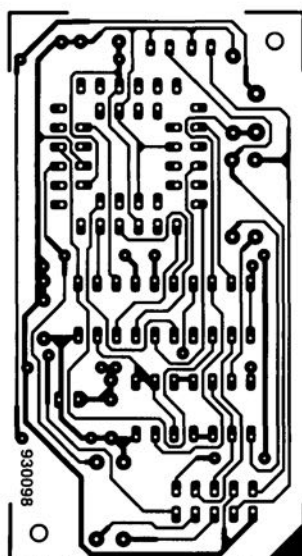
numé-dé ↓



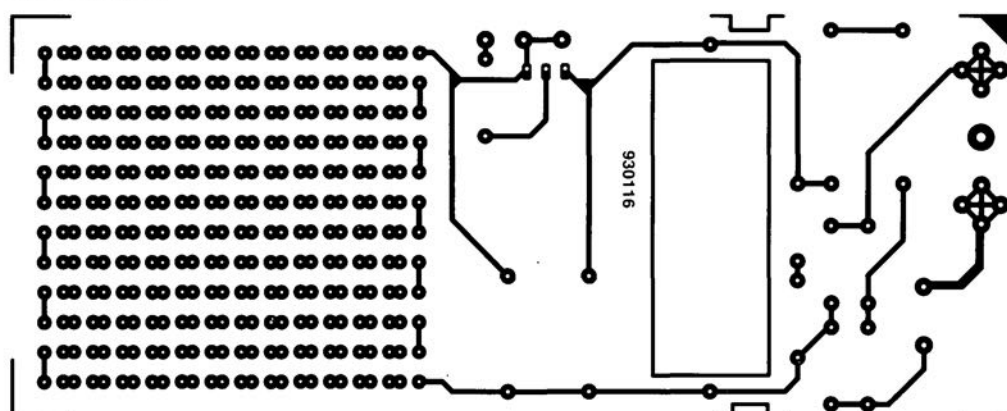
affichage alphanumérique ↓



inhibiteur de copybit ↓

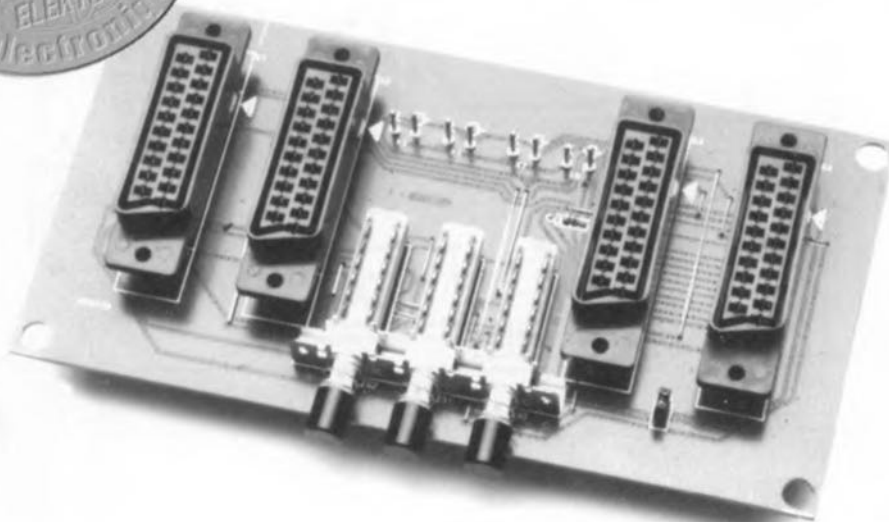


lumignon à LED ↓



central de répartition Péritel

interface de commutation entre votre caméra, votre (voire vos) magnétoscope(s) et votre téléviseur



Vu que de plus en plus de foyers disposent non seulement d'un (voire plusieurs) magnétoscope(s) mais encore d'un caméscope, ils se sont trouvés confrontés à un nouveau problème, celui de la commutation des signaux vidéo de sources diverses. Dans une installation audio cette tâche est confiée au (pré)amplificateur. Il faudrait, pour résoudre ce problème, imaginer une sorte de préamplificateur vidéo. C'est très exactement là l'ambition et la fonction de ce central de répartition Péritel.

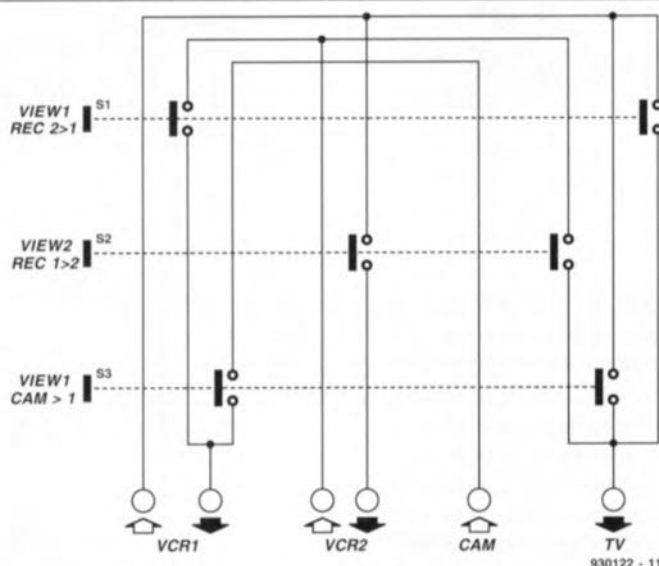


Figure 1. Ce synoptique montre les différentes connexions qu'il est possible d'établir entre les différentes embases, dont certaines sont bidirectionnelles, que comporte le central de répartition Péritel.

Il y a 20 ou 30 ans, la situation des appareils audio rappelait beaucoup celle que l'on rencontre aujourd'hui avec les systèmes vidéo. On disposait alors d'un récepteur radio avec une entrée pour un tourne-disque (*pick-up*) (aujourd'hui un poste de télévision doté d'une entrée vidéo). Mais lorsqu'alors apparut le magnétophone et que le récepteur radio se subdivisa en un tuner et un amplificateur on fut forcé de trouver une solution pour mettre les différentes sources de signal en contact avec l'amplificateur et/ou d'éventuels magnétophones.

Nous ne sommes pas encore confrontés à une installation vidéo de concept rappelant celui du système audio évoqué plus haut, mais il n'est plus exceptionnel de trouver des foyers dans l'Hexagone et les pays limitrophes disposant d'un, voire deux, magnétoscopes et d'un caméscope.

Le fait que le téléviseur soit doté d'une seconde prise Péritel (connue sous l'appellation SCART dans le reste l'Europe) ne constitue pas une solution à notre problème vu qu'il est dans la majorité des cas impossible de transférer les signaux d'image d'une prise à l'autre. Si vous voulez que votre installation audio ait un confort d'utilisation approchant celui d'une chaîne audio moderne, vous pourrez soit acheter un appareil dans le commerce, soit vous faire plaisir en réalisant vous-même le central de répartition Péritel l'objet de cet article.

Le synoptique

Le concept sur lequel repose le central de répartition Péritel est en fait simple et direct : il s'agit, à l'aide de commutateurs, d'établir des liaisons qu'il faut également pouvoir, à volonté, interrompre. Les commutateurs en question sont d'un type fort populaire il y a un lustre ou deux, presque oublié dans les réalisations d'Elektor puisque resté inutilisé depuis bon nombre d'années. Il s'agit d'un ensemble de boutons-poussoirs mécanique agencé de telle manière qu'à tout instant un seul bouton-poussoir puisse être enclenché. Les plus anciens d'entre vous doivent encore se souvenir de ces séries de boutons-poussoirs qui équipaient force téléviseurs des premières générations.

L'avantage de ce genre de combinaisons de boutons-poussoirs modulables est qu'il est possible, par choix du nombre de commutateurs, de déterminer le nombre de positions, 1 à 10, de la combinaison et en outre qu'il existe des commutateurs à poussoir à 2, 4, 6, 8 voire 10 inverseurs.

Un tel ensemble est donc notablement plus souple qu'un commutateur rotatif tel que nous les utilisons en règle générale et présente l'avantage majeur de pouvoir être monté directement sur un circuit imprimé sans nécessiter la pose d'un câblage entre les contacts du rotacteur et la platine. L'avantage d'un rotacteur est d'être plus facile à implanter dans la face avant vu qu'il ne nécessite le perçage que d'un unique orifice, alors qu'il faudra, dans le cas d'un système à boutons-poussoirs modulable percer un nombre de trous égal au nombre de boutons-poussoirs. Mais avec le temps, la plupart de nos lecteurs sont, n'est-ce-pas, devenus des experts en tôlerie/chaudronnerie.

L'électronique

Le schéma du central de répartition Péritel vous est proposé en **figure 2**. Pour éviter de rendre le montage trop compliqué nous avons opté de ne pas câbler le central de répartition Péritel ni pour la norme S-VHS, ni pour Hi8, ni pour le son stéréophonique. Cette approche permet de nous limiter à la commutation d'un signal audio et d'un signal vidéo par interconnexion. À y regarder de près, le schéma de la figure 2 n'est en fait ni plus ni moins qu'une version double du synoptique de la figure 1. Les liaisons audio et vidéo vont toujours de pair.

Pour accroître les possibilités offertes par le central de répartition Péritel nous avons établi, en parallèle sur le socle Péritel n°3 prévu pour un éventuel troisième magnétoscope, une connexion pour caméscope qui prend l'aspect physique des embases Cinch K5 et K6.

Notons que cette troisième embase pour magnétoscope est unidirectionnelle, le magnétoscope y étant connecté ne pouvant que fournir un signal; il n'y a pas, sur K3, de signal à enregistrer. La plupart des magnétoscopes fournissent, via la prise Péritel, un signal de commutation servant à la commutation automatique vers le signal vidéo externe – celui en provenance du magnétoscope en l'occurrence – du téléviseur auquel ils sont branchés. Les diodes D1 à D3 relient les 3 signaux de commutation au téléviseur sans que les magnétoscopes ne s'auto-influencent. Si vous préférez garder les rênes en main et pouvoir procéder à une commutation manuelle du téléviseur, vous pourrez omettre de mettre le cavalier de court-circuit JP1 en place, et laisser ouverte la dite paire de contacts.

En guise de touche de finition nous avons relié le son TV entrant par le

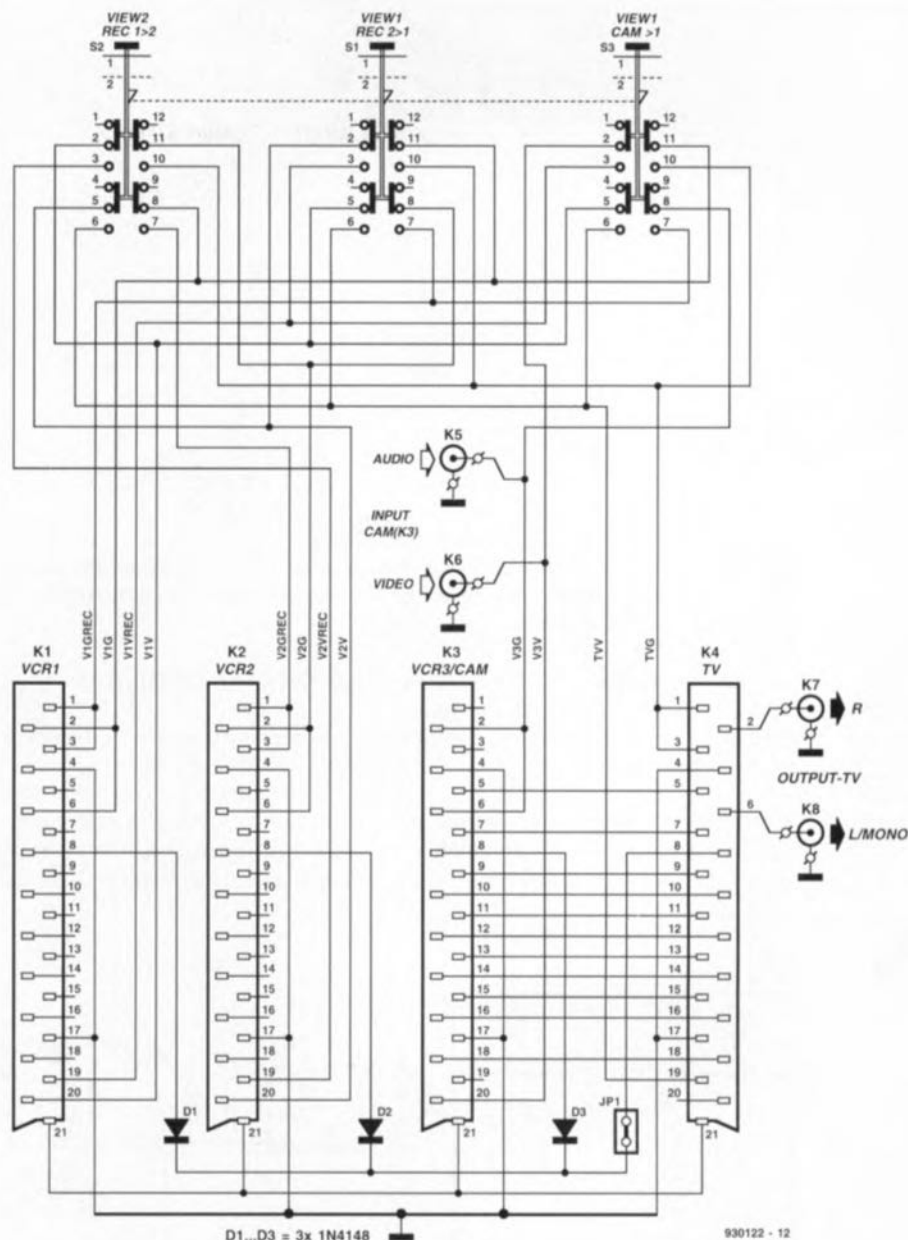
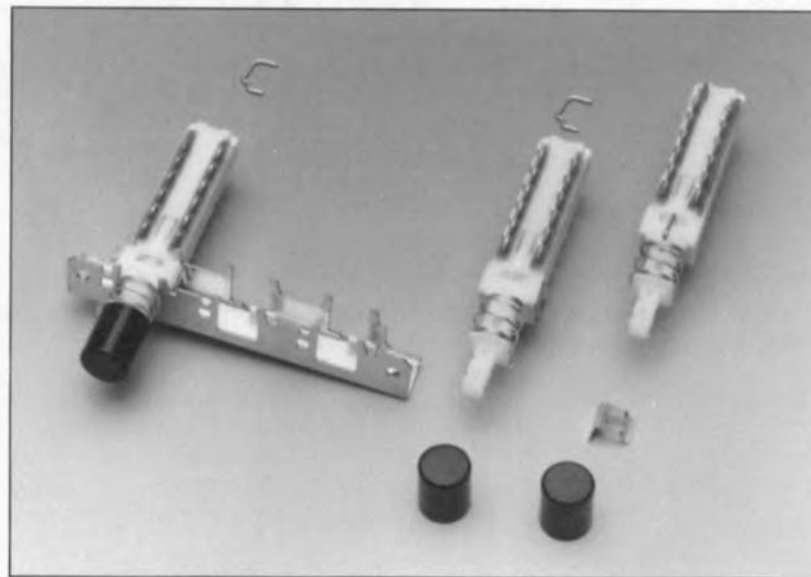


Figure 2. Le composant le plus commun rencontré sur le central de répartition Péritel est en fait du câblage qui prend ici la forme de pistes. L'électronique proprement dite ne représente, outre les socles Péritel et le bouton-poussoir modulable triple, que fort peu de chose.



Vue des pièces constituant le commutateur à boutons-poussoirs modulable.

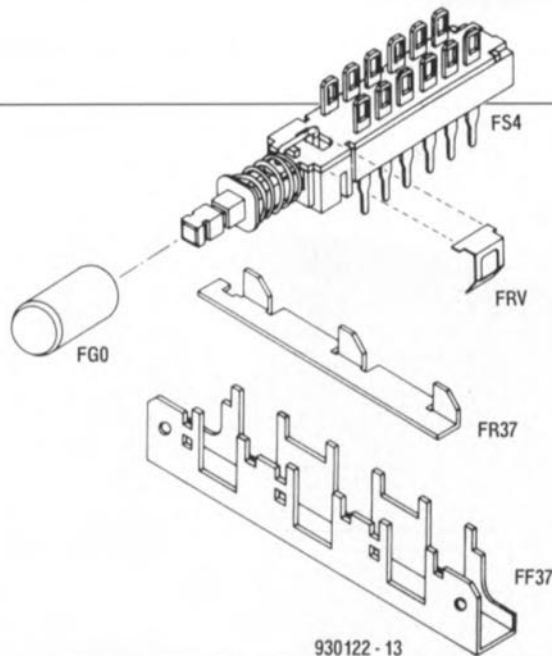


Figure 4. Vue éclatée du commutateur à boutons-poussoirs. L'assemblage des commutateurs S1 à S3 demande un certain doigté que vos quelques années de pratique de Meccano vous auront sans doute donné.

socle K4 à une paire de connecteurs châssis femelle Cinch – vu la simplicité de cette démarche nous l'avons prévue en stéréo.

Cette simple intervention permet de relier sans le moindre effort un téléviseur à une installation audio.

Le circuit imprimé

Nous vous proposons en figure 3 la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit imprimé dessiné à l'intention du central de répartition Péritel. Vu que la raison d'être principale de ce mon-

tage est la création de très nombreuses connexions, sa réalisation est d'une étonnante simplicité. On commencera par la mise en place des 18 ponts de câblage suivie par celle des diodes, de la barrette à 2 contacts JP1 ainsi que les picots auxquels seront connectés les conducteurs en provenance des embases Cinch châssis.

Cette partie de l'opération de mise en place des composants terminée on pourra passer à l'implantation des socles Péritel. Attention : veillez, à l'achat de ces connecteurs, à bien prendre la version à broches de soudure droites – la version à contacts en équerre étant en effet plus courante.

Avant de pouvoir monter les boutons-poussoirs commutables il va falloir procéder à leur assemblage. Grâce à la vue éclatée de ce type de composant représentée figure 4, cette petite séance de Meccano ne devrait pas poser trop de problème à condition de disposer d'un petit rien d'orientation tridirectionnelle dans l'espace. Le croquis de la figure 4 montre bien comment les choses s'emboîtent. Seul le positionnement du petit ressort en

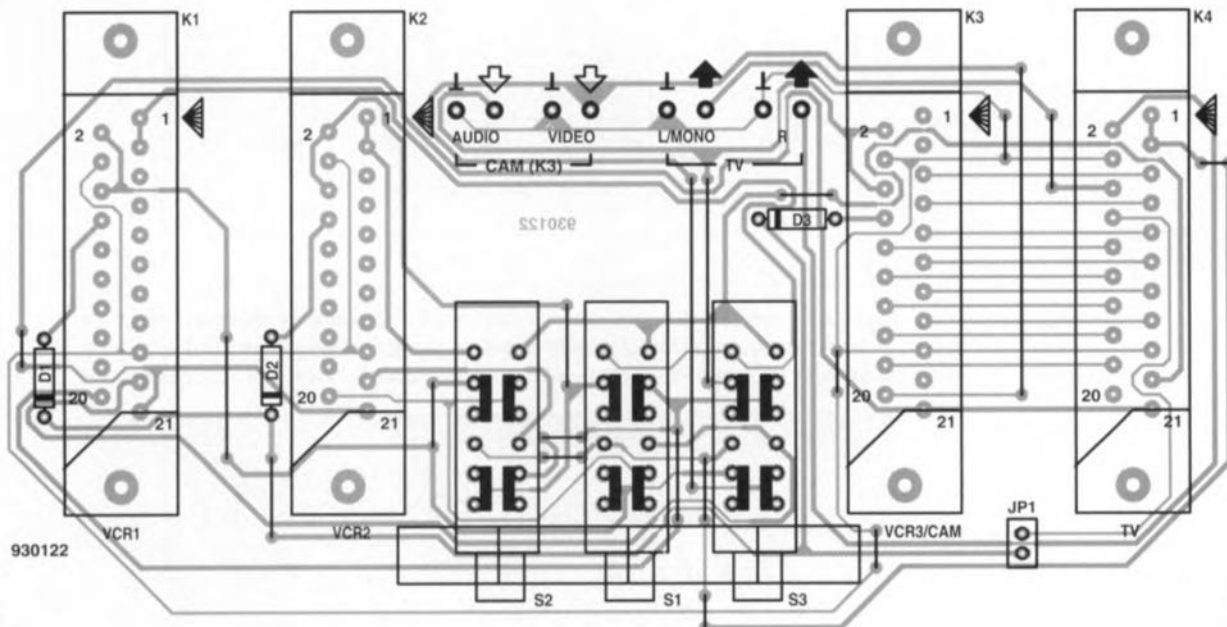


Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine conçue pour le central de répartition Péritel. Son essence est de vous éviter d'avoir à réaliser un câblage complexe.

Liste des composants

Semi-conducteurs :

D1 à D3 = 1N4148

Divers :

K1 à K4 = socle encartable femelle Péritel

(SCART) droit à 21 contacts

K5 à K8 = embase châssis Cinch

S1 à S3 = bouton-poussoir modulable

ITT/SHADOW constitué de :

3 cellules 4 inverseurs (F-4U/EE, code FS4)

1 bâti 3 cellules (3F17,5 code FF37)

1 barrette de commutation (3F17,5 code FR37)

1 (au minimum) languette-ressort (FRV)

3 boutons ronds, Ø 8,8 mm, noir (code FG0)

1 boîtier 102 × 191 × 29 mm tel que PAC-Tec type HPL-kit

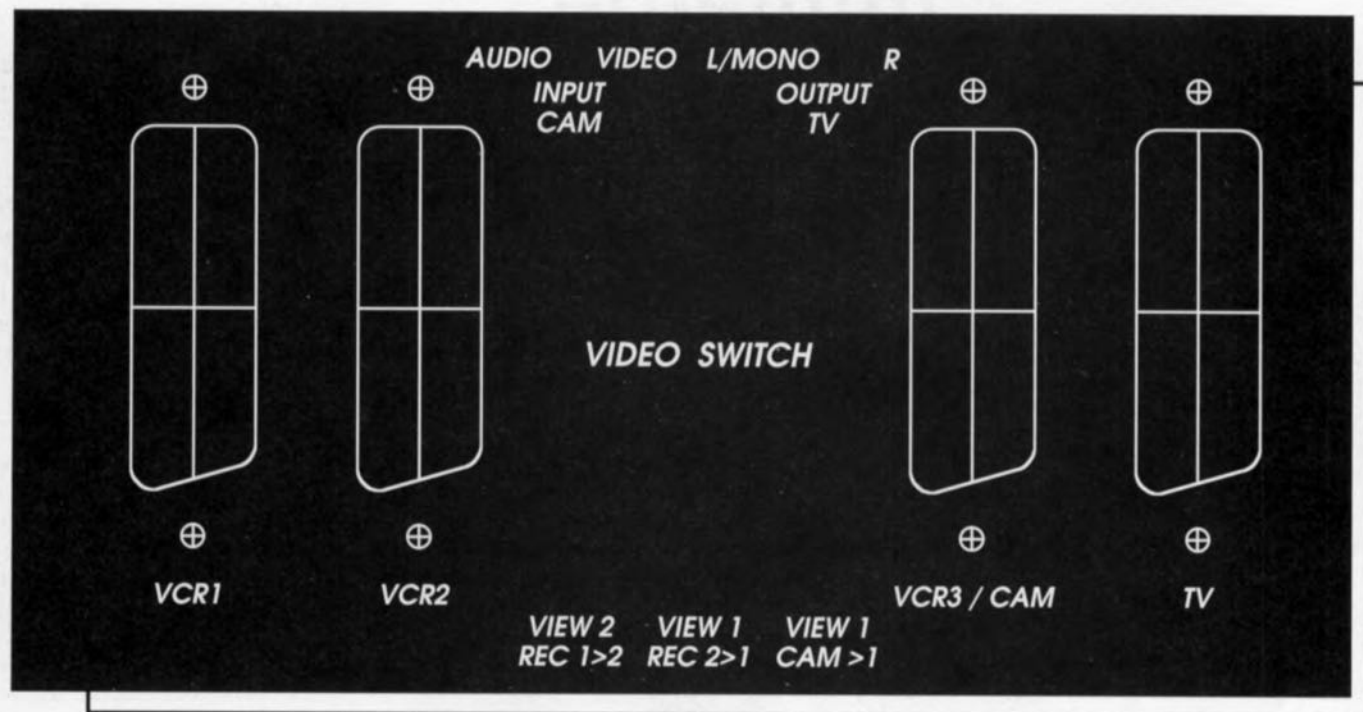


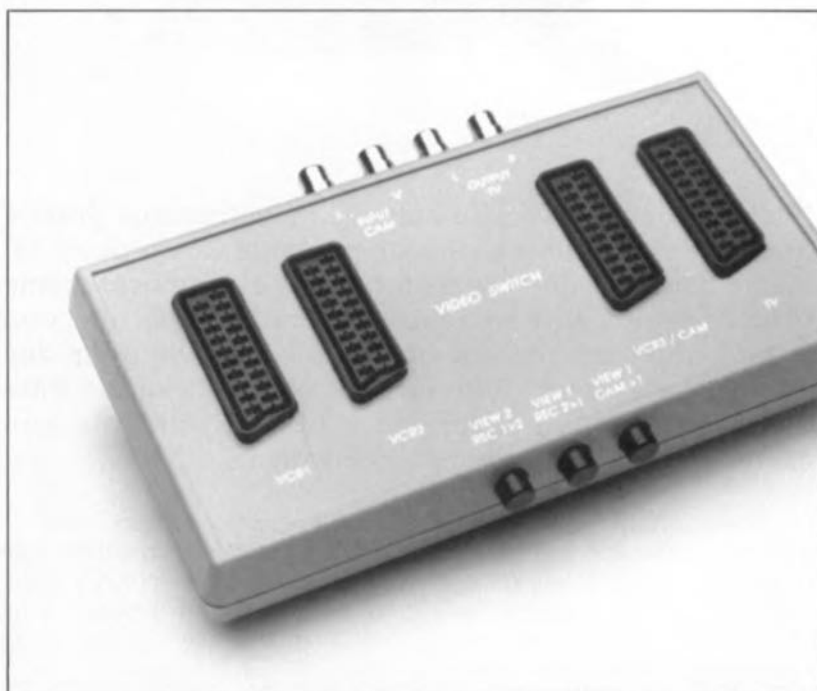
Figure 5. Représentation du dessin d'une face avant prévue pour ce montage. Une photocopie de ce dessin pourra servir de gabarit de perçage de la demi-coquille supérieure du boîtier.

languette baptisé FRV sur le croquis, peut vous faire vous poser des points d'interrogation. Cette languette sert à maintenir en place la barrette de commutation chargée du verrouillage et du déverrouillage des boutons-poussoirs. Cette languette vient se placer sur la droite – commutateur vu du devant – de l'un des boutons-poussoirs, peu importe lequel, car c'est là, comme le prouvera une action sur le bouton-poussoir, son côté actif; si vous avez reçu une languette par bouton-poussoir rien n'interdit de mettre les 3 languettes en place, chacune sur la droite du bouton-poussoir.

