

ELEKTOR

l'électronique créative

Ultima (II)

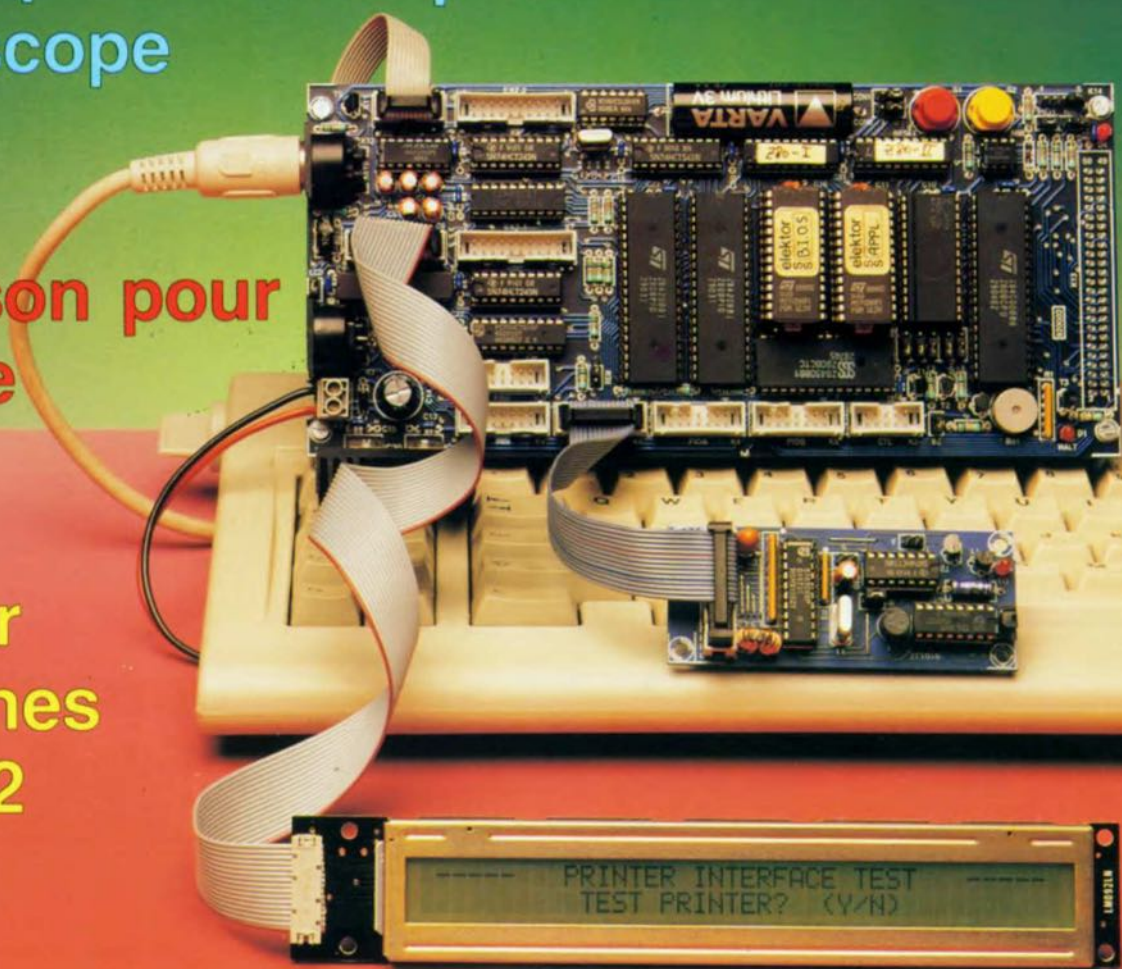
la dernière (?) mono-carte à Z80

chronoprocasseur pour
caméscope

diapason pour
guitare

testeur
de lignes
RS-232

commutateur automatique
pour imprimante



M1531 - 168 - 23,00 F



SOMMAIRE



n°168
juin 1992

La réalisation-phare de ce numéro est, comme l'illustre éloquentement la photo de couverture, **Ultima**, qui semble justifier son nom à un double titre : d'une part ce sera (sans doute) la dernière carte à Z80 décrite dans Elektor, et de l'autre elle dispose de toutes les possibilités que l'on peut imaginer. Il est vrai qu'elle ne fait pas (encore) dans le MIDI.