La partie en T de la languette sera glissée à l'endroit indiqué par les pointillés sur le croquis. Une fois que l'on s'est assuré du fonctionnement correct de l'ensemble, on pourra assurer les boutons-poussoirs à leur place en recourbant, à l'aide d'une petite pince, les ergots placés de part et d'autre de chaque créneau, vers l'intérieur. Ceci fait, on pourra enfin implanter le total sur le circuit imprimé.

Le montage des boutons se fera une fois la platine montée dans le boîtier. Pour le perçage des 3 orifices destinés aux boutons-poussoirs on adoptera un écart de 17,5 mm entre 2 centres de boutons-poussoirs.

Il est bien évidemment possible de faire plus automatique mais cela est plus complexe et partant plus cher. ◀

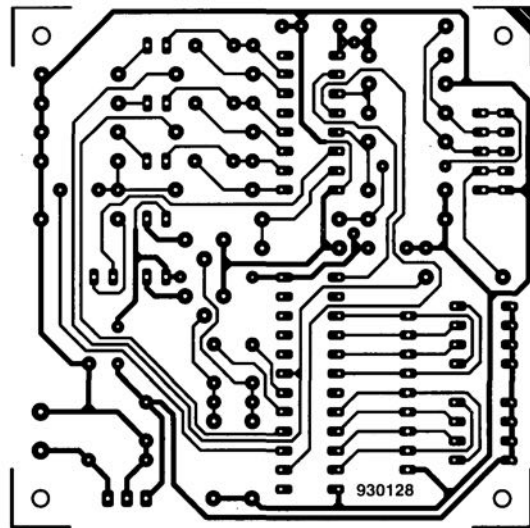


le mois prochain

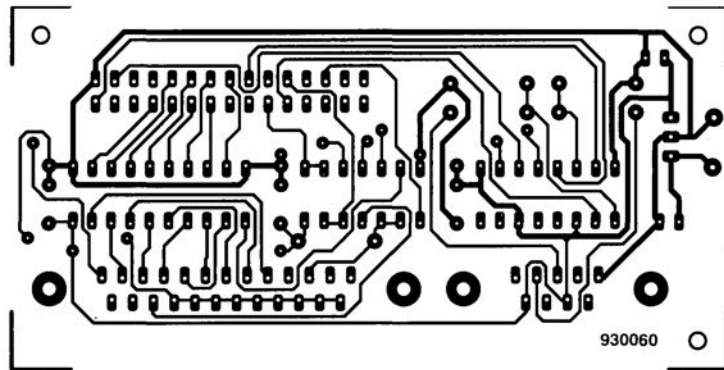
- un programmeur de PIC,
- un télé-interrupteur à commande IR,
- un visualisateur de canal MIDI,
- INTÉGRAL, le nouveau préampli/ampli intégré d'Elektor,
- un voltmètre efficace vrai pour signaux audio,
- un «fitness-centre» pour batteries au plomb,
- un booster pour installations audio «automobiles»,
- un affichage de fréquence à LED pour transceiver, etc.

CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE

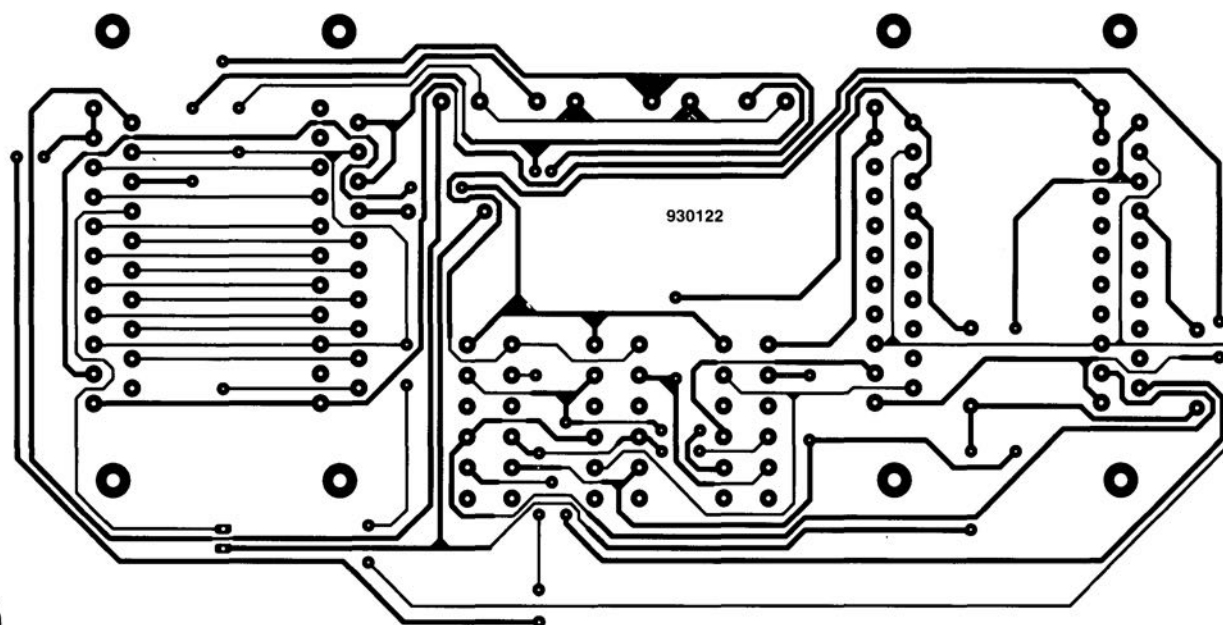
testeur de bus I²C →



mini-interface d'E/S ↓

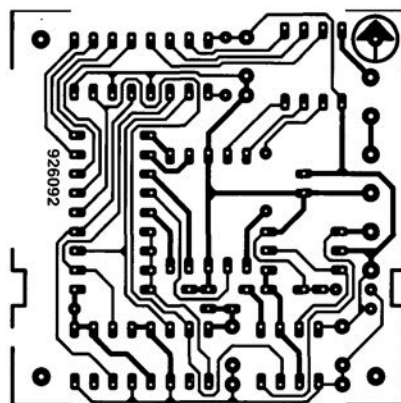


CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE

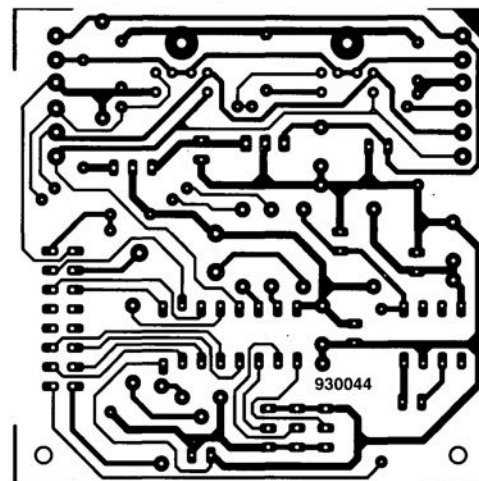


central de commutation Péritel ↑

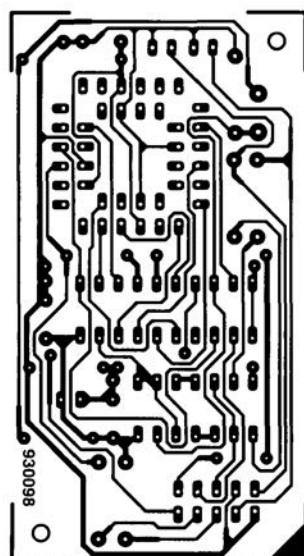
numé-dé ↓



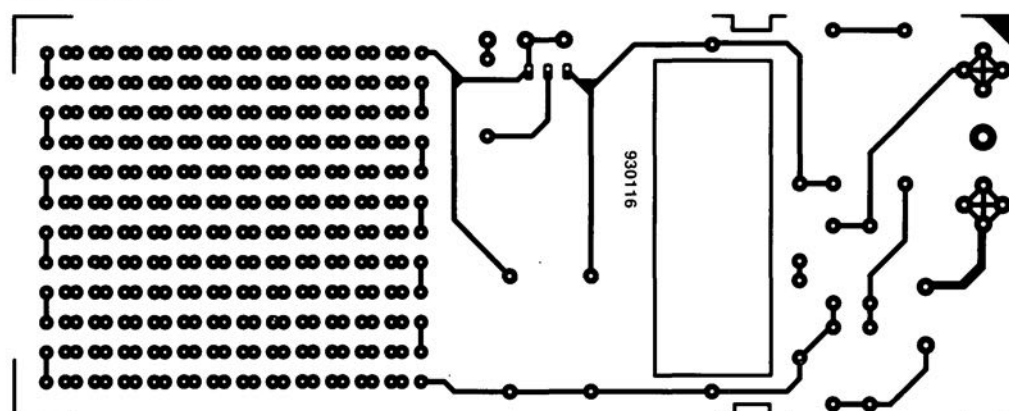
affichage alphanumérique ↓



inhibiteur de copybit ↓



lumignon à LED ↓





Seules des questions ou des remarques présentant un intérêt général pour les lecteurs d'Elektor et concernant des montages publiés dans Elektor au cours des 2 dernières années peuvent entrer en ligne de compte pour une éventuelle réponse. La rédaction se réserve le droit de procéder à une sélection des lettres ou d'en raccourcir le contenu. Vu l'abondant courrier nous arrivant chaque semaine, il n'est malheureusement pas possible de répondre à toutes les lettres et nous est totalement impossible de répondre aux souhaits et demandes d'adaptation ou d'information additionnelle concernant des projets décrits dans ce magazine.



Des
questions
ou des
remarques?

Elektor service «Courrier Lecteurs» BP 59 59850 Nieppe

Alimentation

En tant que fidèle lecteur de votre revue, je suis à la recherche d'un certain schéma. Il s'agit d'une alimentation pour un émetteur/récepteur CB. L'alimentation doit pouvoir fournir 12 V, peut fort bien ne pas être régulée mais doit pouvoir fournir un courant d'intensité suffisante.

S. Adalbert

La réalisation d'une alimentation de 12V aussi simple ne devrait pas poser de problème insurmontable à un fidèle lecteur d'Elektor. Remontez le temps en feuilletant les tables des matières des années précédentes et vous ne devriez pas manquer de trouver ce que vous cherchez.

(La rédaction)

Central de commutation audio

Tant que le central de commutation audio (novembre et décembre 89) est en équilibre - c'est-à-dire que l'on démarre le même volume aux canaux gauche et droit - tout va bien. Le réglage de volume s'arrête gentiment aux maximum et minimum. Si la balance ne se trouve pas au milieu, le réglage de volume saute, lors d'une augmentation de volume du maximum vers le minimum et ainsi de suite restant dans une sorte de boucle. J'ai remplacé les résistances R89 et R90 par des diodes (la cathode des dites diodes étant reliée aux cathodes de D9 et de D11). Maintenant tout fonctionne à merveille.

A. Monerie

À la suite de votre remarque, nous avons examiné avec grande attention les différents prototypes dont nous disposons. Aucun des 3 exemplaires en notre possession, tous fonctionnels, ne présentait les symptômes dont vous parlez. Cela ne signifie pas qu'il ne peut jamais y avoir de problème. Nous avons quelques soupçons quant aux circuits intégrés numériques utilisés. Il

semble en effet que le même type de circuit intégré présente, d'un fabricant à l'autre, certaines différences internes ayant une influence sur le fonctionnement d'un montage. Une autre raison de ces problèmes pourrait être que les diodes utilisées présentent un courant de fuite trop important. Nous ne doutons pas que les lecteurs rencontrant des symptômes de mauvais fonctionnement décrits ici apprécieront la solution que vous avez adoptée.

(La rédaction)

L'heure atomique pour votre PC

Cela fait de très nombreuses années que je suis un fervent lecteur de votre magazine et en suis peut-être l'un des plus âgés et des plus fidèles.

*Je rencontre quelques difficultés avec le logiciel de l'heure atomique pour PC (septembre 93). Je possède un 486 compatible IBM et ait, comme le préconise l'article, ajouté la (dernière) ligne suivante à mon fichier CONFIG.SYS :
DEVICE C:\MSDOS\DCFCLOCK.SYS.
Et voici mes questions :*

1) Où dois-je placer les fichiers du logiciel fourni, à savoir DCF-CLOCK.ASM, DCF-CLOCK.DOC et DCF-CLOCK.SYS ? Dans le répertoire racine (root), dans le sous-répertoire MSDOS ou dans un sous-répertoire propre ?

2) Une fois les fichiers placés dans le dit sous-répertoire, comment dois-je appeler le programme pour initialiser le driver et pouvoir introduire les options de P, I, S, E et D ?

M. Meerchaudt

Le fichier DCF-CLOCK.ASM est le fichier assembleur du programme; ce fichier n'est pas nécessaire à l'application et n'est intéressant que pour les programmeurs endurcis. Le fichier DCF-CLOCK.DOC est le fichier de documentation (en anglais) du programme auquel vous pouvez accéder à l'aide d'un programme de traitement de texte. Il n'est pas nécessaire de copier le dit programme sur votre disque dur.

Le seul programme qu'il vous faille recopier sur votre disque dur est DCF-CLOCK.SYS. Ce fichier est à placer dans le sous-répertoire où se trouvent les instructions DOS (qui pourrait être dans votre cas \MSDOS). Dans le fichier CONFIG.SYS présent sur C:\ il vous faudra rajouter une ligne qui indique à l'ordinateur (au système d'exploitation en fait) où il peut trouver le programme. Cette ligne pourra prendre la forme suivante :

DEVICE=C:\DOS\DCFCLOCK.SYS.

Vous pouvez ajouter quelques suffixes pour définir un certain nombre de paramètres additionnels (cf. le fichier .DOC) sachant cependant que le système devrait fonctionner correctement,

dans le cas d'un environnement standard même en l'absence de ces suffixes paramétriques. N'oubliez pas cependant que le récepteur doit être relié à la sortie série COM2 et qu'il vous faudra redémarrer l'ordinateur après l'installation du programme, ceci pour activer la nouvelle version du fichier CONFIG.SYS. Une fois par minute le programme transfère automatiquement l'heure exacte dans l'horloge interne du PC. En ce qui concerne la première phrase de votre lettre, nous ne pourrions imaginer de meilleure récompense.

(La rédaction)

Problèmes de Péritel

J'ai rencontré quelques problèmes lors de la réalisation du central de répartition Péritel (février 94). Je pense que la source en est le branchement du câble Péritel. Le contact 1 de l'un des connecteurs du câble Péritel est relié au contact 2 de l'autre connecteur. Il en va de même en ce qui concerne les contacts 3 et 19 reliés eux respectivement aux contacts 6 et 20. Les autres contacts sont interconnectés « normalement », c'est-à-dire 4 avec 4, 5 avec 5 etc. Cela est-il OK ou le contact 1 de l'un des connecteurs doit-il être relié au contact 1 de l'autre ? De plus je ne saisis pas très bien les fonctions correspondant aux différents boutons-poussoirs.

L. Bastianssin

Les lignes pour la vidéo et l'audio d'un câble Péritel sont toujours croisées. Ainsi, la sortie vidéo (contact 19) de l'une des extrémités du câble est toujours reliée à l'entrée vidéo (broche 20) de l'autre. Cette approche permet une interconnexion correcte des appareils (la sortie de l'un d'entre eux attaquant l'entrée de l'autre). Votre câble est donc tout à fait « normal ».

Revenons à la fonction des différents boutons-poussoirs.

S1 : Le magnétoscope 1 (K1) enregistre le signal de sortie du magnétoscope 2 (K2).

Côté télévision (TV, K4) on a reproduction du signal de sortie en provenance du magnétoscope 1.

S2 : Le magnétoscope 2 (K2) enregistre le signal de sortie du magnétoscope 1 (K1).

Côté télévision (TV, K4) on a reproduction du signal de sortie en provenance du magnétoscope 2.

S3 : Le magnétoscope 1 (K1) enregistre le signal de sortie du magnétoscope 3/caméscope (K3 ou K5/K6).

Côté télévision (TV, K4) on a reproduction du signal de sortie en provenance du magnétoscope 1.

Attention en outre à ne pas connecter simultanément 2 appareils à K3 et K5/K6. Vous pouvez utiliser le connecteur Péritel K3 ou les 2 embases Cinch K5/K6, mais pas les 3 simultanément.

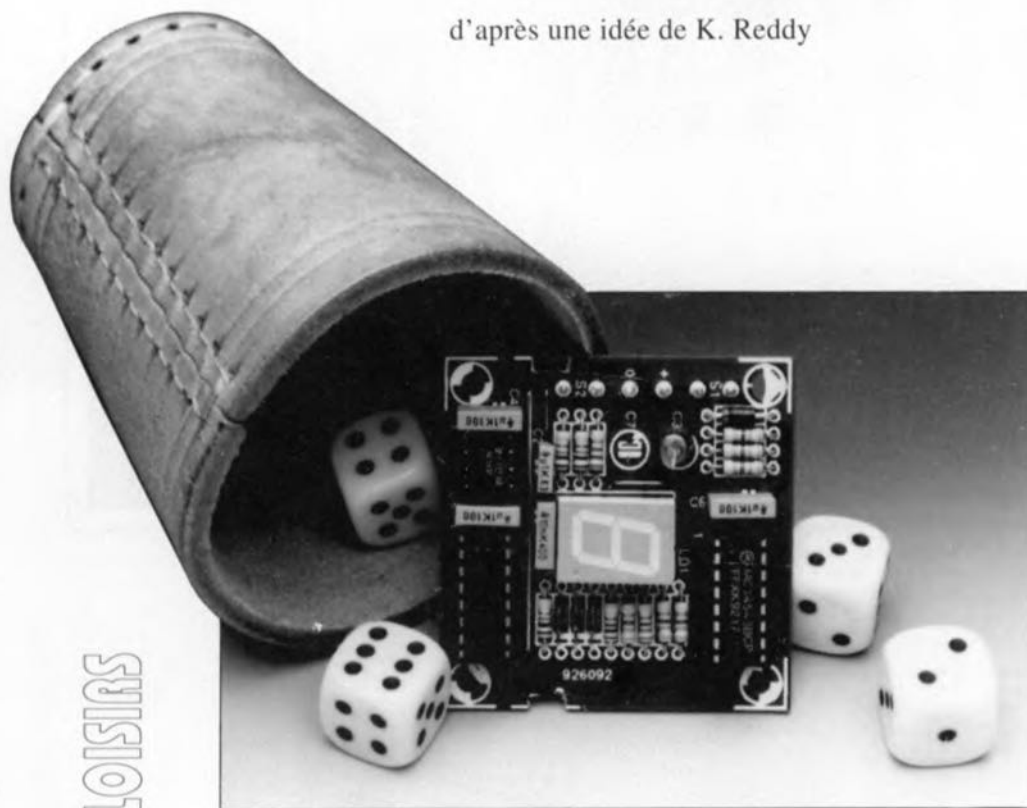
(La rédaction)



numé-dé

initiez-vous à l'électronique numérique en jouant votre chemise

d'après une idée de K. Reddy



Bien que dans la société actuelle l'électronique prenne une place de plus en plus importante, à un point tel même que pour nombre d'entre nous elle devient même trop sérieuse, il n'en reste pas moins vrai que nos loisirs nous permettent de nous en servir pour des applications plus « ludiques ». Cet ersatz de dé doté d'un afficheur à 7 segments à LED est un très bon exemple de cette approche « dérivative ».

La question que l'on se pose « naturellement » lorsque l'on envisage de réaliser une variante électronique d'un objet utilitaire « mécanique » existant est toujours la même : « qu'est-ce qui peut bien justifier l'idée d'une telle réalisation ? ». Les amateurs d'électronique les plus aguerris ne manqueront pas de répondre : « Purement et simplement parce que c'est drôle. »

À y regarder de plus près cette simple affirmation contient un fond de vérité indiscutable. Les gens normaux (en reste-t-il ?) recherchent dans une autre direction la justification d'une réalisation personnelle : pouvoir « exposer » un objet fabriqué soi-même est très exactement ce qu'il faut pour intriguer amis et connaissances lors d'une petite fête impromptue. Il ne faut pas oublier

non plus que tout « gadget » de création personnelle, à condition que l'on y ait mis le soin et l'originalité nécessaires, constituera toujours un cadeau fort apprécié.

Vue d'ensemble

La **figure 1** vous propose le schéma de numé-dé. Le circuit intégré à l'extrême-gauche, IC1, est le générateur d'horloge; il entre en fonction à la moindre action sur le bouton-poussoir S2. Le circuit placé à sa droite, IC2, est un compteur/décompteur programmable, qui dans le cas présent sait compter jusqu'à 6. Il parcourt à vitesse très élevée, pour ne pas utiliser l'acronyme TGV, et sans le moindre intervalle, tous les états de compteur allant de 1 à 6. Dès que cesse l'action sur le bouton S2, le

compteur s'arrête aléatoirement à l'une des 6 positions possibles.

La visualisation de l'état du compteur est l'affaire d'un circuit de décodage/de commande, IC7, associé à un afficheur 7 segments à LED, LD1, la partie droite du schéma de la figure 1. On voit donc apparaître sur l'afficheur un chiffre quelconque compris entre 1 et 6 après que l'on ait appuyé sur puis relâché le bouton S2. Le chiffre visualisé alors par numé-dé est le chiffre que vous avez « lancé ».

L'afficheur

L'afficheur à un chiffre utilisé ici est du type à « cathode commune », ce qui signifie que les cathodes de toutes les petites barres à LED, les segments, sont interconnectées à l'intérieur du composant. Cette liaison commune est elle-même reliée à la masse par l'entremise des broches 3 et 8. Les anodes de chaque segment distinct de l'afficheur peuvent se voir appliquer, par l'intermédiaire d'une résistance de limitation, R4 à R10 en l'occurrence, une tension positive.

Décodeur/circuit de commande

La commande des segments nécessaires à la visualisation d'un chiffre est l'affaire d'un circuit de commande (*driver* est le terme anglais souvent utilisé) d'afficheur, IC3. Nous vous proposons en **figure 2** la structure interne de ce composant. Lorsque l'une des sorties du driver, à savoir ses broches 9 à 15, est « haute », c'est-à-dire à une tension de l'ordre de 9 V (on a affaire ici à de la technologie CMOS et non pas TTL), le segment correspondant de LD1 s'illumine alors.

L'examen de la figure 1 nous apprend que la broche 5, le point décimal (dp est l'abréviation de *decimal point*) de l'afficheur est lui aussi doté d'une résistance de limitation de courant, R1. La dite résistance est reliée à la sortie du générateur de signal d'horloge IC1/broche 3. Dès qu'un « joueur » appuie sur le bouton-poussoir S2 il arrive des impulsions de courant au point décimal de LD1 qui s'illumine ainsi, signalant ainsi que l'on se trouve dans l'étape « jet » du dé.

IC3 intègre, outre l'électronique de commande pour afficheur, également un décodeur (le bloc...DECODEUR, vous vous en seriez douté, du synoptique de la figure 2). Ce décodeur convertit le code numérique binaire appliqué à ses entrées,

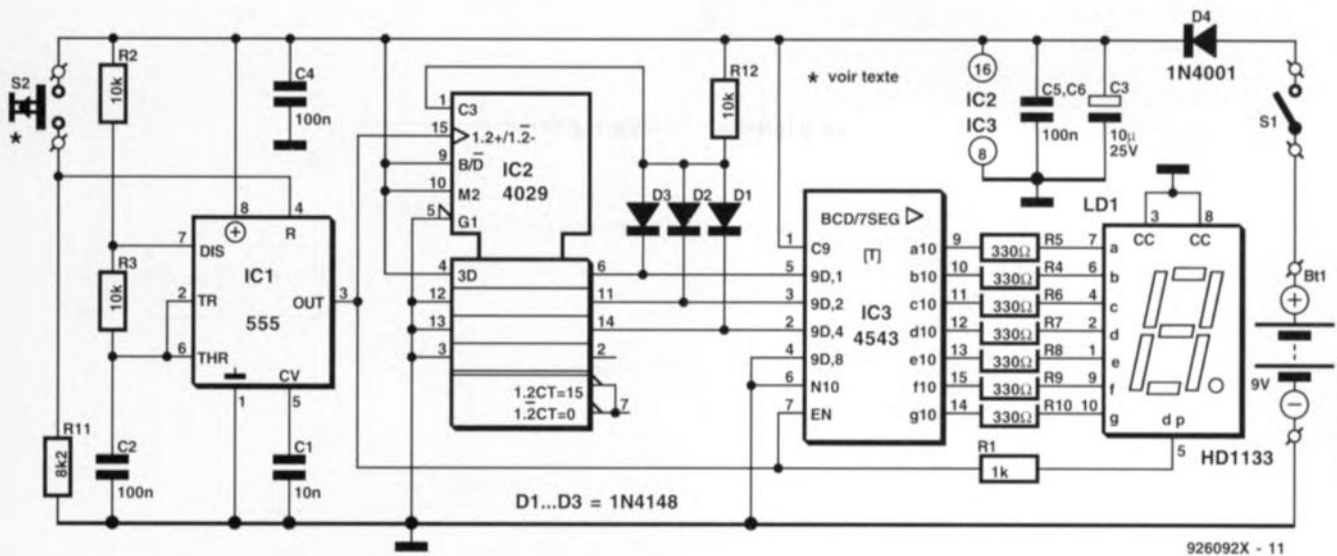


Figure 1. L'électronique de numé-dé. Lors d'une action sur S2, IC1 fournit des impulsions d'horloge à IC2, un compteur par 6. Dès relâchement de S2 on a visualisation sur l'afficheur LD1 du contenu (aléatoire) de IC3.

broches 2 à 5, en un code à 7 segments. Ce code attaque, via les circuits de commande (DRIVERS) les différents segments, identifiés par les lettres a à g, de l'afficheur.

Le code binaire appliqué aux 4 entrées de IC3 est appelé code BCD (*Binary Coded Decimal* = décimal codé en binaire). Ce code comporte toutes des combinaisons possibles de « 0 » et de « 1 » que peut prendre un nombre à 4 chiffres (cf. **tableau 1**).

Tableau 1		7	0111
		8	1000
0	0000	9	1001
1	0001	10	1010
2	0010	11	1011
3	0011	12	1100
4	0100	13	1101
5	0101	14	1110
6	0110	15	1111

Ces « 0 » et « 1 » prennent en fait l'aspect physique de niveaux « hauts » et « bas » fournis par l'intermédiaire de 4 lignes de données. Bien qu'il soit possible, comme le prouve le tableau 1, d'obtenir, avec un nombre à 4 chiffres pouvant prendre chacun 2 valeurs, 16 combinaisons de « 0 » et de « 1 » différentes, le code BCD se limite aux 10 premiers, d'où le terme décimal dans sa dénomination, pour représenter les chiffres 0 à 9. Cela tombe bien d'ailleurs vu que pour simuler correctement un dé, nous pouvons nous contenter de 6 chiffres, 1 à 6 inclus.

Ceci explique que les nombres binaires imprimés en gras nous suffisent; comme vous pouvez le constater,

le premier chiffre des dits 6 nombres est pour chacun d'eux un « 0 », ce qui explique pourquoi l'une des entrées de données de IC3, sa broche 4, est reliée en permanence à la masse de sorte que cette entrée est toujours « basse » (à « 0 » binaire). Les 3 entrées de données de IC3 restantes, ses broches 2, 3 et 5, permettent de fournir 8 nombres binaires différents.

L'électronique constituée de IC3 associé à l'afficheur LD1 est donc, en principe, en mesure de fournir les chiffres décimaux 0 à 7.

Comme nous le disions, 6 seulement de ces chiffres nous intéressent, nous n'allons pas commencer à tricher et créer le premier dé cubique à

8 facettes ! Des 8 chiffres disponibles seuls les chiffres 1 à 6 sont transmis, sous forme binaire, aux 3 entrées restantes de IC3. C'est l'électronique centrée sur IC2, et en particulier la résistance R12 et les diodes D1 à D3, qui est chargée d'éliminer les chiffres excédentaires, à savoir « 0 » et « 7 ». Intéressons-nous d'abord à IC1, le circuit intégré sans lequel « rien ne va plus... »

L'oscillateur

Le circuit centré sur IC1 est un classique : il s'agit d'un générateur de signal rectangulaire réalisé à l'aide d'un temporisateur fameux s'il en est, le 555. Le principe de fonctionnement de ce type de générateur

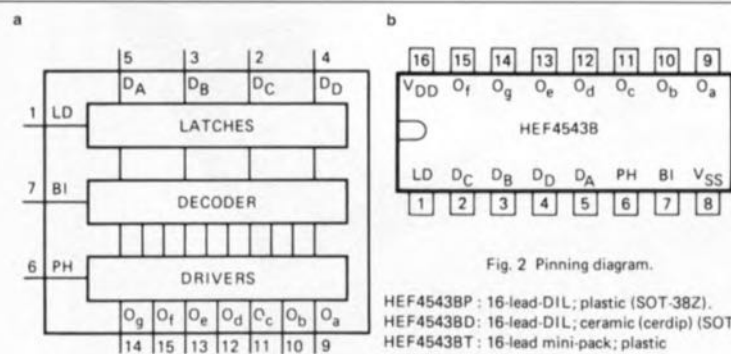


Fig. 2 Pinning diagram.

HEF4543BP : 16-lead-DIL; plastic (SOT-38Z).
HEF4543BD : 16-lead-DIL; ceramic (cerdip) (SOT-74).
HEF4543BT : 16-lead mini-pack; plastic (SO-16; SOT-109A).

Fig. 1 Functional diagram.

PINNING
D_A to D_D address (data) inputs
PH phase input (active HIGH)
BI blanking input (active HIGH)
LD latch disable input (active HIGH)
O_a to O_g segment outputs

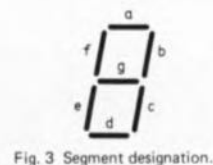


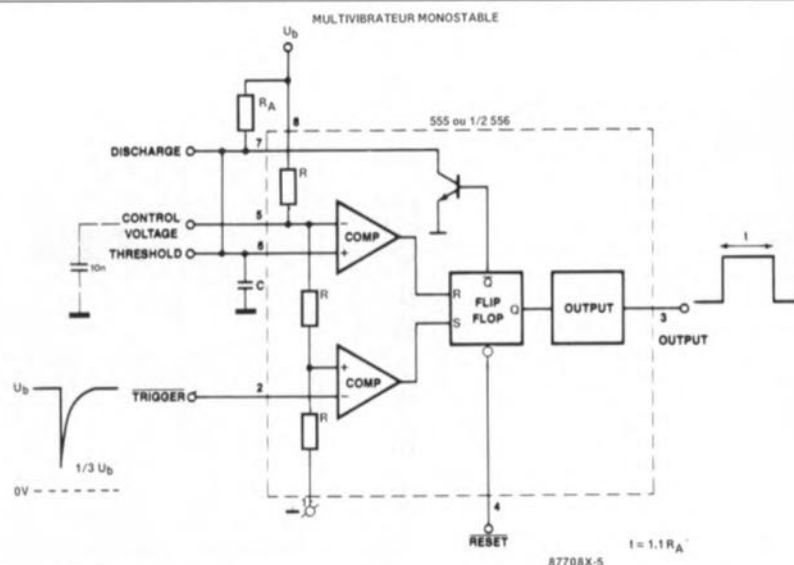
Fig. 3 Segment designation.

Figure 2. Caractéristiques techniques de IC3, un décodeur BCD-7 segments. En a) sa structure interne, en b) son brochage. En c) dénomination des segments de l'afficheur. IC3 intègre un décodeur binaire-décimal qui attaque un circuit de commande d'afficheur. Ce circuit de puissance fournit le courant nécessaire à l'afficheur 7 segments.

repose sur une alternance de charge et de décharge, via une résistance, d'un condensateur.

Dans le schéma de la figure 1 c'est le condensateur C2 qui est, alternativement, chargé et déchargé. La charge se fait, via les résistances R2 et R3, depuis la ligne positive de l'alimentation. Lors de la décharge, la broche 7 de IC1, baptisée, comme on pouvait s'y attendre, « **DIS**charge », établit un court-circuit avec la ligne de masse. Le reste du temps cette broche se trouve, à l'intérieur de IC1, en l'air – elle n'est reliée à rien – présentant ainsi une résistance infinie.

L'alternance de la connexion ou non, interne, de la broche 7 à la masse ne se fait naturellement pas d'elle-même; elle est pilotée par la tension appliquée aux broches 2 et 6 de IC1, ses entrées de déclenchement (« *TRigger* ») et de seuil (« *THReshold* »). Nous allons, pour permettre une meilleure compréhension du fonctionnement, nous pencher sur la structure interne de IC1 représentée en figure 3. Le principe de fonctionnement de l'entrée de décharge de IC1 est évident : dès que le transistor intégré dans IC1 devient conducteur la broche 7 de ce circuit intégré est mise, via le trajet collecteur-émetteur du dit transistor, à la



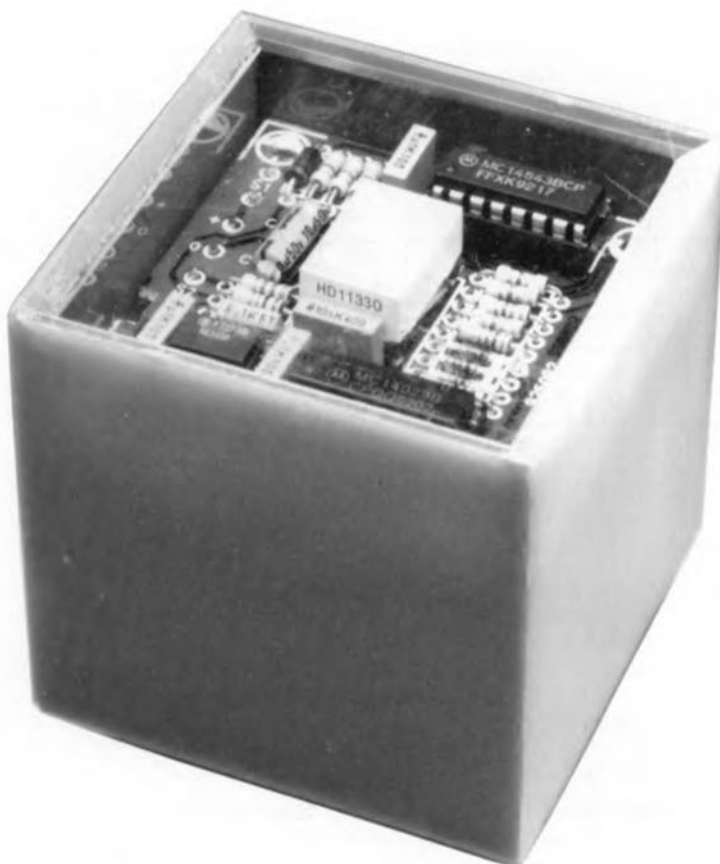
masse, ce qui revient pratiquement à une mise en court-circuit. Lorsque ce même transistor bloque la broche 7 de IC1 se trouve à haute impédance.

La commande de la broche 7 ainsi que celle de la broche 3 (« *OUTPUT* » = sortie) de IC1 se fait par

l'intermédiaire d'une bascule bistable (« *FLIP-FLOP* »), circuit lui-même piloté par une paire de comparateurs (« *COMP* », comme vous vous en seriez douté). L'une des entrées du comparateur du bas étant maintenue, à l'aide d'un diviseur de tension, au 1/3 de la tension d'alimentation, et qu'il en va de même, à un niveau égal aux 2/3 de cette même tension d'alimentation cette fois, pour l'une des entrées du comparateur du haut, l'entrée de déclenchement entre en fonction au 1/3 de la tension d'alimentation, l'entrée de seuil étant elle activée aux 2/3 de cette tension. Dans le cas du comparateur du bas c'est l'entrée non-inverseuse (+) qui est reliée au diviseur de tension, alors qu'en ce qui concerne le comparateur du haut c'est son entrée inverseuse (-).

Dans ces conditions, les sorties des comparateurs ont un comportement inverse. De ce fait, le comportement de IC1 est le suivant : en cas de présence, à l'entrée de seuil d'un niveau de tension supérieur aux 2/3 de la tension d'alimentation, on a remise à zéro de la bascule bistable intégrée dans IC1. En cas d'application à l'entrée de déclenchement de IC1 d'un niveau de tension inférieur au 1/3 de la tension d'alimentation on a positionnement de cette même bascule.

On voit, sur le schéma de la figure 1, que les entrées de déclenchement et de seuil de IC1 sont interconnectées. Le comportement interne de IC1 est pour cette raison le suivant : lorsque la tension présente sur les bornes 2 et



6 dépasse les 2/3 de la tension d'alimentation, la broche 7 constitue un court-circuit vers la masse. Le condensateur C2 du schéma se décharge via la résistance R3. Dès que la tension sur les broches 2 et 6 tombe en-deçà du 1/3 de la tension d'alimentation la broche 7 passe d'un court-circuit à une coupure de circuit.

On constate également que c'est la tension aux bornes de C2 que mesurent pour ainsi dire les broches 2 et 6. Lorsque la tension aux bornes de C2 passe en-deçà de 3 V environ (le 1/3 de la tension d'alimentation) ce condensateur est rechargé via les résistances R2 et R3. Dès que la tension sur C2 repasse au-delà de 6 V (2/3 de la tension d'alimentation), le circuit R3/broche 7 de IC1 provoque la décharge du condensateur. De par ce processus à répétition périodique, on dispose de ce fait aux bornes de C2 d'une tension en dents de scie. La sortie de IC1 (broche 3) fournit une tension rectangulaire dont la fréquence est déterminée par les valeurs attribuées aux résistances R2, R3 et au condensateur C2; elle est ici de l'ordre de 200 Hz.

Notons que le générateur de signal rectangulaire n'est pas actif en permanence; il ne fournit en effet de tension rectangulaire que lors d'une action sur le bouton-poussoir S2. Dès que cesse l'action sur S2, le générateur s'arrête. Le blocage et le déblocage du générateur sont rendus possibles par la présence, sur la bascule bistable intégrée dans IC1, d'une entrée de remise à zéro accessible depuis l'extérieur (broche 4).

Tant que cette broche se trouve à un niveau logique bas, ce dont se charge la résistance R11, la bascule se trouve en remise à zéro forcée de sorte que le générateur est bloqué. Dès que l'on a, suite à une action sur S2, mise au niveau haut de l'entrée de remise à zéro, la bascule bistable est à nouveau en mesure d'être positionnée ou remise à zéro par l'intermédiaire des 2 comparateurs et le circuit de produire une tension rectangulaire.

Compter jusqu'à 6

La tension rectangulaire de 200 Hz produite par IC1 sert de signal d'horloge pour le circuit intégré monté en aval, IC2. Ce circuit, dont on retrouve la structure interne en **figure 4**, est, à l'origine, un compteur par 16. Le bloc dénommé « COUNTER » est, comme le donne à supposer son nom, le compteur. Il compte les impulsions d'horloge appliquées à son entrée (broche 15),

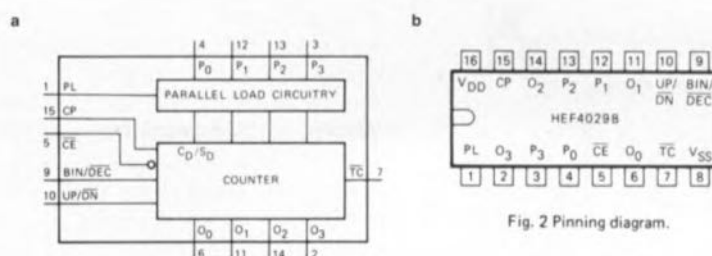


Fig. 1 Functional diagram.

PINNING

PL	parallel load input
P ₀ to P ₃	parallel data inputs
BIN/DEC	binary/decade control input
UP/DN	up/down control input
CE	count enable input (active LOW)
CP	clock input (LOW to HIGH, edge triggered)
O ₀ to O ₃	buffered parallel outputs
TC	terminal count output (active LOW)

926092X - 14

Figure 4. Caractéristiques techniques diverses de IC2. En a) sa structure interne, en b) son brochage. Il s'agit en fait d'un compteur par 16 dont seules 6 positions (1 à 6) sont utilisées ici. Un circuit de préchargement permet de faire démarrer le compteur à une valeur de départ différente de « 0 ».

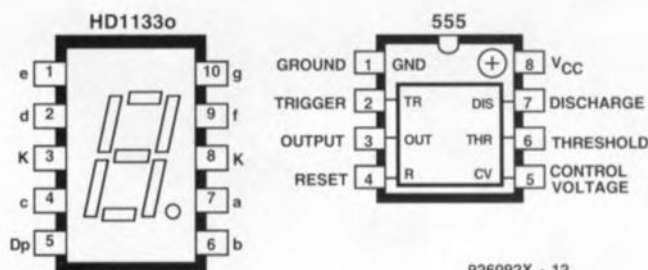
le résultat de cette opération, l'état du compteur, étant disponibles sur ses sorties (broches 6, 11, 14 et 2).

Normalement, le compteur devrait, comme tout compteur qui se respecte, débiter son comptage à partir de zéro. L'intérêt du circuit de comptage mis en oeuvre ici est qu'il est possible de le faire démarrer à partir d'un état de départ défini par l'utilisateur. Ce nouvel état de départ sera « chargé » via les broches 4, 12, 13 et 3; cette tâche est l'affaire du sous-ensemble baptisé « PARALLEL LOAD CIRCUITRY ». L'examen de la figure 1 permet, avec un rien d'imagination, de découvrir le nombre chargé dans le compteur. Nous constatons en effet que les entrées de préprogrammation, car on les appelle aussi ainsi, 12, 13 et 3 sont forcées en permanence à la masse de sorte que l'on y observera toujours un niveau bas et que donc on chargera un « 0 » en ce qui concerne les dites entrées. La quatrième et dernière entrée de prépro-

grammation, la broche 4, est elle au contraire reliée à la ligne d'alimentation positive, de sorte que c'est un « 1 » que l'on prendra en compte à ce niveau. Le nombre binaire chargé dans le compteur sera donc « 0001 », ce qui correspond à un 1 décimal; ainsi le compteur ne démarre pas à « 0 », mais à « 1 ».

Tout ceci ne nous explique cependant pas encore pourquoi, une fois arrivé à 6, le compteur ne poursuit pas jusqu'à 7 et au-delà mais qu'il revient alors à l'état de départ. Il nous faut, pour cela, regarder à la loupe l'électronique constituée par les diodes D1 à D3 et la résistance R12 et nous aider du tableau 1. Le circuit que forment les diodes D1 à D3 et la résistance R12 remplit la fonction logique d'une (pseudo-)porte ET.

Les cathodes des 3 diodes constituent les entrées de cette porte ET, la sortie de cette dernière prenant la forme du point nodal R12/D1/D2/D3. Les 3 entrées de la porte ET sont reliées



926092X - 12

Brochages de l'afficheur 7 segments à LED LD1 et du temporisateur de type 555, IC1.

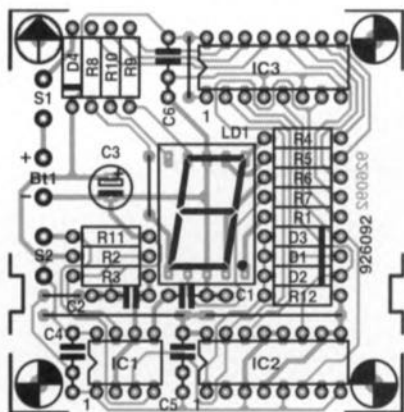


Figure 5. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit imprimé dessiné à l'intention de num-dé.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 1 kΩ
R2, R3, R12 = 10 kΩ
R4 à R10 = 330 Ω
R11 = 8 kΩ2

Semi-conducteurs :

D1 à D3 = 1N4148
D4 = 1N4001
IC1 = 555
IC2 = 4029

IC3 = 4543

LD1 = afficheur 7 segment à LED HD1133-O

Condensateurs

C1 = 10 nF
C2, C4 à C6 = 100 nF
C3 = 10 µF/25 V radial

Divers :

S1 = inverseur unipolaire
S2 = bouton-poussoir à contact travail
BT1 = pile compacte 9 V avec connecteur à bouton-pression

aux 3 sorties du compteur utilisées. La sortie de la porte ET est elle reliée à la broche 1 de IC2; elle forme la ligne de charge de ce circuit intégré. La présence d'un niveau haut sur cette ligne entraîne le chargement dans le compteur du contenu du circuit de préprogrammation. Ici, si tel est le cas, c'est donc un « 1 » que l'on charge.

Le transfert dans le compteur de la valeur « 1 » ne peut se faire qu'à condition que toutes les entrées de la dite porte ET se trouvent au niveau logique haut (à « 1 »). Le tableau 1 nous apprend dans quelles conditions cela est le cas : au cours des états 1 à 6 du compteur l'une au moins des 3 sorties du compteur se trouve à « 0 » de sorte que la sortie

de la porte ET se trouve elle aussi à « 0 ». Cependant, dès que le compteur a atteint la valeur décimale 7 (0111 en binaire) les 3 sorties du compteur utilisées se trouvent au niveau haut (à « 1 »).

Lorsque la porte ET a ses 3 entrées mises à « 1 » elle fait passer sa sortie au niveau haut, permettant au circuit de chargement du compteur de remplir sa fonction. En fait, le contenu du compteur atteint bien la valeur « 7 » mais pendant une durée si brève que cette situation n'est pas (ou pratiquement pas) visible. L'afficheur ne s'illumine à pleine intensité, par la commande de l'entrée de validation de IC3 par le signal rectangulaire en provenance de IC1, qu'après le « jet » d'un chiffre. Le point décimal ne s'illumine que pendant le « lancement » du dé; la luminosité des autres segments est abaissée au 1/3 environ de la valeur normale. Intéressons-nous, avant d'en avoir terminé, aux fonctions remplies par certains composants non encore nommés jusqu'à présent. D4 sert de protection contre une erreur de polarité, protégeant le circuit contre un module d'alimentation secteur à la polarité erronée. Les condensateurs C3 à C6 découpent les lignes d'alimentation et évitent que les différents sous-ensembles constituant le circuit ne puissent s'influencer l'un l'autre par l'émission d'impulsions parasites. S1 est l'interrupteur marche/arrêt.

La construction

Ayant sous les yeux et la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit imprimé dessiné pour cette réalisation, sérigraphie donnée en **figure 5**, et la liste des composants, il ne devrait pas être sorcier de réussir la réalisation de ce montage. Il vous faudra soit acheter cette platine, soit la fabriquer vous-même à partir du dessin des pistes proposé dans les pages centrales de ce magazine. Les mieux nantis d'entre nos lecteurs pourront même fabriquer leur propre circuit imprimé à l'aide d'un logiciel adéquat; il ne cesse en effet d'en arriver de nouveaux ou des versions réactualisées et plus performantes de logiciels établis depuis quelques années, plus anciens; vu la concurrence, leur prix devient de plus en plus abordable et vu les capacités de plus en plus grandes des ordinateurs dits personnels, cette approche se justifie de plus en plus.

La photographie en début d'article vous montre une platine terminée



Figure 6. Vérifions une dernière fois si tout fonctionne comme prévu.

entourée d'un certain nombre de dés qui, bientôt, pourront rester dans leur godet. L'implantation des composants sur la platine ne devrait pas poser de problème particulier. Il faudra vérifier la polarité des diodes D1 à D4 ainsi que celle du condensateur C3. Attention également au positionnement des 3 circuits intégrés. Une fois terminée la mise en place des composants on vérifiera une dernière fois avec soin l'absence de court-circuit, d'erreur d'implantation ou de

mauvaise soudure. On peut ensuite brancher, en respectant la polarité correcte, une tension d'alimentation de 9 V aux points prévus sur la platine pour voir si tout fonctionne comme prévu. Si tel est bien le cas, et pourquoi cela ne devait-il pas l'être, on pourra placer le montage dans un boîtier de forme... cubique si possible dont nous laissons la réalisation à votre imagination que nous savons fertile. Dans l'une des derniers prototypes de

numé-dé nous avons remplacé l'interrupteur S1 par un contact (interrupteur) à mercure monté verticalement, le bouton-poussoir S2 l'étant lui par un second contact à mercure monté transversalement.

L'ensemble a trouvé place dans un boîtier cubique. Il suffit de secouer le cube pour « lancer le dé ». Si l'on couche le dé sur le côté on provoque l'ouverture du contact à mercure S1 et partant la mise hors-tension du montage. **K**

CUPL™ version 4.2 Starter Kit

Universal Compiler For
Programmable Logic

Ndlr: seuls pourront faire l'objet d'un compte-rendu rédactionnel les logiciels envoyés à la rédaction tels qu'ils le seraient à un éventuel acheteur.

Comme son nom l'indique fort éloquentement, le Starter Kit pour CUPL de LOGICAL DEVICES INC, est un logiciel complet (disquette + manuel de 114 pages) d'initiation à l'utilisation de la logique programmable.

Que nécessite le Starter Kit pour CUPL™ ?

Ce logiciel est l'un des moins exigeants qu'il nous ait été donné de rencontrer ces derniers mois. Cela s'explique puisqu'il ne fait pas, lors de son exécution, appel à des graphiques. Les graphiques agrémentant les fichiers de documentation et autres fichiers auxiliaires sont des codes ASCII purs de sorte que l'ordinateur le plus simple qui soit n'aura pas de problème à travailler avec CUPL™.

Qui peut être intéressé par ce Starter Kit?