Services

- 16 elektor software service (ESS)
- 16 liste des circuits imprimés (EPS)
- 40 circuits imprimés en libre service

Informations

- 24 cours μ C-8051 & assembleur (VIII) suite et fin (enfin???)
M. Ohsmann
- 41 les diodes laser
une partie de tout ce que vous auriez aimé savoir sur les diodes laser
- 23 chip select : SSM 2142
- 27 chip select : UM 3758
- 38 chip select : EPM 2756/7032
- 53 chip select : TLS 220
- 57 chip select : AD 7568
- 64 logiciels : TBox 1.21 logiciel de calcul d'enceintes acoustiques

R É A L I S A T I O N S

Mesure et test

- 19 testeur de lignes RS-232
pour voir enfin ce qui se passe sur cette interface si mystérieuse

Musique

- 28 diapason pour guitare
W. Herrmann

Audio

- 34 SV 300 amplificateur 300 W (II)
stéréo intégré Hi-Fi

Micro-informatique

- 46 Ultima, la dernière des mono-cartes à Z80 d'Elektor ?
(Suite et fin)
À notre avis fort probablement...
- 58 commutateur automatique pour imprimante
connectez 4 ordinateurs à 1 imprimante

Vidéo

- 54 chronoprocresseur pour caméscope
pour accélérer et autres trucages vidéo

AD7579 convertisseur
A/N à 10 bits

circuits intégrés
linéaires 17

infocarte 206

ELEKTOR

L'AD7579 d'Analog Devices est un convertisseur A/N à 10 bits travaillant selon la technique de l'approximation successive. Il possède des entrées analogiques capables de traiter des signaux d'entrée unipolaires ou bipolaires, tout en se contentant d'une tension d'alimentation unique de 5 V. Les plages des signaux d'entrée vont de 0 à +2,5 V, de 0 à +5 V et de -2,5 à +2,5 V sans qu'il ne soit nécessaire d'effectuer un conditionnement préalable du signal. Les seuls éléments externes dont il faut disposer sont une tension de référence et des signaux d'horloge et de commande.

Ce type de composant convient tout spécialement à la numérisation de signaux alternatifs.

L'AD7579 peut être utilisé avec un microprocesseur, comportant les broches de commande nécessaires à un microprocesseur, à savoir CS, RD, WR, RDY, INT. Ses sorties de données peuvent être interfacées à des bus de données à fort débit.

Le choix du format de données permet de disposer aussi d'une prise en compte du mot sous la forme 8 + 2.

Caractéristiques techniques :

- Résolution : 10 bits
- Non-linéarité intégrale : ± 1 LSB max
- Erreur Plaine Echelle : ± 5 LSB max
- Temps de conversion : 20 μ s
- Distorsion harmonique totale (DHT) : -58 dB max
- Échantillonneur-bloqueur embarqué (on chip)
- Taux d'échantillonnage : 50 kHz
- Bande passante d'entrée : 25 kHz
- Choix possible du format de donnée
- Alimentation unique : +5 V
- Faible consommation : 50 mW

(source Analog Devices)

Brochage DIL



MAX690/1/2/3/4/5
Circuits de suivi de tension

circuits intégrés
analogiques 4

infocarte 207

ELEKTOR

La famille MAX690 de circuits de suivi de tension (supervisory circuit) sert à la surveillance de la tension d'alimentation et de la tension fournie par l'accu de sauvegarde sur des systèmes à microprocesseur. Les fonctions mises à disposition par les dits circuits vont de la RAZ (Reset) du microprocesseur au basculement vers l'alimentation de sauvegarde en passant par le temporisateur « chien de garde », la protection en écriture de circuits de RAM CMOS et à l'indication de panne d'alimentation.