Il nous semble que, vu son prix incroyable de 249 FF (TTC), il s'agit là d'un investissement à rapport qualité/prix exceptionnel. Qui d'entre nos lecteurs ne s'est jamais demandé comment on s'y prenait pour programmer des composants de la famille de la logique programmable tels que les PAL, les GAL et autres FPLA. Voici l'occasion de le voir par vous-même. Ne serait-ce qu'à titre de curiosité intellectuelle, il faut avoir fait le tour des possibilités de cette version d'initiation de CUPL™.

OK, il faut reconnaître que s'agissant d'un logiciel d'origine américaine la langue utilisée est l'anglais. On pourrait sans doute envisager d'en faire une version francisée, mais l'intérêt économique de cette approche est loin d'être prouvé, vu que l'on se trouve en présence d'un manuel de plus de 500 Koctets!!! Après l'avoir imprimé avec un logiciel de mise en page tel que LBOOK ou autre BOOKLET, sa lecture vous prendra sans doute quelques soirées. Le logiciel installe un certain nombre de fichiers de démonstration fort éducatifs.

Notons que le manuel accompagnant la disquette ne souffle mot du programme PLUG.EXE qui permet de se faire une bonne idée de ce qui se cache derrière chacune des étapes forcées du processus de génération d'un fichier JEDEC.

Ce Starter Kit permettant la programmation de 9 types de base de PAL est d'un intérêt indiscutable pour commencer à se faire la main. Il ne manquera certainement pas de vous mettre l'eau à la bouche, et c'est bien là le but de ce type de proposition. Mais il existe bien évidemment des versions bien plus performantes de ce logiciel tels PALexpert, ST-CUPL, PLDmaster, TotalDesigner-386, tout cela pour le PC, mais également des versions aux performances comparables pour les SUN SPARC et les Mac(-Intosh).

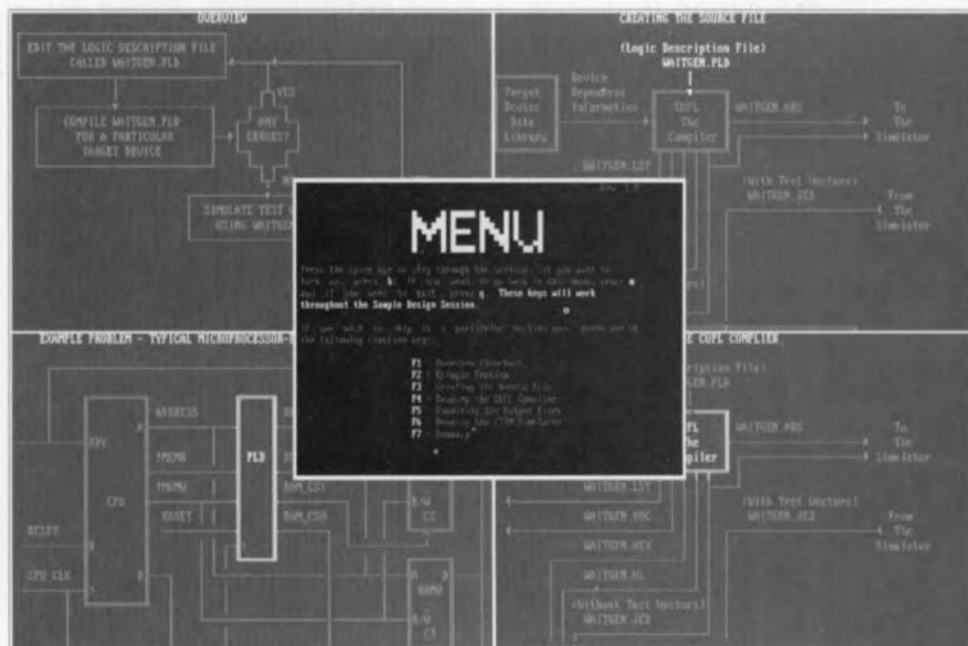
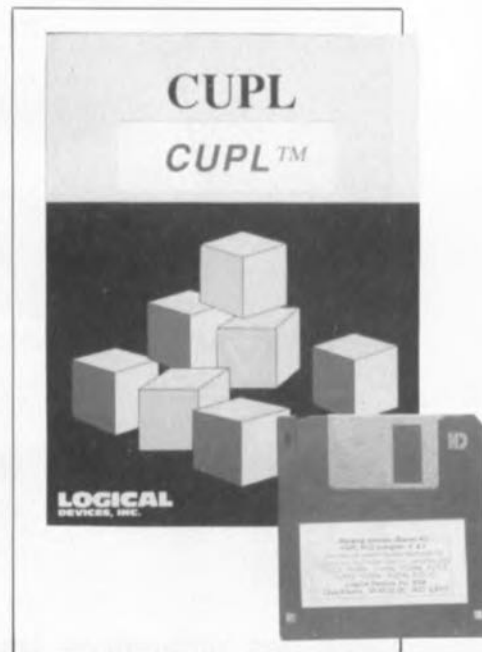
Nous n'en dirons pas plus et ne pouvons que vous recommander l'acquisition de la version d'initiation de ce logiciel puissant qu'est CUPL™.

Notons pour finir à l'intention de ceux qui ne pourraient pas se payer l'une des versions plus évoluées de CUPL™ que l'une des disquettes proposées par Publitrone en accompagnement du programmeur de GAL (ESS 1704) comporte un programme PAL2GAL.EXE qui permet, comme le suggère sa dénomination, de convertir un fichier

PALJED en un fichier GALJED.

Pour vous mettre l'eau à la bouche nous vous proposons ci-dessous quelques copies d'écran obtenues lors de l'exécution du programme PLUG présent sur la disquette.

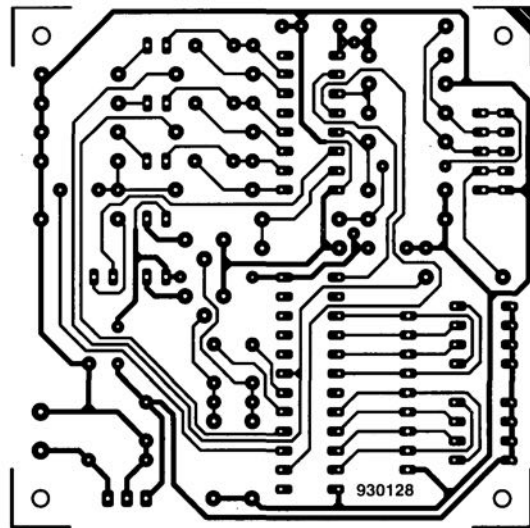
Ce logiciel a été gracieusement mis à notre disposition par la société: LAYO-FRANCE.



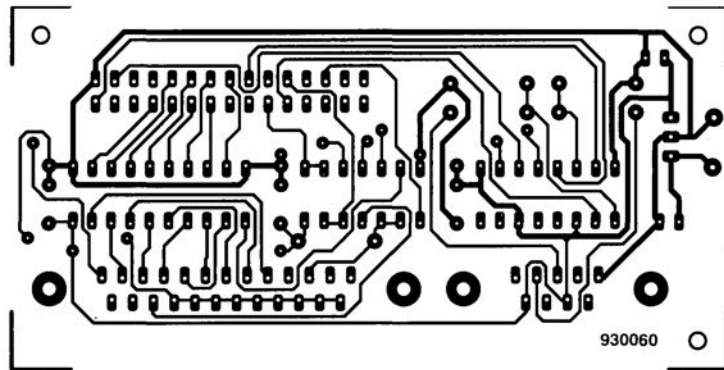
LOGICIELS

CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE

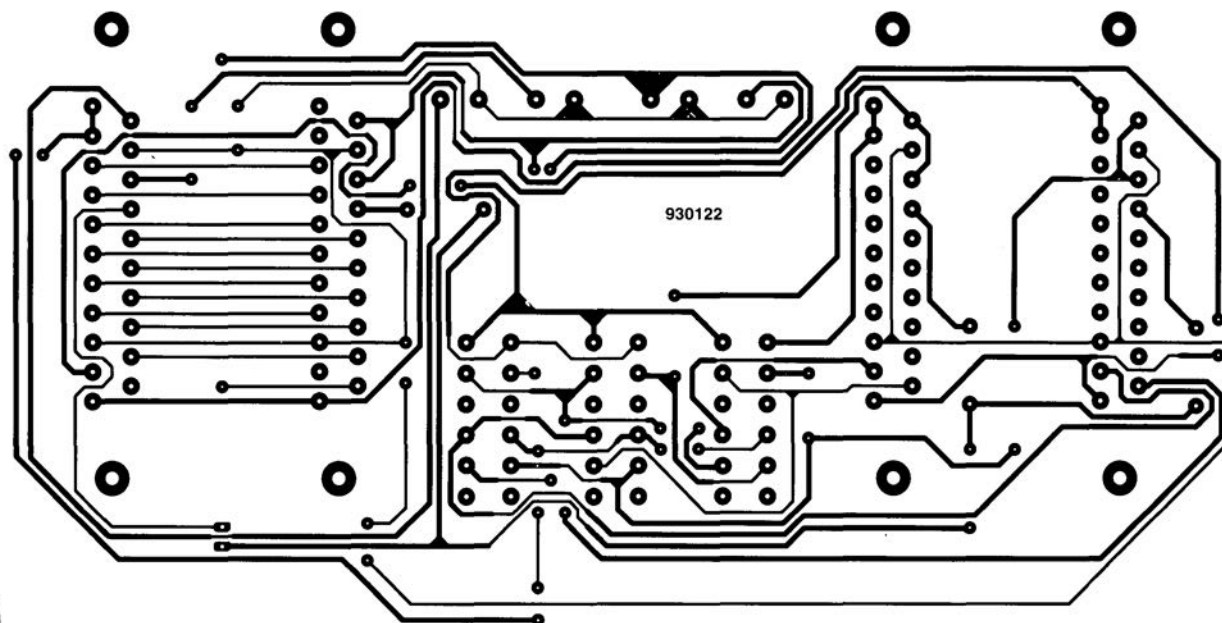
testeur de bus I²C →



mini-interface d'E/S ↓

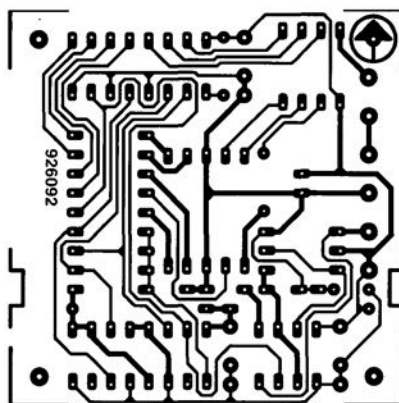


CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE

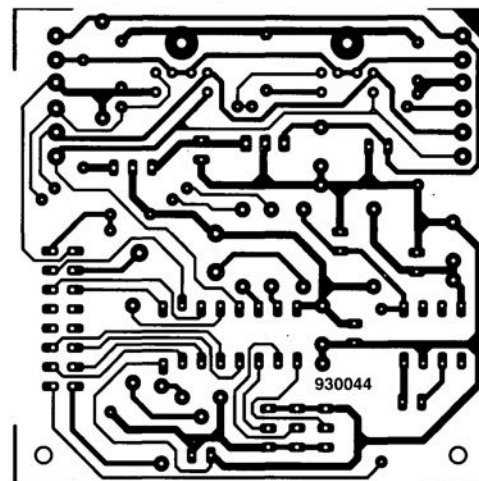


central de commutation Péritel ↑

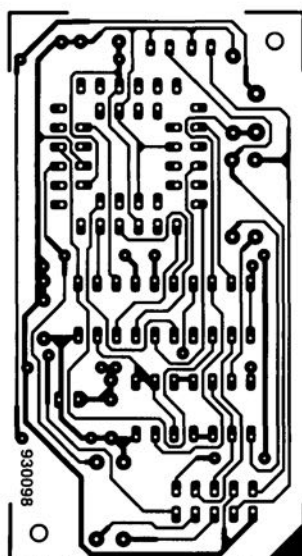
numé-dé ↓



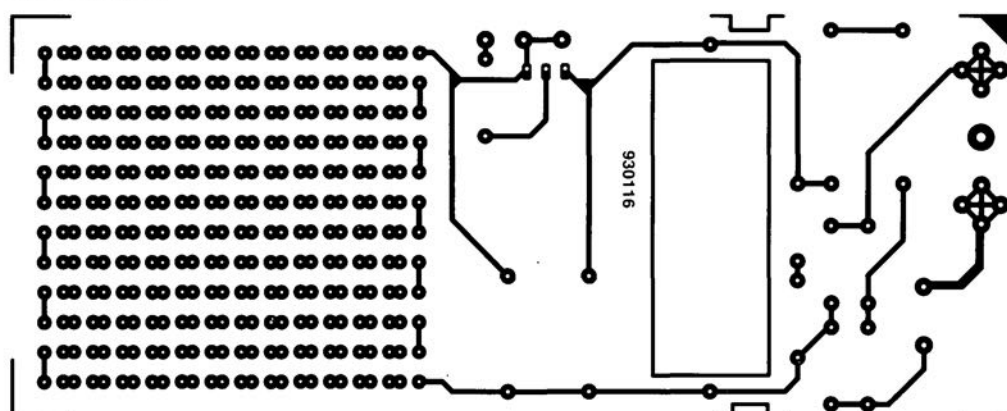
affichage alphanumérique ↓



inhibiteur de copybit ↓



lumignon à LED ↓



CUPL™ version 4.2 Starter Kit

Universal Compiler For
Programmable Logic

NdlR: seuls pourront faire l'objet d'un compte-rendu rédactionnel les logiciels envoyés à la rédaction tels qu'ils le seraient à un éventuel acheteur.

Comme son nom l'indique fort éloquentement, le Starter Kit pour CUPL de LOGICAL DEVICES INC, est un logiciel complet (disquette + manuel de 114 pages) d'initiation à l'utilisation de la logique programmable.

Que nécessite le Starter Kit pour CUPL™ ?

Ce logiciel est l'un des moins exigeants qu'il nous ait été donné de rencontrer ces derniers mois. Cela s'explique puisqu'il ne fait pas, lors de son exécution, appel à des graphiques. Les graphiques agrémentant les fichiers de documentation et autres fichiers auxiliaires sont des codes ASCII purs de sorte que l'ordinateur le plus simple qui soit n'aura pas de problème à travailler avec CUPL™.

Qui peut être intéressé par ce Starter Kit?

Il nous semble que, vu son prix incroyable de 249 FF (TTC), il s'agit là d'un investissement à rapport qualité/prix exceptionnel. Qui d'entre nos lecteurs ne s'est jamais demandé comment on s'y prenait pour programmer des composants de la famille de la logique programmable tels que les PAL, les GAL et autres FPLA. Voici l'occasion de le voir par vous-même. Ne serait-ce qu'à titre de curiosité intellectuelle, il faut avoir fait le tour des possibilités de cette version d'initiation de CUPL™.

OK, il faut reconnaître que s'agissant d'un logiciel d'origine américaine la langue utilisée est l'anglais. On pourrait sans doute envisager d'en faire une version francisée, mais l'intérêt économique de cette approche est loin d'être prouvé, vu que l'on se trouve en présence d'un manuel de plus de 500 Koctets!!! Après l'avoir imprimé avec un logiciel de mise en page tel que LBOOK ou autre BOOKLET, sa lecture vous prendra sans doute quelques soirées.

Le logiciel installe un certain nombre de fichiers de démonstration fort éducatifs.

Notons que le manuel accompagnant la disquette ne souffle mot du programme PLUG.EXE qui permet de se faire une bonne idée de ce qui se cache derrière chacune des étapes forcées du processus de génération d'un fichier JEDEC.

Ce Starter Kit permettant la programmation de 9 types de base de PAL est d'un intérêt indiscutable pour commencer à se faire la main. Il ne manquera certainement pas de vous mettre l'eau à la bouche, et c'est bien là le but de ce type de proposition. Mais il existe bien évidemment des versions bien plus performantes de ce logiciel tels PALexpert, ST-CUPL, PLDmaster, TotalDesigner-386, tout cela pour le PC, mais également des versions aux performances comparables pour les SUN SPARC et les Mac(-Intosh).

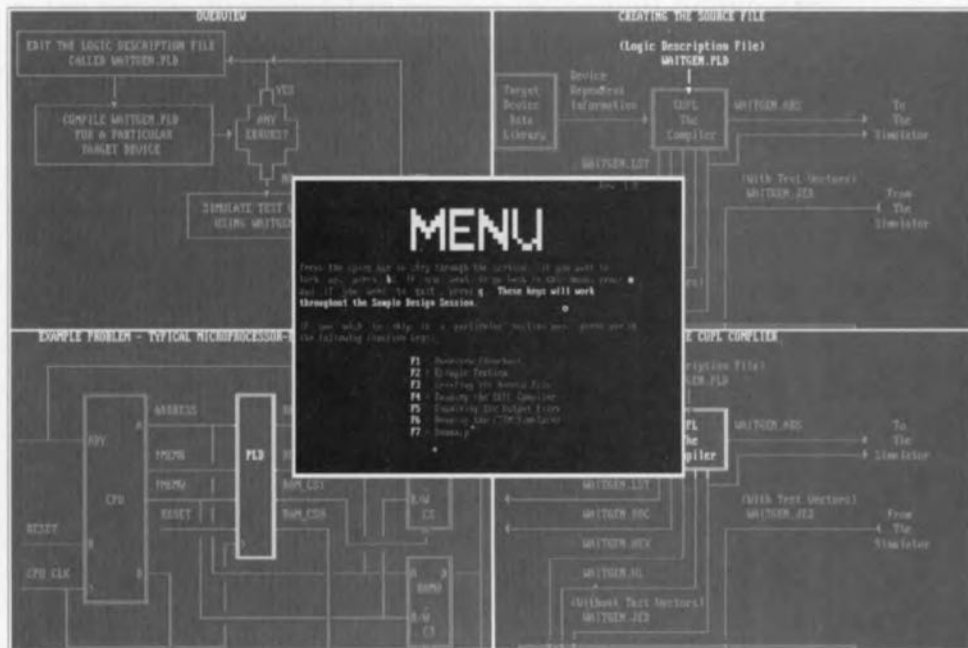
Nous n'en dirons pas plus et ne pouvons que vous recommander l'acquisition de la version d'initiation de ce logiciel puissant qu'est CUPL™.

Notons pour finir à l'intention de ceux qui ne pourraient pas se payer l'une des versions plus évoluées de CUPL™ que l'une des disquettes proposées par Publitrone en accompagnement du programmeur de GAL (ESS 1704) comporte un programme PAL2GAL.EXE qui permet, comme le suggère sa dénomination, de convertir un fichier

PALJED en un fichier GALJED.

Pour vous mettre l'eau à la bouche nous vous proposons ci-dessous quelques recopies d'écran obtenues lors de l'exécution du programme PLUG présent sur la disquette.

Ce logiciel a été gracieusement mis à notre disposition par la société: LAYO-FRANCE.



LOGICIELS

mini-interface d'E/S

pour Casio FX 850/880P

projet : M. Fänrich (électronique) & G. Klasens (logiciel)

MICRO-INFORMATIQUE



L'une des différences les plus frappantes entre un ordinateur domestique et un ordinateur de poche est le nombre de possibilités de communiquer avec le monde extérieur. Ce sont de plus les plus petits de ces ordinateurs « personnels » tels que les Casio FX 850/880P qui, bien souvent, auraient tout à gagner à disposer de possibilités de communication additionnelles. La mini-interface d'Entrées/Sorties décrite dans cet article donne aux Casio FX 850/880P non seulement une interface RS-232 mais encore un port parallèle (Centronics).

Les calculatrices d'antan ont, au cours des dernières années, fortement changé, évoluant d'une règle à calcul aux possibilités étendues à un ordinateur miniature relativement puissant. C'est cette même évolution qui a fait passer d'un affichage à quelques afficheurs 7 segments à LED rouges à des affichages graphiques à cristaux liquides (LCD). Les possibilités de programmation

ont elles aussi beaucoup évolué depuis les premières Sinclair et Hewlett-Packard programmables. Il n'y a encore que très peu de temps la programmation d'une telle calculatrice se résumait à la saisie d'une (trop) longue série d'instructions de calcul primitives. Les machines les plus avancées de l'époque (Texas Instruments et HP) disposaient d'une possibilité de stockage sur carte

magnétique de ces séries d'instructions, évitant ainsi la perte de cette longue opération en cas de coupure de la calculatrice.

Les choses sont de nos jours bien différentes. Un certain nombre de langages de programmation évolués, tels que le BASIC, le Pascal et le C, ont fait leur apparition. De plus, dans la plupart des cas les programmes sont stockés dans de la RAM statique CMOS de bonne capacité. Il existe même de nos jours des ordinateurs de poche dotés d'une mémoire de 4 Moctets ! Il est logique de ce fait que l'utilisateur d'un tel instrument ressente le besoin de pouvoir raccorder un ordinateur de poche à d'autres systèmes, tels qu'un PC standard.

Personne ne niera que la mise au point d'un programme à partir d'un clavier miniature tel que les possèdent tous ces « micro »-ordinateurs (nano serait encore plus juste) est loin d'être une sinécure, vivement le confort du clavier d'un vrai ordinateur de bureau. Ceci explique que de nombreux utilisateurs d'ordinateurs de poche aimeraient disposer d'une interface sérieuse leur permettant d'échanger des données entre leur calculatrice hyper-puissante et un PC.

Il serait sans doute extrêmement intéressant en outre de disposer d'un port pour imprimante de manière à pouvoir mettre sur papier les résultats de calculs complexes. Le hasard (???) veut que les modèles de Casio évoqués plus haut soient dotés d'un connecteur d'extension sur lequel se trouvent tous les signaux nécessaires pour l'implémentation tant d'un port sériel que celle d'un port parallèle.

Le schéma

La création d'un port RS-232 est, dans le cas des dits types de machines de Casio, relativement facile sachant que, nous le disions quelques lignes plus haut, le connecteur d'extension met à notre disposition tous les signaux nécessaires. Tout ce qu'il nous reste à faire est à tamponner ces signaux à l'aide d'un inverseur adéquat et à mettre en place une protection contre des signaux d'entrée de niveau trop important.

L'examen de l'électronique dont on retrouve le schéma en **figure 1** montre que 2 des portes intégrées dans un 4049, à savoir IC1c et IC1d, constituent les tampons des 2 signaux sériels, TxD (*Transmit Data* = émission de données) et RxD (*Receive*

Data = réception de données). Nous avons pris un certain nombre de précautions additionnelles. Dans le cas de la ligne TxD elles prennent la forme d'une diode zener D1 prise en parallèle sur la sortie du circuit de commande (*driver*) IC1c. Si la tension d'alimentation et de ce fait le niveau de sortie de ce driver devenait trop importante on a entrée en conduction de la diode zener. De par la présence d'une résistance de faible valeur dans la ligne de sortie du dit driver on a limitation du courant circulant par les diodes de protection et le niveau de tension ne dépasse pas 5V6. Cette approche élimine tout risque d'endommagement des périphériques connectés à notre pico-ordinateur.

Inversement, la résistance R2 protège la sortie TxD contre un court-circuit. Ceci présente l'avantage additionnel d'entraîner une limitation du courant à travers la diode zener au cas où cette sortie serait malencontreusement reliée à la sortie d'un autre appareil. L'entrée, IC1d, est elle aussi dotée d'un dispositif de protection. La diode D2 bloque les tensions négatives appliquées à l'entrée, la résistance R3 fixant à 0 V le niveau d'entrée. Aux niveaux de tension élevés le circuit de protection interne des portes se charge d'une élimination efficace de cette tension.

Le port parallèle à utiliser avec une imprimante prend la forme d'un circuit intégré verrou (*latch*), IC3, associé à une demi-douzaine de portes logiques. Les portes IC1a et IC1b inversent respectivement les signaux WE (*Write Enable* = validation d'écriture) et CS (*Chip Select* = sélection de circuit), la porte ET (AND) à trigger de Schmitt IC2b combinant ces 2 signaux pour en fabriquer un signal d'échantillonnage (*Strobe*) pour le dit verrou. Le verrou stocke les 8 signaux de don-

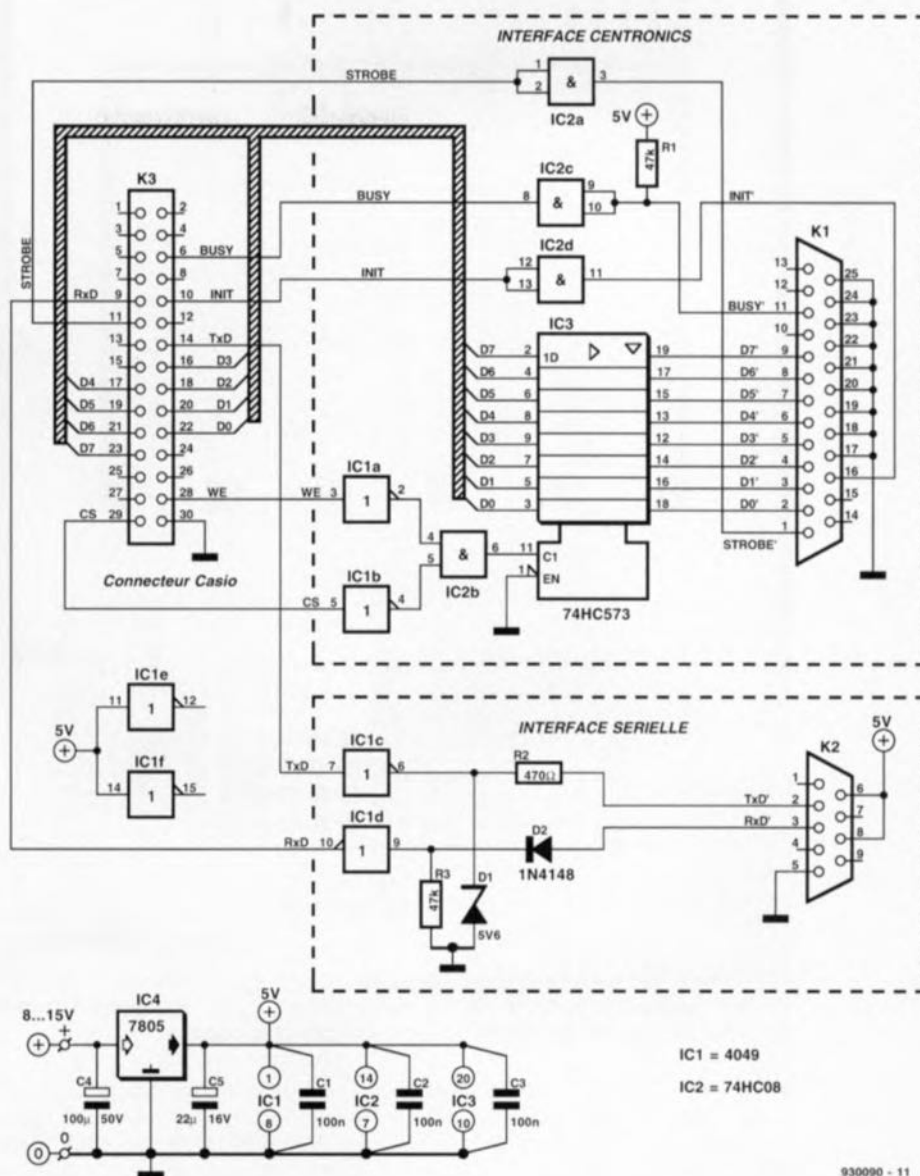


Figure 1. L'électronique de la mini-interface pour la Casio FX 850/880.

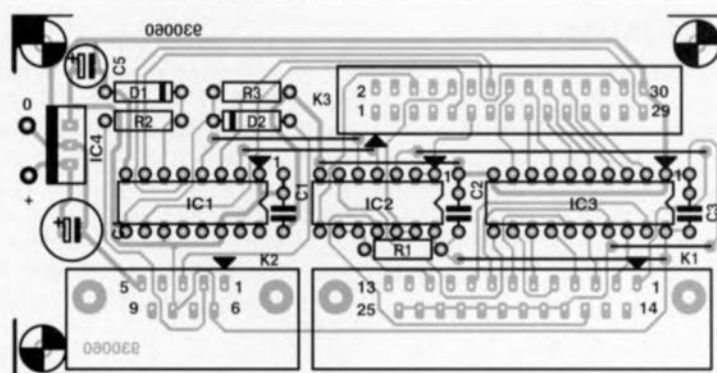


Figure 2. Vu la présence de 3 embases, il est difficile de donner des dimensions plus compactes au dessin du circuit imprimé dont on retrouve ici la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants.

Liste des composants

Résistances :

R1, R3 = 47 kΩ
R2 = 470 Ω

Condensateurs

C1 à C3 = 100 nF
C4 = 100 μF/50 V
C5 = 22 μF/16 V

Semi-conducteurs :

D1 = diode zener 5V6/400 mW
D2 = 1N4148
IC1 = 4049
IC2 = 74HC08
IC3 = 74HC573

IC4 = 7805

Divers :

K1 = embase sub D en équerre à

25 broches

K2 = embase sub D en équerre à 9 broches

K3 = embase encartable droite de
2 x 15 contacts



Figure 3. Associé au programme adéquat, la mini-interface permet l'établissement d'une liaison entre une Casio et un (IBM-)PC en vue d'un transfert de données.

nées nécessaires à l'imprimante. Il nous faut, outre ces données, 3 signaux de commande : *Strobe*, *Busy* et *Init*. La transmission de ces signaux se fait directement entre la Casio et l'imprimante via quelques tampons, IC2a à IC2d.

La réalisation

Nous vous proposons, pour simplifier la réalisation de ce montage, un dessin de circuit imprimé spécialement conçu pour cette interface. Il vous faudra le fabriquer vous-même. Nous vous proposons en **figure 2** la représentation de la sérigraphie de

l'implantation des composants et le dessin des pistes dans les pages « CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE » au centre de ce magazine. Vu la taille de la platine concernée, cela ne devrait pas être une tâche surhumaine.

Cette opération terminée on pourra passer à l'implantation des composants, opération que l'on débutera par la mise en place des 6 ponts de câblage suivie de celle des 2 embases sub D, K1 et K2, de l'embase droite K3 et des composants passifs. On implante ensuite les diodes et le régulateur : attention à la polarité de ces composants. Il ne reste plus qu'à placer les 3 circuits intégrés logiques.

Le seul problème que présente la réalisation de cette mini-interface est celui du connecteur la reliant à la calculatrice : en effet ce connecteur miniature n'existe pas tel quel sur le marché. La seule solution pour en obtenir un exemplaire est de le récupérer sur une interface défectueuse ou un autre système électronique qui en disposerait, voire encore de le commander comme pièce de service après-vente. On peut également

envisager de récupérer un connecteur CMS d'un appareil défectueux, ces connecteurs connaissant bien souvent le même pas.

Les plus aventureux d'entre nos lecteurs envisageront peut-être de fabriquer eux-mêmes ce connecteur en enfichant dans le connecteur d'extension de la calculatrice une série de conducteurs fins tels que des aiguilles, la double rangée de conducteurs étant ensuite séparée l'une de l'autre par une fine épaisseur de matériau isolant, époxy ou plastique : quelques gouttes de colle époxy et l'ensemble se transforme en un tout fonctionnel...

Lorsque vous aurez réussi la fabrication de ce connecteur, ou que vous aurez mis la main sur un connecteur d'extension neuf ou de récupération, vous pourrez connecter un module d'alimentation secteur fournissant une tension de sortie comprise entre 8 et 15 V à la platine de l'interface.

Le logiciel

La communication entre les 2 systèmes ne peut se faire si l'on ne dispose pas d'un rien de logiciel prenant à son compte ce processus. Le hasard (??? encore lui) veut que la Casio soit déjà dotée de l'intelligence nécessaire de sorte que le logiciel additionnel nécessaire se résume à bien peu de choses.

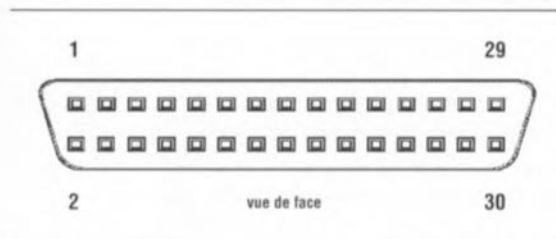
Le logiciel BASIC de la Casio identifie le port sériel comme COM0:, les instructions utilisables dans ce cadre étant OPEN, CLOSE, PRINT#, INPUT#, SAVE et LOAD, rien que du classique donc.

Le manuel de l'utilisateur de la Casio mentionne les paramètres optionnels à ajouter à la suite de ces instructions.

L'ESS-1924 (disquette 3 1/2) comporte un programme baptisé « Casio », logiciel se chargeant du contrôle du transfert sériel des données entre la Casio et un PC tournant sous MS-DOS. Grâce à ce logiciel les données n'ont aucun problème à transiter du disque dur de l'ordinateur jusqu'à la mémoire de la Casio. Étant donnée la structure claire du dit programme, qui comporte même un menu d'aide (Help), l'utilisation de ce logiciel ne devrait pas poser de problème, même sans mode d'emploi.

Le port imprimante peut être activé par le choix du mode 7 de la Casio (validation imprimante).

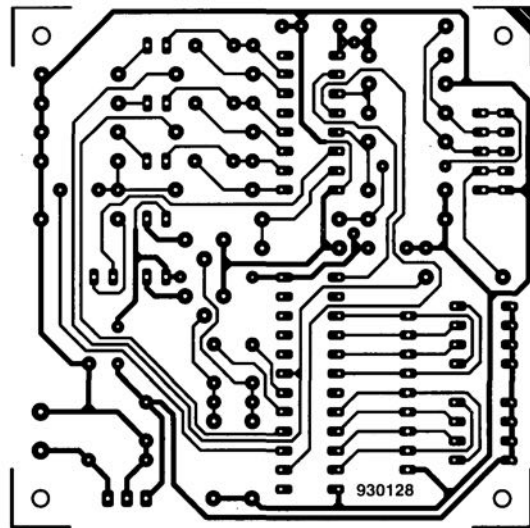
À partir de là, les instructions BASIC associées à l'imprimante tels que LLIST et LPRINT utilisent également le dit port.



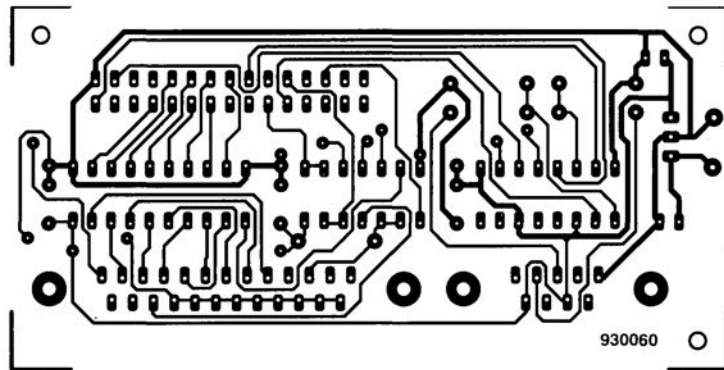
Croquis du brochage du connecteur de la Casio FX850P vu de face, calculatrice fermée, sachant qu'il n'est pas nécessaire d'ouvrir le boîtier de la calculatrice pour avoir accès au connecteur.

CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE

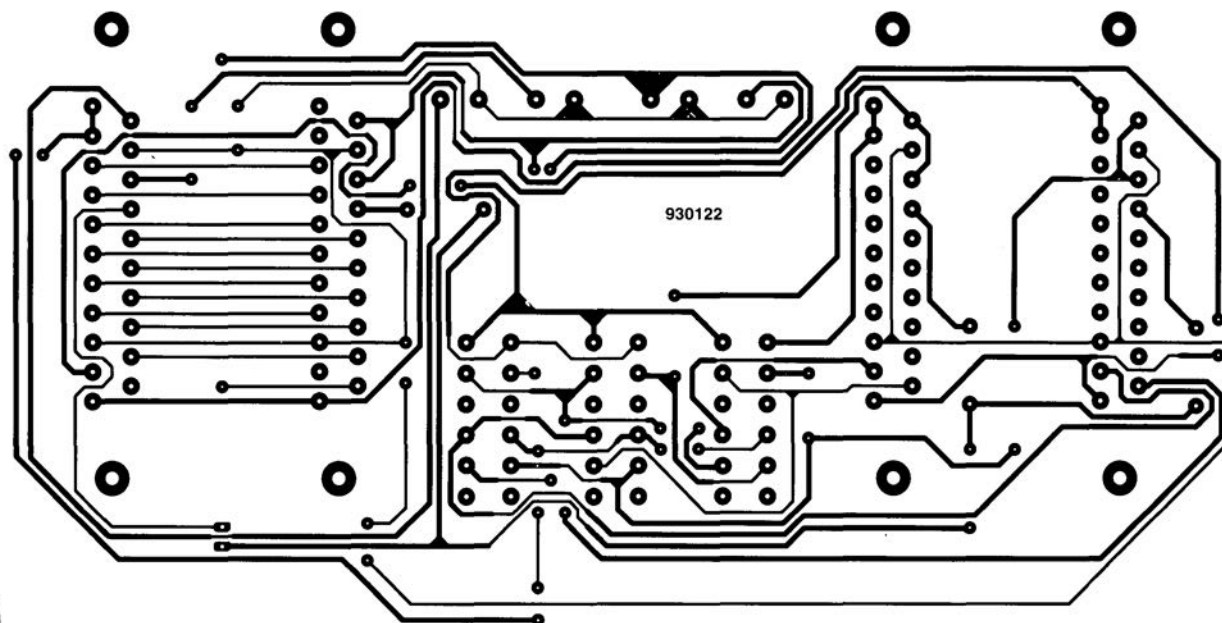
testeur de bus I²C →



mini-interface d'E/S ↓

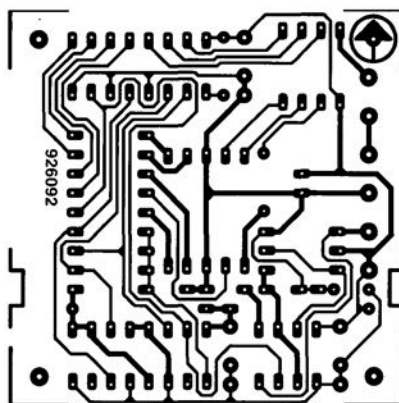


CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE

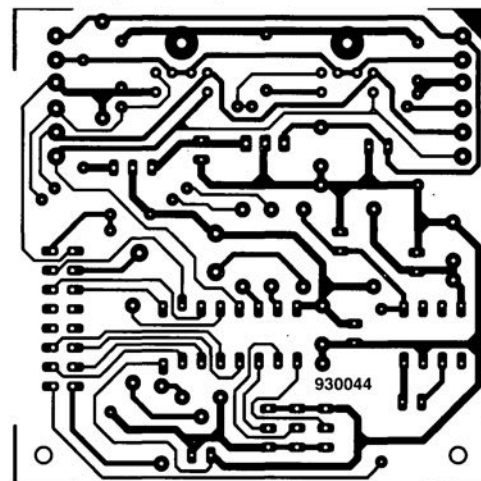


central de commutation Péritel ↑

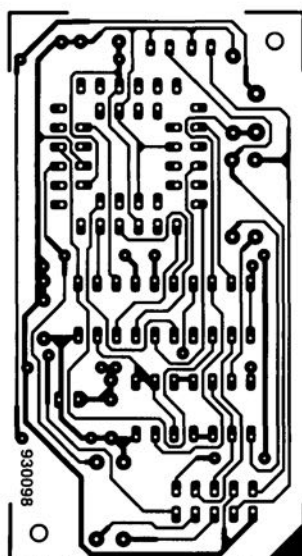
numé-dé ↓



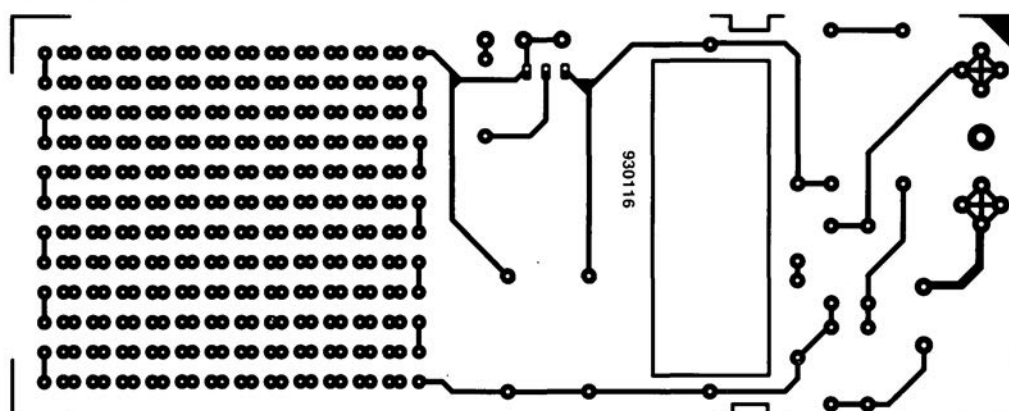
affichage alphanumérique ↓



inhibiteur de copybit ↓



lumignon à LED ↓



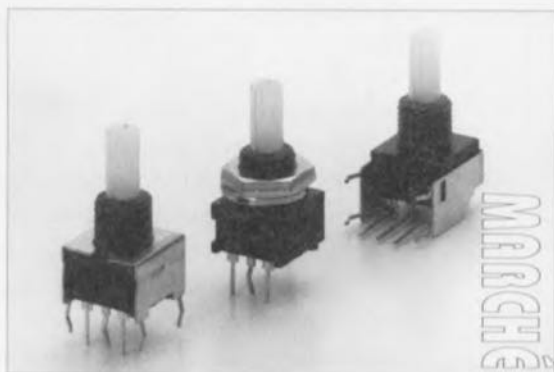
Interrupteurs rotatifs à impulsions

La gamme impressionnante de commutateurs, interrupteurs et autres rotateurs de Knitter-Switch a été complétée par une famille toute neuve.

Il s'agit de la nouvelle série MRP. Ces nouveaux interrupteurs rotatifs sont disponibles en version encartable avec des contacts droits ou coudés. Ces interrupteurs fournissent des impulsions entre

les connexions 1 et 2 ou 2 et 3, tout en fonction du sens de rotation.

Une application typique d'un interrupteur MRP serait son utilisation en combinaison avec un compteur d'impulsions dans un appareil numérique, là où l'on faisait appel (en général) à un potentiomètre dans un appareil analogique (tel que par exemple le bouton de réglage de volume d'un auto-radio ou le dispositif de déplacement du curseur dans un oscilloscope numérique).



RECTIFICATION

mini-interface d'E/S pour Casio FX 850/880P

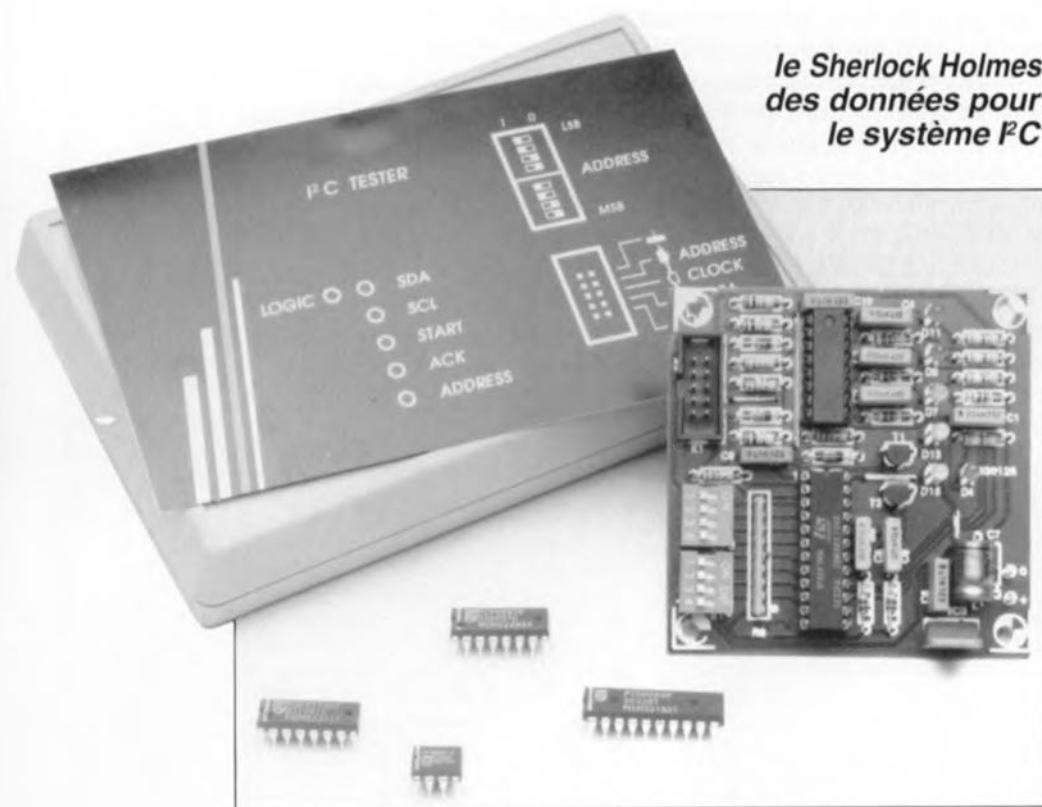
Dans le numéro 188 (février '94) d'Elektor nous avons décrit une mini-interface d'E/S pour Casio FX 850/880P

Cet article va de pair avec un petit programme de communication, le « Casio FX-850P Communication Utility Version 1.2 ». Ce programme est disponible auprès de PUBLITRONIC sous la dénomination ESS-1924. Le dit programme nous a été proposé par Mr G. Klasens comme étant son oeuvre personnelle. Dans le contrat établi entre la personne ayant proposé cette réalisation et Elektuur il est également indiqué qu'il s'agissait d'une oeuvre originale sur laquelle personne ne pouvait avoir de droits. Après publication il s'est rapidement avéré que le programme n'avait pas été écrit par Mr Klasens, mais qu'il s'agissait d'une propriété intellectuelle de Mr P.M.F. Paulissen. Mr Klasens n'avait fait rien de plus que de mettre son nom dans le programme avant de nous le proposer. Vu qu'un logiciel jouit de la protection par les droits d'auteur, il y eut une procédure juridique entre les 2 personnes, de sorte que la société Elektuur s'est vu contrainte d'arrêter, pendant un certain temps, la vente de ce programme. Depuis lors, le différent a été résolu et le nom du véritable auteur placé dans le programme. Nous avons le plaisir de vous annoncer que le programme est repris dans le catalogue des pages EPS, sous la dénomination ESS-1924. Les possesseurs, si tant est qu'il y en ait, de la version originelle (illégal) du programme où se trouve mentionné le nom de Mr Klasens peuvent nous retourner la disquette incriminée et nous leur ferons parvenir, par retour du courrier, une version modifiée.

Salutations amicales
Elektuur B.V.

testeur de bus I²C

*le Sherlock Holmes
des données pour
le système I²C*



projet : W. Foede

sent de communication et de commandes non critiques quant à leur aspect chronologique. Il ne saurait être question de faire appel au bus I²C pour le « transport » de données audio-numériques par exemple. Le bus I²C, avec sa vitesse de transfert maximale de 100 Kb/s, est tout simplement trop lent pour une telle application.

Il existe actuellement, pour la quasi-totalité des applications dans le domaine de l'électronique « grand public », un circuit intégré doté d'une interface I²C. Si, par malheur, il devait se produire une panne dans un tel appareil à circuits intégrés I²C, vérifier le bus I²C ainsi que tous les composants qui y sont connectés fait partie du processus d'identification de la cause de la panne. On pourra faire appel, pour procéder à un simple test, à un oscilloscope. Cet instrument permet de vérifier si l'on a présence d'un signal sur les lignes SDA et SCL (niveau haut : le bus est libre, tension alternative : données ou horloge). Avec un oscilloscope il est cependant impossible d'effectuer un test plus élaboré. Un test exhaustif à ce niveau demande beaucoup plus d'efforts et c'est très exactement pour cette raison que nous avons conçu le testeur de bus I²C, décrit ici.

Petit à petit, le bus I²C est devenu un standard dans les domaines régissant la communication entre les différents circuits intégrés et surtout pour des applications à caractère audio et vidéo. Les fonctions de plus en plus complexes remplies par ces circuits intégrés dans cette catégorie d'appareils demandent un échange de données « intelligent » permettant de réduire d'une part le nombre d'interconnexions entre les différents circuits intégrés et de l'autre, le nombre de broches requis par chacun de ces composants. La quasi-totalité de la communication se fait de nos jours via une connexion trifilaire. Il nous faut, pour pouvoir tester les fonctions dans un système I²C au minimum un oscilloscope, voire mieux encore un analyseur logique. Le petit montage, objet de cet article, permet de tester et de vérifier, simplement et de façon élogieuse, toutes les fonctions d'un système I²C.

Le système I²C existe depuis quelques années déjà et Elektor y a consacré un certain nombre de montages (cf. bibliographie en fin d'article). Mais quel est donc l'avantage de l'utilisation du bus I²C ? « Autrefois » on avait besoin, pour la commande de chaque fonction d'un circuit intégré, d'une broche d'entrée distincte. Les capacités, souvent très complexes, des circuits intégrés modernes impliquaient la nécessité de faire appel à une forêt de broches de

connexion et partant ... à un nombre aussi monstrueux de pistes cuivrées. En cette époque de numérique, la communication entre les différents circuits intégrés fait appel à toute une série de lignes de données et d'adresse. Pour limiter au strict indispensable le nombre de broches nécessaires, Philips a développé le bus I²C, un système de communication et de commande pour circuits intégrés faisant appel à une liaison à 3 fils seulement. On notera qu'il s'agit dans le cas pré-

Six LED et deux interrupteurs DIL quadruples permettent de vérifier, en détail, tout ce qui se passe sur le bus I²C. Le testeur permet de définir une adresse de circuit intégré et de vérifier si cette adresse apparaît sur le bus. Il est également possible, en faisant appel au testeur, de suivre tout ce qui se passe sur le bus. Dans ces conditions, les six LED fournissent, par leur illumination, les informations suivantes :

- SDA ou SCL : présence de données sur la ligne, selon le cas, SDA ou SCL,
- START : émission d'une condition de démarrage valide,
- ACK : accusé de réception par le circuit intégré « esclave » en question – traduit par une impulsion ACK- de l'adresse hexadécimale définie sur le testeur,
- ADDRESS : présence sur le bus de l'adresse hexadécimale, définie à l'aide des interrupteurs DIL et
- LOGIC : le niveau logique statique d'une ligne, indépendamment du bus I²C.