Les MAX690/2/4 ont un boîtier à 8 broches et assurent les fonctions suivantes :

- signal de RAZ en conditions de mise sous tension, hors-tension et indéfinies
- basculement sur l'alimentation de sauvegarde pour RAM et microprocesseur CMOS ou toute autre logique à faible consommation.
- génération d'une impulsion de RAZ si le « chien de garde » n'a pas fourni de signal en temps voulu
- détection de seuil de 1,3 V pour signalisation de disparition de tension, batterie faible ou suivi d'alimentation différente de +5 V.

Les MAX691/3/5 ont un boîtier 16 broches et disposent des fonctions additionnelles suivantes :

- Protection en écriture des RAM CMOS ou EEPROM
- Temporisation ajustable des délais de RAZ ou de « Watchdog »
- Sorties distinctes pour les différentes alarmes.

Caractéristiques techniques :

- Suivi de tension précis :
- 4,65 V pour MAX690/1/4/5
- 4,40 V pour MAX692/3
- Temporisation Power OK/RAZ : 50, 200 ms, ajustable
- Temporisation « chien de garde » : 100, 1 600 ms, ajustable
- Peu de composants nécessaires
- Courant de veille : 1 μ A
- Suivi de la tension pour alarme « Power Fail » ou « Low Battery »
- Stockage des signaux de validation de circuit
- Tension d'alimentation maximale : 5,5 V
- Consommation de courant : 30 mA
- Protégé contre les courts-circuits

(source Maxim Integrated Products)

Brochage des MAX690/1/2/3/4/5



testeur de lignes RS-232

pour tester vite fait, bien fait

Il n'existe probablement pas, dans le monde du PC, d'interface à laquelle aient été dédiés autant d'articles et d'ouvrages que l'interface série, dite « RS-232 ». En pratique, il s'avère cependant que, tant le matériel que le logiciel destinés à l'établissement d'une liaison RS-232 sont sujets à de multiples interprétations en ce qui concerne la dite norme et à de nombreuses explications quant à leur mode de fonctionnement.

Le testeur de lignes RS-232 proposé ici permet de remonter aisément à la source d'éventuelles erreurs dues tant aux protocoles logiciels de l'interface qu'à son aspect matériel.

Dans le vaste monde de la télécommunication, qu'il s'agisse de l'industrie ou du particulier, l'interface RS-232 est le système le plus connu. De par le concept ayant régi à sa naissance, cette interface convient parfaitement au transfert de données sur des distances (relativement) importantes.

Dans sa forme la plus simple, cette interface pourrait fort bien ne compter que 2 lignes : une ligne de données et une ligne de masse. L'émetteur et le récepteur se servent donc, à tour de rôle, de cette liaison bifilaire, processus alterné que l'on a appelé unidirectionnel ou « semi-duplex » (*half-duplex*).

La communication débute par le transfert de données de A vers B pour se poursuivre, après une commutation effectuée par le logiciel, par un transfert de données de B vers A. Cette technique de communication n'est pratiquement plus utilisée de nos jours.

On considère aujourd'hui qu'une connexion à 3 fils est le nombre minimum indispensable de lignes. Une liaison trifilaire doit, en principe, permettre d'établir une connexion dite bidirectionnelle (*full duplex*).

Dans le cas d'une telle connexion, l'acquittement (*handshake*), c'est-à-dire la technique par laquelle un ordinateur donne le contrôle des programmes à un autre ordinateur (ou périphérique), ne peut se faire qu'à l'aide du logiciel de communication.

On utilise pour ce faire un protocole

appelé « *Xon/Xoff* ». Dès que le récepteur a reçu le nombre maximal de données dont il peut effectuer le traitement sur le champ, il envoie le signal « *Xoff* » à l'émetteur. À partir de ce moment la communication reste en attente de l'émission par le récepteur d'un signal « *Xon* ». Après la réception de ce signal, l'émetteur reprendra le transfert des données.