Il serait possible, en principe, de visualiser un certain nombre de ces données à l'aide d'un analyseur logique. Cependant, dès que l'on a présence sur le bus de plusieurs circuits intégrés « esclaves », l'utilisa-

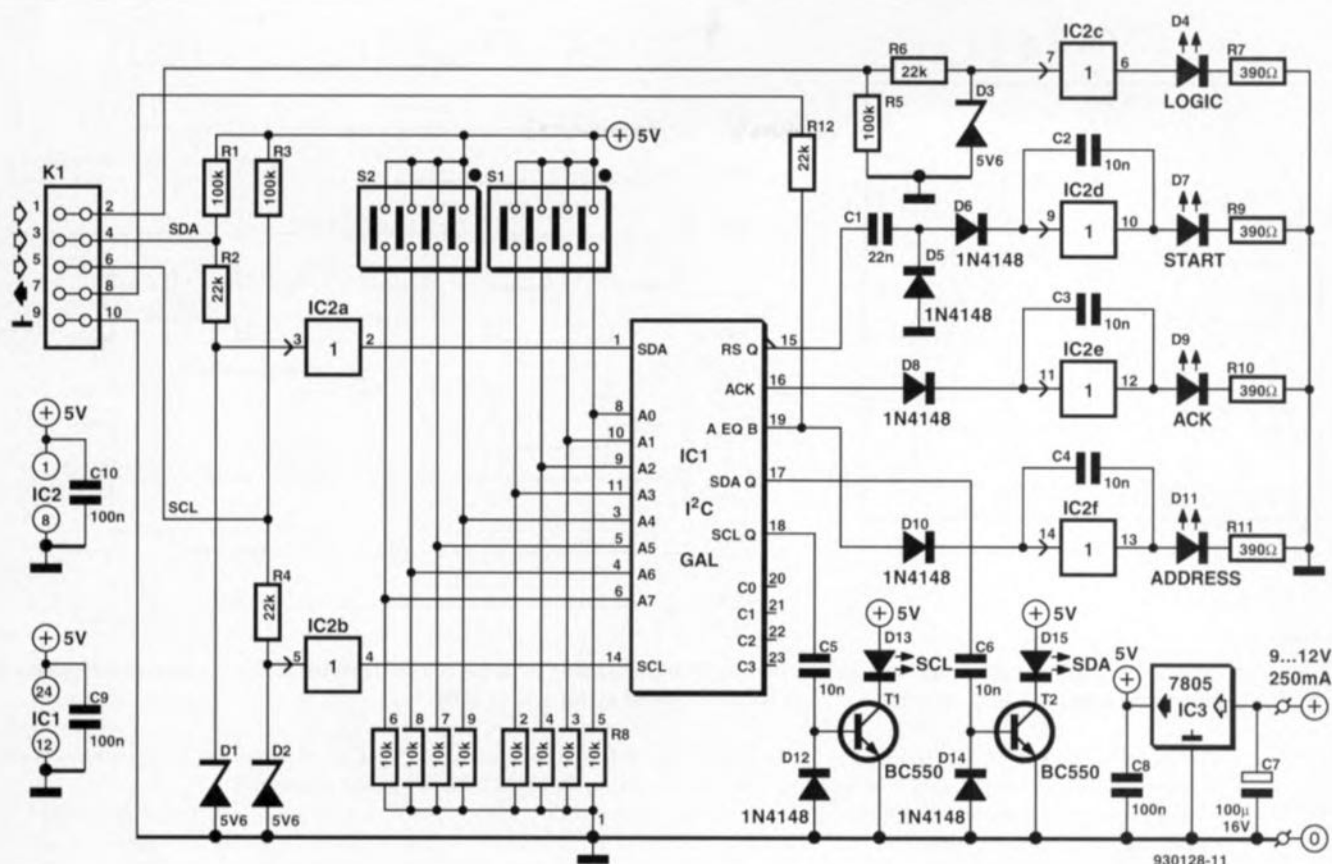


Figure 1. L'électronique du testeur pour le bus I²C est peu complexe. Il suffit de 2 circuits intégrés pour traiter les signaux numériques. La simplicité du circuit s'explique par la présence de la GAL.

tion de cet instrument devient relativement délicate et, en outre, qui d'entre nos lecteurs dispose chez lui de cet instrument de test onéreux. Si tant est que l'on puisse voir compter au nombre des heureux possesseurs d'un analyseur logique, le testeur pour le bus I²C vous offre la possibilité, de par la présence d'une sortie véhiculant le signal **ADDRESS**, de déclencher l'analyseur logique par l'apparition sur le bus de telle ou telle adresse. Du fait qu'il ne s'agit en fait que de la visualisation de deux flux de données ayant une fréquence relativement basse, on pourrait même envisager de faire appel à un oscilloscope numérique à mémoire. Dans ces conditions il faudra connecter l'entrée de synchronisation externe de l'oscilloscope à la sortie **ADDRESS** du testeur.

Il était une fois ... une GAL

Le composant principal du montage est une GAL du type 6001. Ce circuit intégré remplit lui-même un nombre important des fonctions du testeur de bus I²C, de sorte que le reste de l'électronique est réduite à la partie congrue. Physiquement, la 6001 ressemble à la 20V8 plus connue – utilisée à de plusieurs

reprises dans des réalisations décrites dans *Elektor* – mais elle dispose, bien à l'abri dans son boîtier, de toute une série de possibilités additionnelles :

- 10 (au lieu de 8) macrocellules d'E/S (*IOLMC*, broches 14 à 23),
- 8 macrocellules cachées (*BLMC*, sans connexions extérieures),
- le nombre de termes de produit admissible **par sortie** est uniquement limité que par le nombre maximal **total** à savoir 74,
- chaque macrocellule peut être déclenchée séparément par un terme de produit (mode asynchrone),
- possibilité de remise à zéro simultanée de toutes les macrocellules (remise à zéro asynchrone) et
- présence de 8 macrocellules d'Entrée (*ILMC*, broches 2 à 11, inutilisées ici).

Ce petit résumé montre que la 6001 est sensiblement plus puissante qu'une 20V8. Nous avons fait appel, pour la réalisation du testeur, à un nombre important des capacités particulières de la 6001.

Le développement « à la main » de toutes les fonctions requises, si tant est que l'on puisse l'envisager, est loin d'être une sinécure. Il existe

actuellement un certain nombre de logiciels (abordables de plus) qui peuvent nous assister lors de cette tâche complexe.

Nous avons fait appel, dans le cas du testeur de bus I²C, au programme *easyABEL* (au prix de l'ordre de 1 500 FF). Ce logiciel permet de décrire, de façon générale, le projet requis à l'aide d'un langage appelé HDL (*Hardware Description Language* = langage descriptif de matériel). Le programme se charge ensuite de composer toutes les fonctions optimisées et propose même le type de circuit intégré à utiliser. Le choix du circuit intégré effectué, le logiciel se charge en outre d'attribuer automatiquement les fonctions requises aux broches disponibles. Le résultat de cette opération, complexe on le voit, est un fichier de programmation du type JEDEC que l'on peut utiliser avec la quasi-totalité des programmeurs de GAL.

Deux circuits intégrés et une alimentation

Il n'est pas exclu que certains de nos lecteurs soient quelque peu déçus après un premier examen du schéma électronique de la **figure 1**: il n'y a, en effet, que très peu d'électronique !

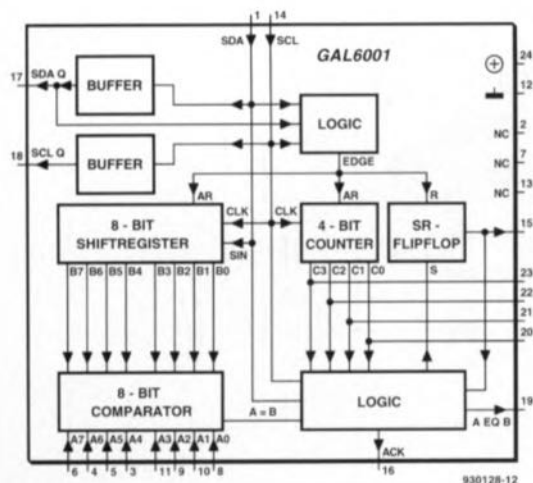


Figure 2. Synoptique des différentes fonctions programmées dans la GAL du type 6001.

Cela s'explique par le fait que nous faisons appel à la GAL 6001 dans laquelle est programmé un nombre important des fonctions requises. La simple idée de remplacer ce composant par des composants discrets, circuits intégrés et autres transistors décuplerait sans doute la taille du circuit imprimé nécessaire et partant le prix de la réalisation, alors n'y pensons pas. Outre la 6001, le montage ne comporte en fait qu'un seul circuit intégré supplémentaire dans lequel se trouvent tous les tampons nécessaires.

Pour vous permettre de vous faire une meilleure idée du fonctionnement interne de IC1 nous vous proposons, en **figure 2** et sous forme synoptique, la structure interne telle que nous l'avons programmée dans la 6001. Soulignons-le une fois encore, la réalisation à l'aide de circuits intégrés « standard » de toutes ces fonctions se serait traduite **et** par une électronique sensiblement plus complexe **et** par un montage aux dimensions très sensiblement plus importantes.

Mais qu'est-ce qui se passe donc dans le circuit du testeur pour le bus I²C pourront peut-être se dire les plus curieux d'entre vous ?

Le chronodiagramme comme-on-n'en-fait-plus de la **figure 3** permet de bien suivre l'évolution des différents signaux à l'intérieur du testeur I²C.

Les signaux SDA (*Serial DATA*, données sérieelles) et SCL (*Serial CLOCK*, horloge sérieelle) entrent dans le circuit via le connecteur K1. Les diodes zener D1 et D2 limitent une tension d'entrée trop élevée à une valeur

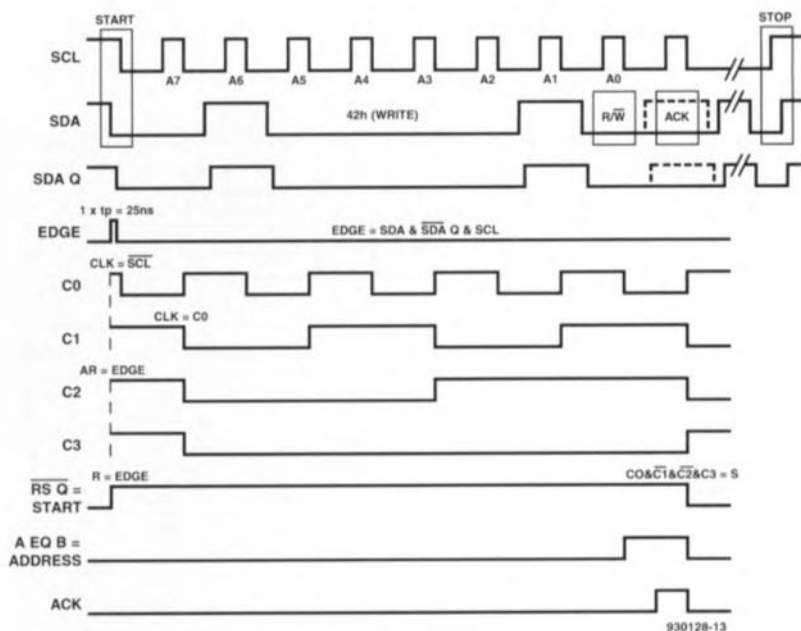
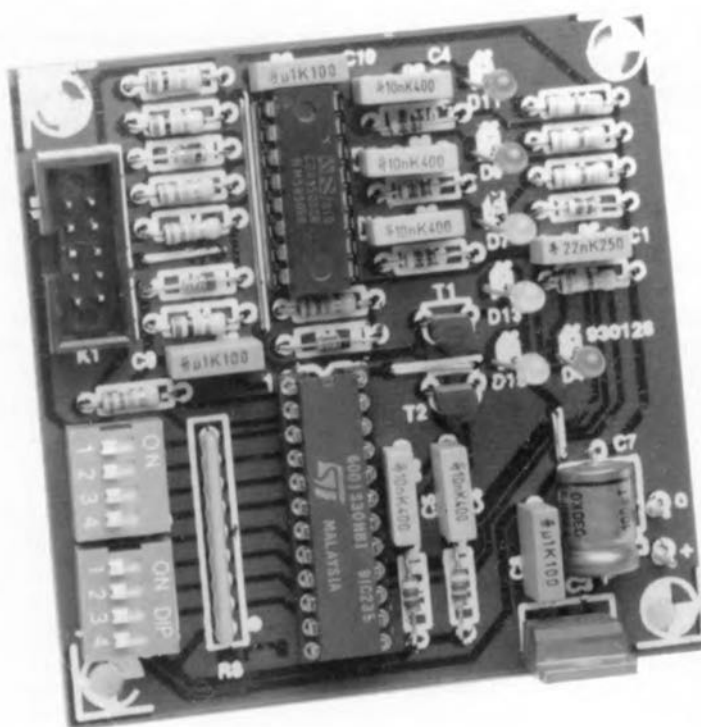


Figure 3. Chronodiagramme permettant de suivre nettement les événements à L'intérieur de la GAL et montrant les signaux de sortie.

inoffensive de 5,6 V (dans un système PC, on travaille, en règle générale, à une tension de 5 V). Les tampons IC2a et IC2b nettoient les signaux entrant, via les broches 1 et 14, dans le circuit intégré IC1. Les deux petits étages à transistors centrés sur T1 et T2, pilotés via les sorties SDA Q (broche 17) et SCL Q (broche 18), commandent chacun une LED, qui ainsi visualisent ce qui se passe sur ces deux lignes. Les condensateurs C5 et C6 garantissent la seule illumination des LED lors

d'un flanc positif du signal présent sur ces lignes.

Le bloc **LOGIC** (dans la partie inférieure droite de la figure 2) détecte la présence d'une condition de démarrage sur le bus I²C et fournit, dans ces conditions, le signal « *edge* ». Ce signal naît à l'instant où la ligne SDA passe au niveau bas et que la ligne SCL se trouve au niveau haut. Le signal « *edge* » démarre le cycle de lecture du registre à décalage à 8 bits et remet à zéro le compteur à 4 bits. Le même signal sert également à la



remise à zéro d'une bascule SR.

Le registre à décalage transforme l'adresse sérielle (adresse à 7 bits plus 1 bit de Lecture/Écriture), transmise à travers la ligne SDA, en un mot parallèle de 8 bits, opération pendant laquelle la ligne SCL fournit le signal d'horloge. Dans le synoptique de la figure 2 on retrouve le bit de poids fort sur les sorties de gauche (B7 à B4) du registre à décalage. Les 7 bits premiers reçus constituent l'adresse et le huitième bit indique le sens des données :

« 0 » : écriture : le maître veut transmettre des données et

« 1 » : lecture : le maître veut recevoir des données.

Les sorties du registre à décalage sont reliées à un comparateur à 8 bits, connecté, lui, à 2 interrupteurs DIL quadruples (S1 et S2). Le comparateur effectue (comme le laisse d'ailleurs supposer son nom) une comparaison entre l'adresse définie à l'aide des interrupteurs DIL et les données reçues. En cas de concordance il transmet un signal au bloc **LOGIC**.

Afin de pouvoir découvrir si l'octet détecté est en fait l'octet d'adresse – il est fort probable que lors du transfert de données on ait passage d'un modèle (*pattern*) de bits identique – nous avons doté le circuit de la bascule et du compteur à 4 bits. La bascule et le compteur sont remis à zéro, nous l'avons mentionné plus haut, par le signal « *edge* » qui apparaît après une condition de démarrage, action après laquelle le compteur à 4 bits est synchronisé par le signal SCL. La bascule est validée par le bloc **LOGIC** pendant une durée de 9 impulsions après la condition de démarrage.

Les 3 sorties, 15, 16 et 19, sont reliées à 3 étages de tampon (IC2d, IC2e et IC2f). Chacun de ces étages est doté d'un condensateur, pris entre la sortie et l'entrée de façon à ce qu'ils fonctionnent comme bascule monostable. Les broches 16 et 19 fournissent des impulsions de durée relativement brève et il serait difficile de détecter ainsi l'illumination des LED **ADDRESS** et **ACK**. De par la présence des condensateurs C3 et C4 on aura une illumination suffisamment longue pour obtenir une indication fiable et nettement visible.

Dans le cas de la sortie 15 il s'agit de visualiser les flancs ascendants du signal. Ceci est l'affaire du condensateur C1 et de la diode D5. Après le transfert d'un octet il faudra que le circuit intégré « destinataire » signale la réception des données par

L'adressage

Il est important, pour pouvoir définir (à l'aide des interrupteurs DIL du testeur de bus FC) les différents niveaux logiques corrects constituant l'adresse du circuit intégré à vérifier, de bien connaître les adresses des différents circuits intégrés IC présents dans l'appareil sous test. Philips, l'initiateur du système IC, fournit toute une gamme de circuits intégrés avec une interface IC. Pour vous donner un petit coup de main, nous avons feuilleté les différents databook de chez Philips. Le résultat de cette enquête est le tableau ci-dessous dans lequel vous trouverez l'adresse et la fonction des circuits intégrés IC les plus courants de chez Philips.

type	fonction	adresse							
	adresse de communication générale	0	0	0	0	0	0	0	X
	adresses réservées	0	0	0	0	Y	Y	Y	X
		1	1	1	1	Y	Y	Y	X
PCD3311 / 12	générateur de tonalité (DTMF/modem/musique)	0	1	0	0	1	0	A1	X
PCF8200	synthétiseur de paroles	0	0	1	0	0	0	0	X
PCF8566	commande d'affichage LCD universelle	0	1	1	1	1	1	A1	X
PCF8570 / 71	RAM statique (256x8 / 128x8)	1	0	1	0	A3	A2	A1	X
PCF8570C	RAM statique (256x8)	1	0	1	1	A3	A2	A1	X
PCF8572	EEPROM (128x8)	1	0	1	0	A3	A2	A1	X
PCF8573	horloge en temps réel / calendrier	1	1	0	1	0	A2	A1	X
PCF8574	convertisseur bus IC vers 8 bits (port d'E/S à 8 bits)	0	1	0	0	A3	A2	A1	X
PCF8574A	convertisseur bus IC vers 8 bits (port d'E/S à 8 bits)	0	1	1	1	A3	A2	A1	X
PCF8576	commande d'affichage LCD universelle	0	1	1	1	0	0	A1	X
PCF8577	commande d'affichage LCD à 64 segments / multiplexeur	0	1	1	1	0	1	0	X
PCF8577A	commande d'affichage LCD à 64 segments / multiplexeur	0	1	1	1	0	1	1	X
PCF8578	commande d'affichage matricielle à LCD	0	1	1	1	1	0	A1	X
PCF8579	commande d'affichage matricielle à LCD	0	1	1	1	1	0	A1	X
PCF8582A	EEPROM (256x8)	1	0	1	0	A3	A2	A1	X
PCF8383	horloge / calendrier avec RAM statique	1	0	1	0	0	0	A1	X
PCF8591	convertisseur A/N et N/A à 8 bits	1	0	0	1	A3	A2	A1	X
SAA1064	commande de LED à 4 chiffres	0	1	1	1	0	A2	A1	X
SAA1136	interface audio PCM	0	0	1	1	1	1	0	X
SAA1300	circuit de commutation pour récepteur	0	1	0	0	0	A2	A1	X
SAA3028	transcodeur IR (RC-5)	0	1	0	0	1	1	0	X
SAA4700	processeur de ligne de données VPS	0	0	1	0	0	0	A1	X
SAA5243 / 45	décodeur Vidéotext piloté par ordinateur	0	0	1	0	0	0	1	X
SAA9020	contrôleur de mémoire	0	0	1	0	1	A2	A1	X
SAA9050 / 51	décodeur de télévision numérique multi-standard	1	0	0	0	1	0	1	X
SAA9055P / 8A	décodeur de télévision numérique SECAM	1	0	0	0	1	0	1	X
SAA9055P / 8E	décodeur de télévision numérique SECAM	1	0	0	0	1	1	1	X
SAA9062/63/64	circuit numérique de commande de déviation	1	0	0	0	1	1	0	X
SAA9068	commande Image dans Image (PiP)	0	0	1	0	0	1	A1	X
SAB3035/36/37	syntonisation numérique pour TV pilotée par ordinateur	1	1	0	0	0	A2	A1	X
SAF1135	décodeur de ligne de données	0	0	1	0	0	A2	A1	X
TDA8370	processeur de synchronisation pour récepteur TV	1	0	0	0	1	1	0	X
TDA8400	interface pour ordinateur pour prédiviseur/synthétiseur	1	1	0	0	0	A2	A1	X
TDA8405	processeur de son stéréo pour TV	1	0	0	0	0	1	0	X
TDA8420 / 21	processeur audio stéréo	1	0	0	0	0	0	A1	X
TDA8425	processeur audio stéréo	1	0	0	0	0	0	1	X
TDA8440	commutateur vidéo/audio	1	0	0	1	A3	A2	A1	X
TDA8442	interface pour décodeur de couleurs	1	0	0	0	1	0	0	X
TDA8443A	interface YUV/RGB	1	1	0	1	A3	A2	A1	X
TDA8444	octuple convertisseur N/A à 6 bits	0	1	0	0	A3	A2	A1	X
TDA8461	décodeur PAL/NTSC	1	0	0	0	1	0	A1	X
TEA6000/6100	CI de syntonisation FM/FI pour récepteurs pilotés par ordinateur	1	1	0	0	0	0	1	X
TEA6300(T)/10T	commande volume et de tonalité pour auto-radios	1	0	0	0	0	0	0	X
TEA6330T	amplificateur de régulation	1	0	0	0	0	0	0	X
TEA6360	égaliseur	1	0	0	0	0	1	A1	X
TSA5510(T)	synthétiseur de fréquence 1,3 GHz	1	1	0	0	0	A2	A1	X
TSA6057(T)	synthétiseur de fréquence à PLL pour radio	1	1	0	0	0	1	A1	X
UMA1000T	processeur de données pour téléphone sans fil	1	1	0	1	1	A2	A1	X
UMA1010T	synthétiseur universel pour télécommunications	1	1	0	0	0	0	A1	X

Les références A3, A2 et A1 indiquent un emplacement en mémoire à définir par l'utilisateur du circuit intégré.

X est le bit de Lecture/Écriture (0 ou 1 en fonction de l'état de lecture ou d'écriture respectivement)

Y est un bit à état indifférent

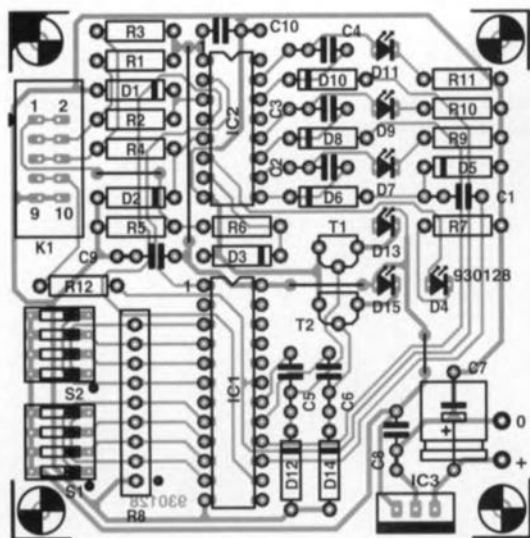


Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du testeur pour le bus I²C. La platine se caractérise par des dimensions très modestes et comporte néanmoins tous les composants à l'exception du module d'alimentation secteur.

le transfert d'une impulsion « d'accusé de réception » (*acknowledge-puls*). Le circuit indique de cette façon qu'il a bien reçu l'octet précédent. Lors de cette opération le circuit « expéditeur » (invariablement le « maître » lorsqu'il s'agit de l'envoi d'un octet d'adresse) force la ligne SDA au niveau haut et attend que le circuit « destinataire » remette cette ligne au niveau bas.

Si ce changement de niveau logique de la ligne SDA ne se produit pas, la communication entre les circuits

Liste des composants

Résistances :

R1,R3,R5 = 100 kΩ
R2,R4,R6,R12 = 22 kΩ
R7, R9 à R11 = 390 Ω
R8 = réseau de 8 résistances de 10 kΩ

Condensateurs

C1 = 22 nF
C2 à C6 = 10 nF
C7 = 100 μF/16 V
C8 à C10 = 100 nF

Semi-conducteurs :

D1 à D3 = diode zener 5V6/400 mW
D4,D9,D11 = LED rouge 3 mm
D5,D6,D8,D10,D12,D14 = 1N4148
D7 = LED verte 3 mm
D13,D15 = LED jaune 3 mm
T1,T2 = BC550
IC1 = GAL 6001 programmée
IC2 = 4050
IC3 = 7805

Divers :

K1 = embase HE-10 2 x 5 contacts
S1,S2 = quadruple interrupteur DIL

s'arrête. Si l'on a en fait accusé de réception de l'octet d'adresse par le circuit intégré « esclave », la LED ACK s'illuminera. Dans ces conditions il est certain que le circuit intégré « esclave » est en bon état (du moins en ce qui concerne sa partie I²C).

Le dernier tampon, IC2c, a servi à la réalisation d'un simple testeur logique capable de visualiser des niveaux logiques. Ici on retrouve également une diode zener qui limite le niveau de la tension, présente sur cette ligne,

à une valeur sûre de 5,6 V.

La description de l'électronique approche de sa fin et il ne nous reste plus qu'à examiner d'un peu plus près l'alimentation du testeur pour le bus I²C.

L'électronique de l'alimentation relativement simple est centrée sur un régulateur de tension du type 7805 chargé de fournir au reste du circuit une tension continue de 5 V. Le circuit imprimé ne comporte pas de transformateur. Il suffit tout simplement de faire appel à un petit module d'alimentation secteur capable de fournir un courant de 250 mA environ sous une tension comprise entre 9 et 15 V.

À vos fers ...

Vu que nous avons dessiné un joli petit circuit imprimé pour le testeur, sa réalisation pratique ne peut pas poser de grand problème.

La sérigraphie de l'implantation des composants de la **figure 4** permet d'éviter tout erreur de mise en place des composants. Il est recommandé de ne mettre la GAL en place qu'après avoir terminé la mise en platine de tous les autres composants. Comme il s'agit d'un composant relativement coûteux il est préférable d'éviter tout risque d'endommagement en la positionnant dans un support de bonne qualité. Les plus audacieux d'entre vous pourront la souder directement sur la platine.

Une face avant, reproduisant celle que montre la **figure 5**, donne une signification parfaitement claire à toutes les LED et aux interrupteurs DIL. La hauteur à laquelle il faudra monter les LED, les interrupteurs DIL et le connecteur K1 dépend de la profondeur du coffret utilisé. Il faudra faire en sorte que les LED se trouvent tout juste derrière la face avant tandis que les interrupteurs et le connecteur doivent être aisément accessibles (au ras de la face avant pour le moins donc).

La technique de montage la plus aisée consiste donc à faire appel à quelques entretoises de longueur convenable pour fixer la platine derrière la face avant du boîtier.

Il faudra ensuite doter l'un des côtés latéraux du coffret d'une embase d'entrée permettant d'y connecter la fiche en provenance du module d'alimentation secteur de votre choix. Le type d'embase à utiliser dépend, bien entendu, des caractéristiques de la fiche dont est doté ce module d'alimentation.

Il ne nous reste plus, pour finir, qu'à

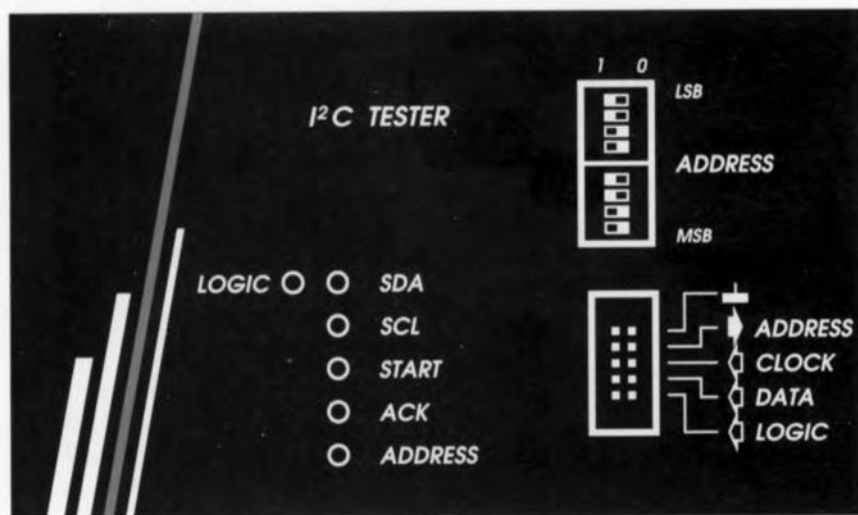


Figure 5. Ce dessin de face avant, réduit à 85% de sa taille originale, « rend » de façon éloquentes les différentes fonctions des LED et des interrupteurs DIL. (Pour mémoire, LSB = Least Significant Bit = bit de poids le plus faible; MSB = Most Significant Bit = bit de poids le plus fort.)


fabriquer un câble de test. Pour ce faire il faudra prendre un morceau (d'une longueur de 50 cm par exemple) de câble plat à 10 conducteurs. L'une des extrémités de ce câble sera dotée d'un connecteur à sertir à 10 contacts. À l'autre extrémité on séparera les 10 conducteurs et l'on dotera chacun d'entre eux d'un dispositif de pincement, un grippe-fil miniature par exemple, permettant de connecter chacun des conducteurs à la ligne requise du circuit à tester. Il va sans dire qu'il est indispensable, pour s'y retrouver, de doter les grippe-fils d'une sérigraphie d'identification.

Les premiers tests

Rien ne s'oppose maintenant à l'utilisation pratique du testeur pour la vérification d'un système I²C. Dans la pratique il peut s'avérer difficile à

déterminer l'adresse de chacun des circuits intégrés I²C dans le système. Bien qu'en général les fabricants donnent une adresse fixe, voire un domaine d'adresses, à leurs circuits intégrés, il existe des circuits pour lesquels on peut définir soi-même, à l'aide de quelques broches, une partie de l'adresse. Il est recommandé de ce fait de chercher autant de caractéristiques que possible concernant les circuits intégrés à tester. Il est très utile aussi de disposer d'un schéma électronique complet de l'appareil à tester. Dans le cas de circuits intégrés dont on ignore l'adresse il ne reste qu'à faire des essais en définissant chaque fois une nouvelle adresse à l'aide des interrupteurs DIL et à regarder si l'un des circuits intégrés de l'appareil sous test réagit à l'adresse définie.

Vous voici en possession d'un nou-

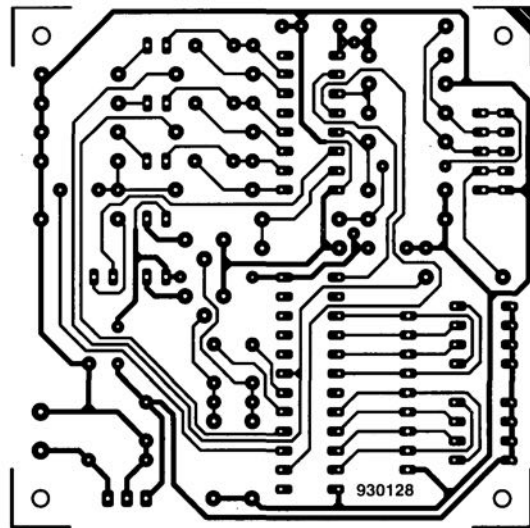
vel instrument de test qui ne manquera pas de renforcer votre arsenal de défense lors de l'identification de l'origine de pannes en tous genres. Bonne chance ! 

Bibliographie :

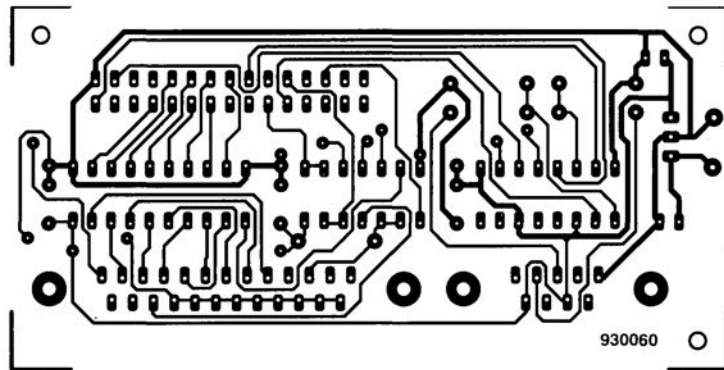
- *interface I²C pour PC*, Elektor n°163, janvier 1992;
- *convertisseur A/N-N/A et E/S pour I²C*, Elektor n°164, février 1992;
- *horloge parlante pour I²C*, Elektor n°169/170, juillet/août 1992;
- *carte à relais et/ou opto-coupleurs pour I²C*, Elektor n°177, mars 1993;
- *port I²C via le port Centronics*, Elektor n°180, juin 1993;
- *astuce pour le bus I²C*, Elektor n°181/182, juillet/août 1993;
- *carte à fusible pour le bus I²C*, Elektor n°181/182, juillet/août 1993;
- *EEPROM pour bus I²C*, Elektor n°181/182, juillet/août 1993;
- *I²C Power Switch*, Elektor n°187, janvier 1994.

CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE

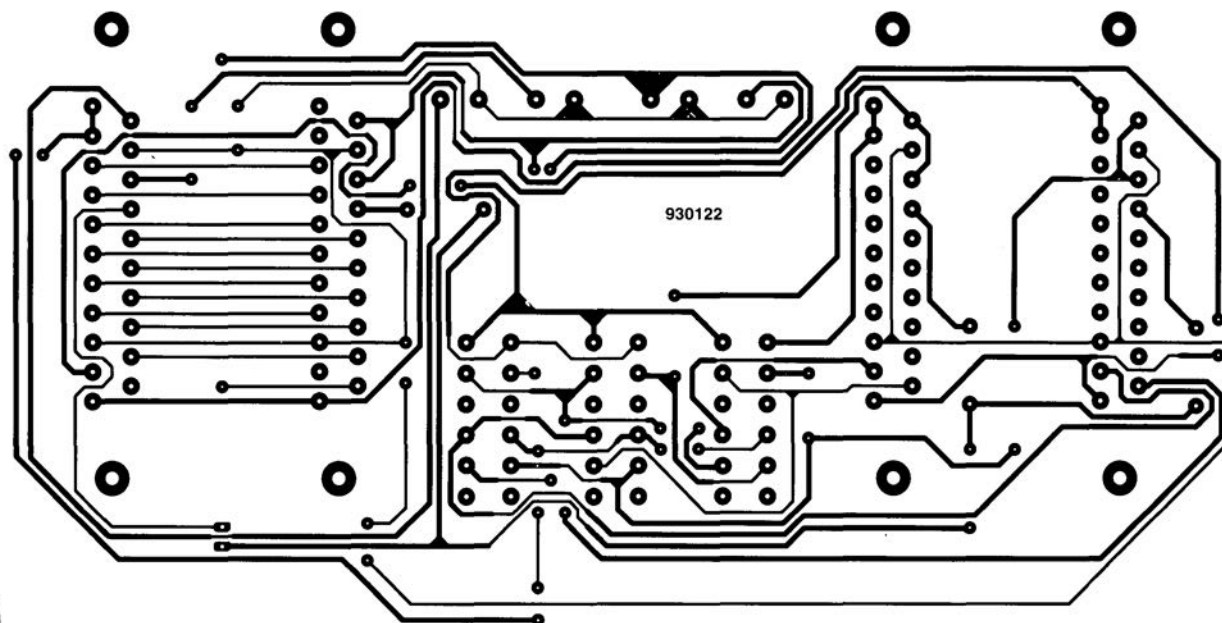
testeur de bus I²C →



mini-interface d'E/S ↓

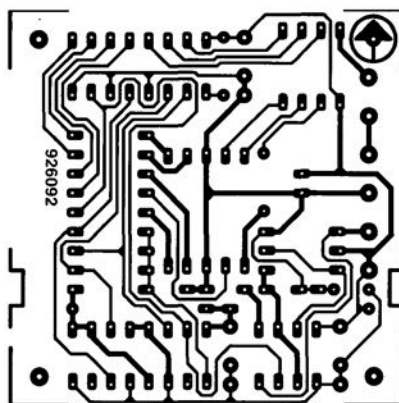


CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE

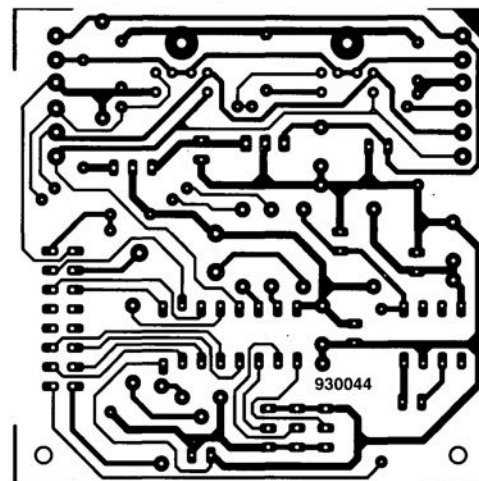


central de commutation Péritel ↑

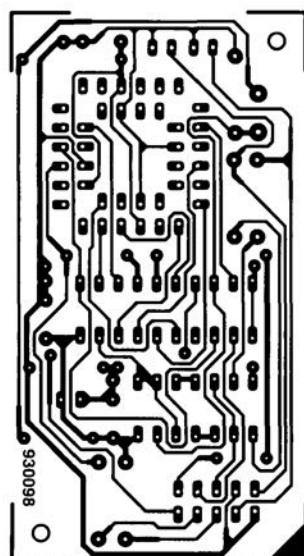
numé-dé ↓



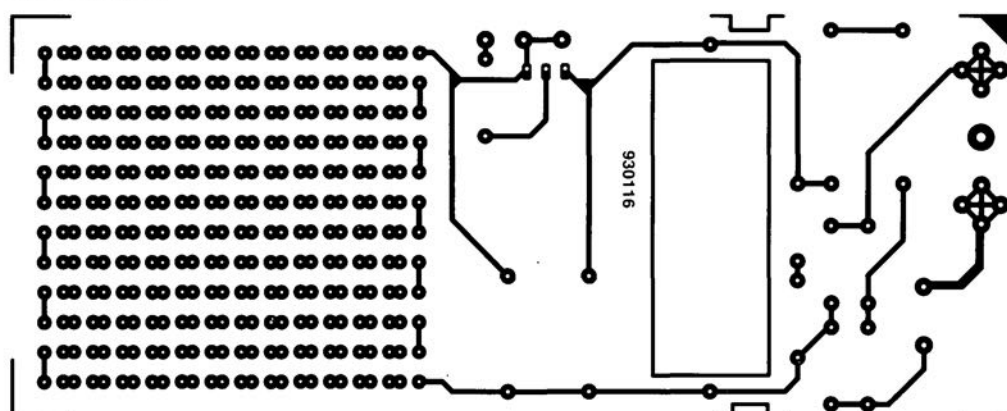
affichage alphanumérique ↓



inhibiteur de copybit ↓

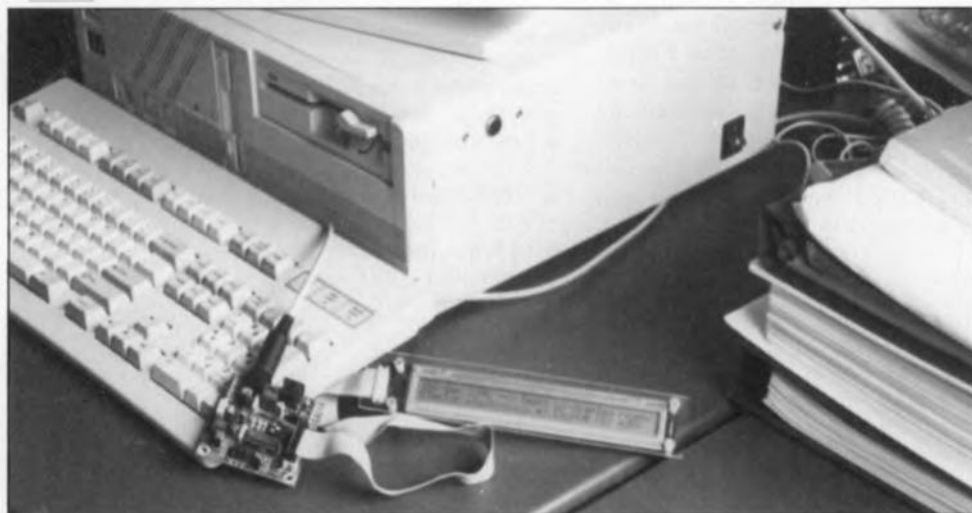


lumignon à LED ↓



affichage alphanumérique I²C

écrire via les lignes SCL et SDA



Les affichages à cristaux liquides (LCD) alphanumériques courants ne comportent malheureusement pas (encore) d'interface I²C intégrée. La minuscule interface proposée ici permet une résolution aisée du problème que peut poser cette absence. Nous avons en outre complété le logiciel I²C (ESS 1854 écrit en Turbo-Pascal) à utiliser avec nos différents projets I²C, de sorte que l'écriture vers l'affichage LCD se fait aussi simplement qu'une écriture d'un fichier sur l'écran.

Nous avons déjà eu l'occasion de vous proposer un affichage à LED pour le bus I²C (cf. référence [1] de la bibliographie). Vu qu'il fait appel à des afficheurs 7 segments à LED ses possibilités « d'expression » restent cependant relativement limitées. Sachant d'autre part que le bus I²C fait intimement partie des appareils à commande par micro, qu'il soit processeur ou contrôleur, il est enivrant d'envisager de demander à l'ordinateur de visualiser autre chose qu'uniquement des chiffres. Il y a déjà un certain temps que l'on a constaté une telle évolution sur des appareils de plus en plus nombreux (professionnels dans bien des cas). Ceci explique la disponibilité actuelle d'affichages alphanumériques, non dotés d'une interface I²C cependant. L'objectif de cet article est de remédier à cette situation en vous proposant une interface à laquelle peut être connecté un affichage LCD alphanumérique courant.

L'affichage

Comme le montre le synoptique de la figure 1 l'affichage comporte d'autres composants que l'afficheur à cristaux liquides (LCD = *Liquid Cristal Display*) seul. Il s'agit en l'occurrence d'un module LCD de Hitachi capable de visualiser 2 lignes de 40 caractères. Chacun des

caractères s'inscrit à l'intérieur d'une matrice de 5 points de large et de 8 points de haut, dont 7 rangées seulement sont utilisés par la plupart des caractères fournis par la ROM de caractères, la rangée du bas étant réservée au curseur. Cette rangée de points inférieure ne sert qu'aux caractères spéciaux ainsi qu'à ceux que pourrait définir un utilisateur aventureux.

Un circuit intégré de commande spécialisé, le *LCD-controller*, est chargé de la gestion du module. Le « contrôleur » remplit une fonction double : d'une part il commande l'affichage et de l'autre se charge de la communication avec un ordinateur – dans le cas présent celle-ci se fait par l'intermédiaire de l'interface I²C. L'échange des données entre le contrôleur et l'interface I²C se fait à l'aide de 4 bits seulement, DB4 à DB7. Le contrôleur est, lui, capable de travailler avec des mots d'un octet (8 bits) de large mais cela donnerait à l'interface I²C un embonpoint dont elle se serait fort bien passée. Nous reviendrons ultérieurement à cet aspect de la question. On dispose, outre des 4 bits de données, de 4 lignes de commande. Il ne nous semble pas nécessaire de nous appesantir sur les fonctions des lignes E (*Enable* = validation) et R/W (*Read/Write* = Lecture/Écriture).

Le signal D/I (*Data/Instruction* = Donnée/Instruction) sert à indiquer si la donnée présente sur les lignes de données est une instruction destinée au contrôleur de LCD ou une donnée à visualiser par l'affichage. La quatrième des dites lignes, VLED, permet la mise en et hors-fonction du rétroéclairage (*backlight*) de l'affichage. Cette fonction fait appel à des LED montées derrière l'écran du module; elles tirent un courant de l'ordre de 170 mA (250 mA au maximum) d'une alimentation de 5 V. Il suffit de faire une simple comparaison avec la consommation de courant de

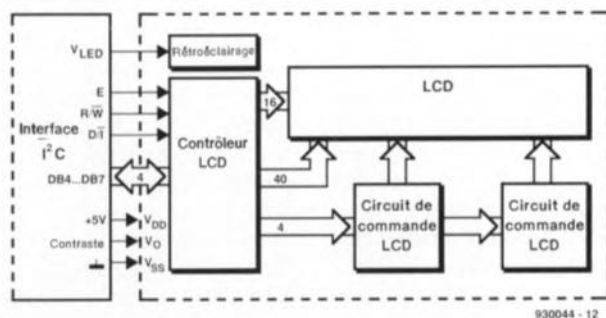


Figure 1. Synoptique illustrant le concept de l'interface I²C chargée du pilotage du module LCD.

l'affichage proprement dit, 1 mA typique et 3 mA au maximum, pour se rendre compte que l'éclairage est plutôt gourmand.

Nous verrons un peu plus loin la technique utilisée par le contrôleur pour le traitement des données et des instructions lorsque nous examinerons l'aspect logiciel de cette réalisation. Poursuivons notre périple dans le monde de l'électronique en passant à...

...L'interface I²C

La figure 2 vous propose le schéma de l'électronique que nous avons conçue pour le pilotage de l'affichage. Si vous êtes un lecteur assidu d'Elektor et que vous ayez lu avec avidité les autres articles consacrés au bus I²C, vous n'aurez pas manqué de relever ici les lignes de bus et le circuit intégré d'entrées sortie (E/S) à 8 bits PCF8574, IC2, typiques de notre concept standard. Ce circuit intégré constitue en fait la totalité de l'interface entre le bus I²C et le circuit de commande de l'affichage, le contrôleur. La largeur du PCF8574 n'étant que de 8 bits, il ne nous est pas possible d'attaquer l'affichage à l'aide de 8 bits, et partant 8 lignes donc, de données s'ajoutant aux 4 lignes de commande. On pourrait bien entendu envisager l'utilisation de 2 de ces circuits comme interface, mais comme l'on ne peut mettre qu'un nombre limité de PCF8574 sur le bus, nous préférons nous en servir pour remplir le maximum de fonctions différentes possibles.

Ceci est la raison de l'utilisation d'un seul circuit d'E/S et de la commande de l'affichage par 4 bits seulement (DB4 à DB7). Les cavaliers A0 à A2 permettent de définir l'adresse occupée sur le bus I²C par IC2, adresse qui prend la forme suivante : 0100A2A1A0R/W.

On peut également considérer, qu'outre IC2, le transistor T1 fait lui aussi partie de l'interface entre le bus I²C et l'affichage LCD. Ce transistor permet une mise en et hors-fonction du rétroéclairage par l'intermédiaire du logiciel. La résistance R2 sert elle à limiter le courant nécessaire aux LED du rétroéclairage, si tant est que l'affichage ne comporte pas déjà lui-même de dispositif de limitation de courant, comme c'est le cas de l'affichage LM092LN que nous avons utilisé. Si donc, vous utilisez ce même type d'affichage il vous faudra remplacer R2 par un pont de câblage. Lorsque l'on utilise un affichage nécessitant

une résistance de limitation il faudra bien entendu adapter la valeur de cette résistance R2 en fonction des caractéristiques du dit affichage.

Bien qu'ils ne fassent pas, à proprement parler, partie de la circuiterie d'interface, les circuits intégrés IC1 et IC3, sont nécessaires à la « finition » du montage. On peut, à l'aide du régulateur intégré IC1 et du cavalier de court-circuit C/D, alimenter l'interface I²C et l'affichage LCD soit à partir de la ligne +5 V soit à partir de la ligne U+. Cette option vous permet de choisir la solution la meilleure pour l'alimentation de l'interface et de l'affichage (rappelez-vous que la consommation de courant peut atteindre, dans le pire des cas, 250 mA).

IC3, un MAX660, nous sert à générer une tension d'alimentation négative de -5 V pour le réglage du

contraste de l'affichage. Ceci n'est pas, à strictement parler, nécessaire, vu que le réglage de contraste fonctionne également avec l'application d'une tension positive à l'entrée de réglage. Il apparaît cependant dans la pratique, aux angles de lecture proches de l'orthogonale en particulier, que le contraste ne se laisse bien régler qu'à condition de disposer d'une tension quelque peu négative. La tension appliquée à la broche VO peut avoir une valeur se situant jusqu'à 6,5 V en-dessous de la tension d'alimentation positive, ce qui correspond à -1,5 V en-deçà du potentiel de la masse. La résistance R5 limite la valeur de la tension minimale ajustable pour éviter que la tension sur le curseur de l'ajustable de réglage de contraste P1 ne puisse tomber en-deçà de cette valeur. Bien que la tension de -5 V serve uniquement au réglage du contraste nous l'avons amenée jusqu'à l'une

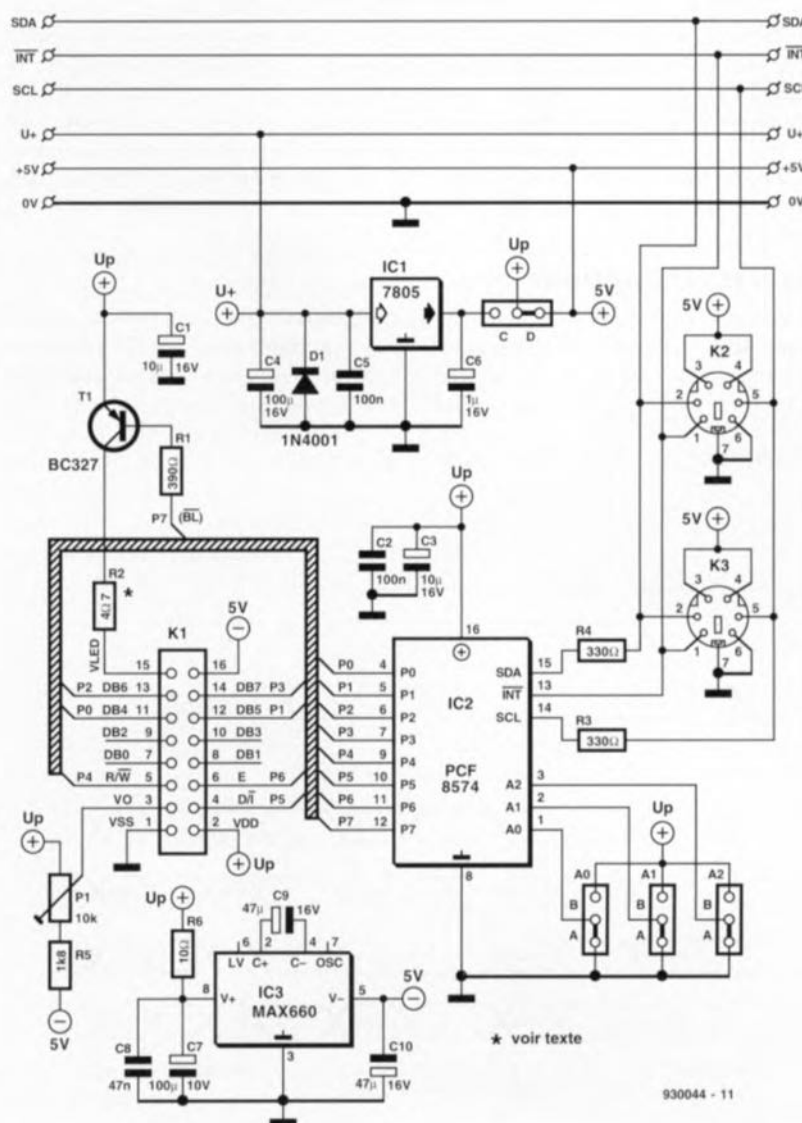


Figure 2. L'électronique de l'interface. Le PCF8574 fait ici office de tampon entre le bus I²C et l'affichage. Le traitement des données se fait en blocs de 4 bits.

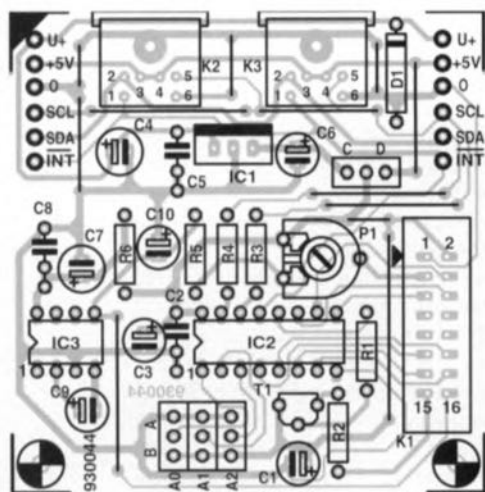


Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée à l'intention de l'interface pour LCD alphanumérique. Nous retrouvons ici encore les embases mini-DIN caractéristiques de tous nos projets I²C.

des broches du connecteur K1. Ceci permet la connexion à K1 de circuits à amplificateurs opérationnels – tels que comparateurs par exemple – de sorte que l'utilisation de cette interface n'est en rien limitée à la seule commande d'affichages LCD.

Le circuit imprimé

La figure 3 vous propose la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée pour l'interface I²C. Le fait qu'il s'agisse d'un circuit imprimé simple face au dessin relativement

Liste des composants

Résistances :

R1 = 390 Ω
 R2 = 4 Ω 7 (voir texte)
 R3, R4 = 330 Ω
 R5 = 1k Ω 8
 R6 = 10 Ω
 P1 = ajustable 10 k Ω

Condensateurs

C1, C3 = 10 μ F/16 V radial
 C2, C5 = 100 nF
 C4 = 100 μ F/16 V radial
 C6 = 1 μ F/16 V radial
 C7 = 100 μ F/10 V radial
 C8 = 47 nF
 C9, C10 = 47 μ F/16 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4001
 T1 = BC327
 IC1 = 7805
 IC2 = PCF8574 (Philips)
 IC3 = MAX660 (Maxim)

Divers :

K1 = embase mâle encartable droite à 2 rangées de 8 contacts (HE10)
 K2, K3 = embase mini-DIN encartable à 6 contacts
 Affichage LCD de type LM092LN (Hitachi)
 embase 16 contacts encartable auto-dénudante pour câble en nappe
 30 cm de câble plat à 16 conducteurs

serré, est la raison de la présence de 12 ponts de câblage dont la mise en place constituera la première étape de la réalisation du montage. Si vous utilisez un LM092LN comme afficheur il vous faudra implanter un treizième pont de câblage, à savoir celui se substituant à la résistance R2. Le montage du reste des composants n'appelle pas de commentaire particulier, si tant est que l'on applique les règles classiques qui sont entre autres, de respecter la polarité pour les composants qui en ont une, d'effectuer des soudures de bonne qualité.

L'interconnexion entre l'interface et l'affichage LCD se fait à l'aide d'un morceau de câble en nappe. L'une de ses extrémités est dotée d'un connecteur auto-dénudant encartable que l'on soude directement sur la platine de l'affichage, ce qui implique qu'il n'est plus possible de déconnecter le

câble de ce côté-là. Ce type de connexion est en effet notablement moins haut qu'une combinaison embase+connecteur classique, caractéristique extrêmement importante lorsqu'il s'agit de disposer l'affichage derrière une face avant. L'autre extrémité du câble plat est dotée d'un connecteur auto-dénudant femelle qui viendra s'enficher dans l'embase correspondante disposée sur la platine de l'interface. On positionnera les différents connecteurs de manière à ce que la broche 1 du connecteur de la platine corresponde avec la broche 1 du connecteur encartable de l'affichage.

Le logiciel

Pour les possesseurs d'un PC (IBM ou Compatible) sachant travailler en Turbo-Pascal l'aspect « Logiciel » de cette réalisation est d'une simplicité remarquable : il leur suffit d'utiliser l'unité LCD (LCD unit) écrite à cet effet sans avoir à s'inquiéter de tous les aspects techniques ayant trait au pilotage de l'affichage. Il nous faut donner un paquet d'informations à ceux d'entre vous qui ne voudraient pas ou ne pourraient pas utiliser la dite unité – nous n'apprenons rien aux connaisseurs de ce langage l'unité est un sous-programme réutilisable écrit en Turbo-Pascal.

C'est la raison pour laquelle nous allons commencer par nous intéresser à l'aspect technique de la commande de l'affichage avant de procéder à un examen plus détaillé du logiciel. Notons au passage que le listing-source du logiciel, l'unité LCD donc écrite, rappelons-le en Turbo-Pascal, est une source précieuse d'informations lorsque l'on envisage d'écrire son propre logiciel de commande, et ce même si cela doit se faire dans un langage autre que le Turbo-Pascal.

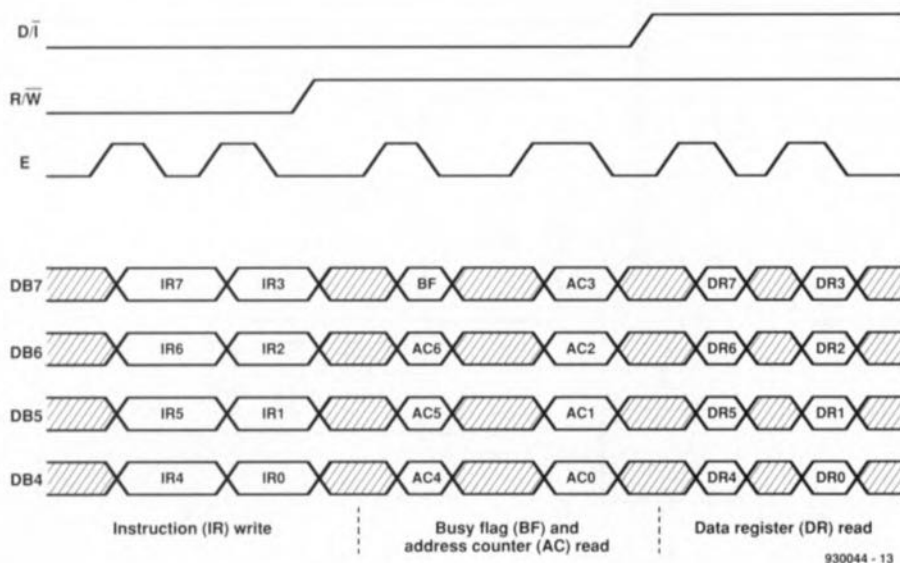


Figure 4. Le chronodiagramme reproduit l'évolution des différents signaux au cours des opérations de lecture et d'écriture de données.

Tableau 1. Fonction de l'affichage

Fonction	1 ^e cycle de 4 bits						2 ^e cycle de 4 bits				Description	Procédure/Fonction LCD.PAS
	D/I	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB7	DB6	DB5	DB4		
1 : Clear Display	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	Efface l'ensemble de l'affichage et ramène le curseur à la position initiale (home, adresse 0).	Write Instr LCD
2 : Return home	0	0	0	0	0	0	0	0	1	*	Ramène le curseur à la position initiale (home, adresse 0). Ramène également l'affichage décalé à la position d'origine. Le contenu de la DD RAM est inchangé.	Write Instr LCD
3 : Entry mode set	0	0	0	0	0	0	0	1	I/D	S	Définit la direction de mouvement du curseur et indique s'il faut ou non décaler l'affichage. Ces opérations se font pendant l'écriture et la lecture de donnée	Write Instr LCD
4 : Display ON/OFF control	0	0	0	0	0	0	1	D	C	B	Met en ou hors-fonction l'ensemble de l'affichage (D), le curseur (C) et le clignotement du caractère à la position du curseur (B).	Write Instr LCD
5 : Cursor and display shift	0	0	0	0	0	1	S/C	R/L	*	*	Déplace le curseur et décale l'affichage sans modifier le contenu de la DD RAM.	Write Instr LCD
6 : Function set	0	0	0	0	1	DL	N	F	*	*	Définit la longueur des données (DL = Data Length), le nombre de lignes de l'affichage (L - lines) et la police de caractères (F = Font).	Write Instr LCD
7 : Set CG RAM address	0	0	0	1	ACG						Définit l'adresse de la CG RAM. On a ensuite émission et réception des données de DD RAM.	Write Instr LCD
8 : Set DD RAM address	0	0	1	ADD						Définit l'adresse de la DD RAM. On a ensuite émission et réception des données de DD RAM.	Write Instr LCD	
9 : Read busy flag & address	0	1	BF	AC						Lit l'indicateur d'occupation (BF = Busy Flag) chargé de la signalisation d'opérations en cours et lit le contenu du compteur d'adresse.	Get Addr (Cnt LCD)	
10 : Write data to CG or DD RAM	1	1	Write Data						Écrit des données dans la DD RAM ou la CG RAM.			Write Char LCD
11 : Read data from CG or DD RAM	1	1	Read Data						Lit des données en provenance de la DD RAM ou la CG RAM.			Read Char LCD

I/D = 1 : Incrémente (+1) I/D = 0 : Décrémente (-1)
S = 1 : Accompagne un décalage de l'affichage
S/C = 1 : Décalage d'affichage S/C = 0 : Mouvement du curseur
R/L = 1 : Décalage à droite
R/L = 0 : Décalage à gauche
DL = 1 : 8 bits DL = 0 : 4 bits
N = 1 : 2 lignes N = 0 : 1 ligne
F = 1 : 5 810 points F = 0 : 587 points

BF = 1 : En fonctionnement interne
BF = 0 : Peut recevoir instruction
DD RAM : Affichage de la RAM de donnée
CG RAM : RAM du générateur de caractère
A_{CG} : Adresse de la CG RAM
A_{DD} : Adresse de la DD RAM Correspond à l'adresse du curseur
AC : Compteur d'adresse (Address Counter) tant pour l'adresse de DD RAM que de celle de CG RAM

La tâche primordiale du logiciel est de procéder à une commande, correcte à tous les points de vue, chronologie, niveaux, etc, des lignes de commande et de données de l'affichage. L'interface PC ne faisant rien de plus, elle, que de convertir le flux de données sériel présent sur le bus en données parallèles compréhensibles par l'affichage.

C'est le logiciel qui est responsable de l'ordre d'apparition des données et de leur chronologie. La **figure 4** vous propose un chronodiagramme décrivant des processus de lecture et d'écriture de données. Le transfert des instructions et des données vers l'affichage se fait toujours par quar-

tets (*nibble*, série de 4 bits), en commençant par le quartet de poids fort d'un octet. L'examen du diagramme montre que l'on commence par la transmission d'une instruction vers l'affichage, opération déclenchée par le passage du niveau haut vers le niveau bas de la ligne de validation (E = *enable*). Au milieu de la chronologie on voit comment le logiciel peut lire l'indicateur d'état d'occupation BF (*busy flag*), information à laquelle s'ajoute l'état du compteur d'adresse du contrôleur de l'affichage. Le logiciel doit **impérativement** vérifier ce bit avant chaque opération de lecture ou d'écriture. En effet, pendant un intervalle dont la durée peut aller, en fonction de ce qu'il

doit advenir des données concernées, de 40 µs à 1,6 ms, le contrôleur est « sourd » aux signaux arrivant à l'intérieur du dit intervalle. Seule peut avoir place la lecture de l'octet avec l'indicateur d'occupation.

La troisième partie du chronodiagramme illustre le processus de lecture de données, opération devant avoir lieu lorsque la ligne E se trouve au niveau haut.

Ceux d'entre vous qui utiliseraient l'unité Pascal LCD n'ont pas, comme nous le disions plus haut, à s'inquiéter de tout ceci. 4 procédures et 1 fonction se chargent de ces différents facteurs. On retrouve dans le

Tableau 2. Voici tous les caractères que peut reproduire l'affichage alphanumérique.

Higher Lower 4bit 4bit	0000	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1010	1011	1100	1101	1110	1111
xxxx0000	CG RAM (1)		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A
xxxx0001	(2)		a	b	c	d	e	f	g	h	i	j	k
xxxx0010	(3)		l	m	n	o	p	q	r	s	t	u	v
xxxx0011	(4)		w	x	y	z	[\	^	_	`	{	}
xxxx0100	(5)		~										
xxxx0101	(6)												
xxxx0110	(7)												
xxxx0111	(8)												
xxxx1000	(1)												
xxxx1001	(2)												
xxxx1010	(3)												
xxxx1011	(4)												
xxxx1100	(5)												
xxxx1101	(6)												
xxxx1110	(7)												
xxxx1111	(8)												

Note: CG ROM is a character generator RAM having a storage function of character pattern which enable to change freely by user's program.

Tableau 3. Les mémoires de données de l'afficheur à 2 lignes (N=1).

	1	2	3	4	5	39	40 _{DEC}	position sur l'affichage
1 ^e ligne	00	01	02	03	04	26	27 _{HEX}	adresse en DD-RAM
2 ^e ligne	40	41	42	43	44	66	67 _{HEX}	compteur d'adresse

Tableau 4. Dimensions du module LCD de type LM092LN

Dimensions hors-tout :	192 x 33,5 x 15,5 mm
Taille de la fenêtre :	154 x 15,3 mm
Taille des caractères :	3,2 x 4,85 mm
Distance entre points de fixation :	175 x 26,5 mm

tableau 1, les différentes procédures et la fonction (Get Addr Cnt LCD), exception faite de la procédure InitLCD dont le nom illustre bien la fonction, ainsi que les diverses fonctions du contrôleur LCD activées à l'aide des dites procédures et fonction. Il n'y a pas de raison de s'inquiéter de l'indicateur d'occupation vu que les différentes procédures s'en chargent. Celles-ci s'inquiètent également de la variable BackLight; si celle-ci est vraie (à 1) on a mise en fonction du rétroéclairage de l'affichage.

La mise à 1 de cette variable n'a donc d'effet que lors de l'échange de données avec l'affichage. Nous avons écrit un petit programme (très original!!!) intitulé HelloLCD reproduit en figure 5 pour vous servir d'exemple sur l'art et la manière d'utiliser les procédures LCD dans un programme. La disquette vous proposant ces unités Pascal (ESS 1854) comporte d'autres exemples, parmi lesquels une routine pour l'écriture d'une chaîne de caractères vers l'affichage.

Le tableau 2 vous propose toutes les informations intéressantes (dont la valeur binaire) concernant les lettres, chiffres et autres caractères (dont l'alphabet kana japonais) dont il est possible d'obtenir la visualisation sur l'affichage.

Il est satisfaisant de constater, pour nous autres européens, que les caractères les plus importants, à savoir les chiffres et les lettres, ont un codage correspondant au code ASCII, ce qui simplifie très notablement l'écriture d'un texte à l'écran. Dans la première colonne du tableau on découvre, pour les positions dont les 4 bits de poids fort sont 0000, 8 chiffres pris entre des parenthèses. Il s'agit là des 8 caractères (ils ne sont en effet qu'à 8) définissables par l'utilisateur.

Le contrôleur LCD comporte à cet effet quelques emplacements de RAM que l'on a baptisés CG RAM (Character Generator RAM). Si l'on n'utilise pas cette RAM pour y stocker des caractères de son propre cru, on peut s'en servir pour y mettre des données.

Il nous faut savoir, pour finir, quel emplacement de mémoire de la RAM de données de l'affichage (DD RAM = Display Data RAM) — qui est la mémoire dans laquelle sont écrits les textes — correspond à chacune des positions de l'affichage, information récapitulée par le tableau 3.

La disquette évoquée plus haut comporte en outre un programme dénommé LCDTEST. Comme le

laisse supposer sa dénomination, ce programme teste toutes les possibilités de l'affichage. Ce programme vous permet de vérifier le fonctionnement du matériel (*hardware*), mais ce qui est tout aussi important, la lecture de son code source constitue une excellente information sur le fonctionnement des différents éléments entrant en jeu. Il est une fonction dont il n'est pas fait mention à cet endroit : la possibilité qu'a le contrôleur de mettre une matrice de 5 x 10 points sur une ligne. Dans le cas de notre affichage cela n'aurait en fait de sens, à la rigueur, que dans le cas de caractères spéciaux définis par l'utilisateur, vu que l'écran LCD est subdivisé en 2 lignes de 8 points de haut séparées par un espace. Il en va de même pour cette option que pour tant d'autres, on n'en découvre réellement l'utilité que si on prend le temps et la patience d'expérimenter.

C'est alors seulement que l'on voit comment les choses se passent et quelles perspectives sont envisageables. Bonne chance. **K**

Bibliographie:

[1] module à afficheurs 7 segments à LED, *Elektor* n°165, mars 1992, page 28 et suivantes

```
program HelloLCD;
(*****)

{ Compiler directives. } { $R-, S-, I-, F-, O-, A-, V+, B-, N-, E+, D-, L- }

{-----}uses
{ Used units.           } crt, LCD, I2C2;
{-----}const
{ Address of PCF8574 I/O-port. } IOAddr=$40;
{-----}

{-----}begin (* HelloLCD *)
{ Start I2C-communication.   } if Start(Bus)<>0 then halt;
{ Address I/O-chip.          } if Address(IOAddr)<>0 then halt;
{ Put LCD into 4-bit mode.    } InitLCD;
{ Turn backlight on.         } BackLight:=true;
{ Write to LCD "H"           } WriteCharLCD($48);
{ Write to LCD "e"           } WriteCharLCD($65);
{ Write to LCD "l"           } WriteCharLCD($6C);
{ Write to LCD "l"           } WriteCharLCD($6C);
{ Write to LCD "o"           } WriteCharLCD($6F);
{ Stop I2C-communication.    } close(Bus);
{-----}end. (* HelloLCD *)
```

930044 - 14

Figure 5. Cet embryon de programme en Pascal fait apparaître le message (classique) « Hello » sur l'affichage.



**consultez le tarif sur le
SERVEUR MINTEL AU 38 53 37 37**

◆ PRISE DE COMMANDE ◆ PLUS DE 2500 REFERENCES ◆
 ◆ STOCK EN TEMPS REEL ◆ TARIF SPECIAL POUR LYCEES, ◆
 ◆ COLLEGES, SOCIETES ◆ ACCEPTE LES B.C. ADMINISTRATIFS ◆
 ◆ PAIEMENTS CTR-RMBT/CB/CHEQUE ◆ EXPEDITION COLISSIMO ◆
 ◆ PETITES ANNONCES GRATUITES ◆

84, Rue d'Illiers 45000 ORLÉANS
NOS TARIFS SONT EGALEMENT DISPONIBLES
SUR PAPIER* ET SUR DISQUETTE**
 *(30F +15F de frais de port)**(15F +15F de frais de port)
 Préciser le format de disquette (5 1/4 ou 3 1/2)

NOUS PRENONS VOS COMMANDES PAR
TELEPHONE AU 38 62 27 05
ET PAR TELECOPIE AU 38 68 18 83

LE CENTRE DE LA VPC

3615

+

ELEKTOR

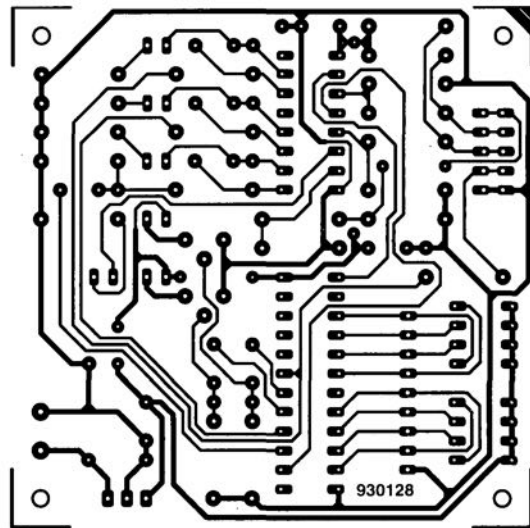


A VOTRE SERVICE 24 H / 24 H
pour vous renseigner le plus vite possible

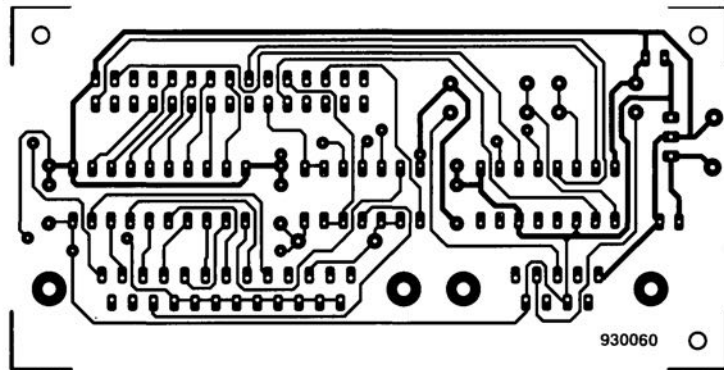
- Table des matières
 - Actualités Elektor
 - Tarifs, catalogue Publitrone
 ... et autres rubriques

CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE

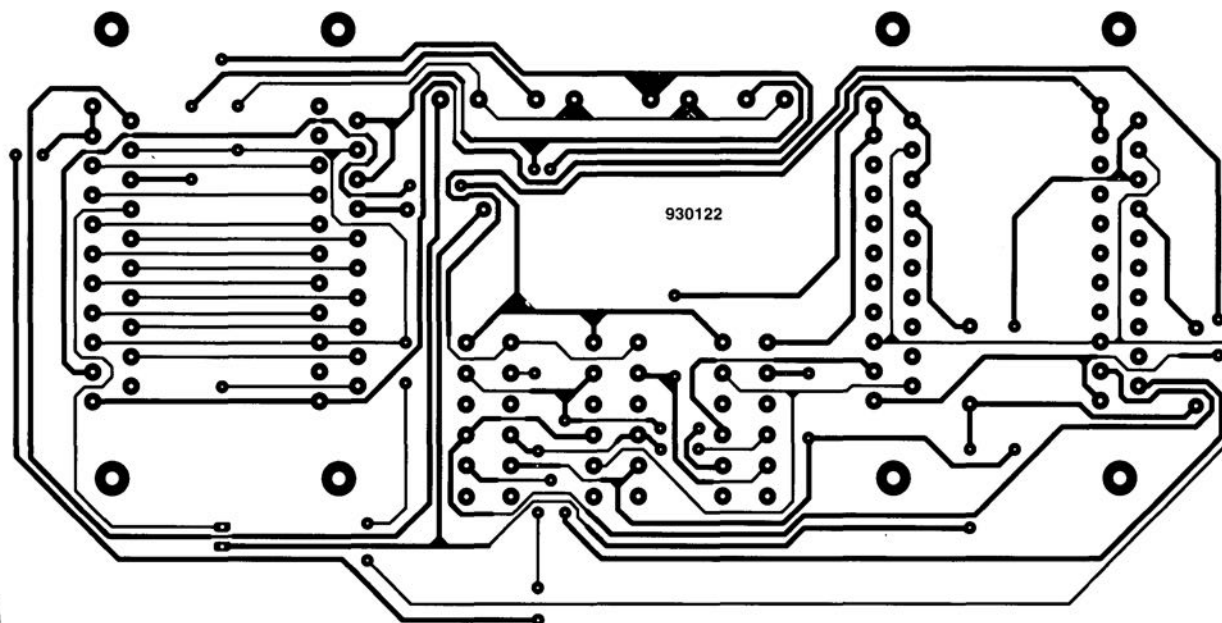
testeur de bus I²C →



mini-interface d'E/S ↓

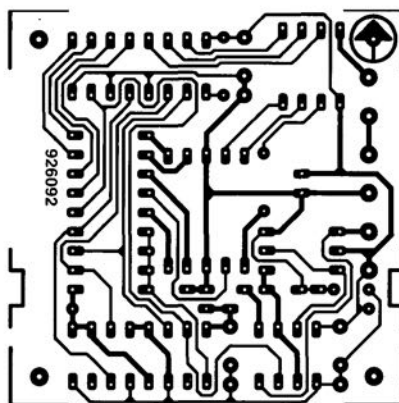


CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE

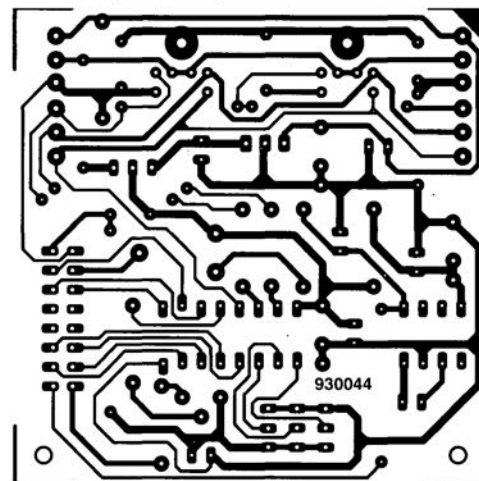


central de commutation Péritel ↑

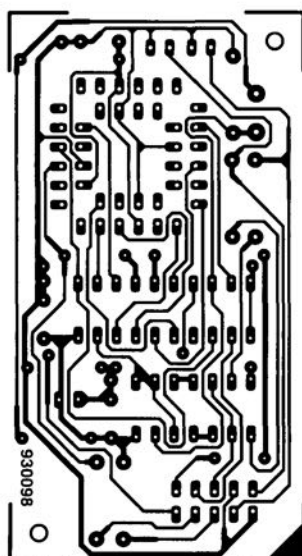
numé-dé ↓



affichage alphanumérique ↓



inhibiteur de copybit ↓



lumignon à LED ↓