L'avantage le plus important de ce protocole est en effet qu'il ne requiert que 3 fils entre l'émetteur et le récepteur pour établir une

liaison bidirectionnelle. Grâce à la simplicité de cette liaison électrique, le matériel requis pour ce genre de communication se limite au strict indispensable. On notera cependant qu'un vrai transfert de données en mode « *full duplex* », c'est-à-dire avec émission et réception simultanées de données, est impossible avec une liaison trifilaire.

À plein badin donc ...

On reconnaît, au titre de ce paragraphe, les antécédents du rédacteur de cet article, à savoir l'Aéronavale. Un rédacteur civil(isé) aurait dit « À toute vitesse donc ... ». Trêve d'aparté, revenons à nos « pingouins ». La liaison la plus rapide et la plus universelle est celle qui fait appel à l'interface RS-232 complète où l'acquittement est l'affaire de l'électronique. En plus de 2 lignes de données, une telle liaison comporte plusieurs lignes de commande, 5 en général, servant à la gestion de la communication. Et c'est très précisément la liaison entre le récepteur et l'émetteur qui est (bien souvent) la source d'une grande confusion. L'une des raisons de cette nébulosité est le fait que l'on parle souvent, dans la littérature traitant de ce sujet, de **DTE** (*Data Terminal Equipment*) et de **DCE** (*Data Communication Equipment*).

Dans le cas d'un **DTE** il s'agit en règle générale d'un ordinateur ou d'un terminal vidéo; un **DCE** peut être un modem ou une imprimante.



Grâce à l'universalité du concept de l'interface RS-232, on ne dispose pas uniquement de la possibilité de connecter un **DTE** à un **DCE** (un ordinateur à une imprimante par exemple, ce qui, à l'origine était le seul but de la manoeuvre), mais également de celle d'interconnecter 2 **DTE**, sans avoir à faire appel à un modem.

Si l'on envisage d'interconnecter 2 ordinateurs par l'intermédiaire de leurs interfaces RS-232, il suffira d'établir quelques connexions « croisées ». La **figure 1** montre les liaisons les plus utilisées.

Le connecteur RS-232

Il n'existe pratiquement plus d'ordinateur, ni de modem, qui ne soit doté du connecteur sub-D à 25 broches, dit « connecteur RS-232 ». La variante à 9 broches de ce connecteur, de plus en plus fréquente sur les ordinateurs récents, est pratiquement identique à son homologue à 25 contacts ; on a tout simplement supprimé un certain nombre de lignes jugées moins importantes. Toutes les lignes évoquées dans cet article figurent sur les 2 versions de ce connecteur.

Le **tableau 1** montre le brochage « officiel » pour ces 2 connecteurs. Il faut 8 lignes, pour établir une liaison de données correcte et fiable.

Sur la broche 2 on trouve le signal **TxD** (*Transmit Data*, transmission de données). C'est à travers cette ligne que le **DTE** envoie les données vers le **DCE**.

La broche 3, **RxD** (*Receive Data*), sert à la réception des données et est de ce fait le « correspondant » de la broche 2. C'est au travers de cette broche que le **DTE** reçoit les données envoyées par le **DCE**.

Sur la broche 4 nous trouvons le signal **RTS** (*Request To Send* = demande de transmission) dont le **DTE** se sert pour indiquer au **DCE** qu'il est prêt à transmettre des données.

La réponse à la demande de transmission est envoyée ensuite par l'intermédiaire de la ligne **CTS** (*Clear To Send* = prêt à transmettre) connectée à la broche 5.

Il existe encore un autre signal de contrôle du flux de données, **DSR** (*Data Set Ready* = bloc de données prêt), connecté à la broche 6 du connecteur sub-D à 25 broches. À

Tableau 1. La norme RS-232

Connecteur D-25	Connecteur D-9	Signal	Fonction	DTE	DCE
2	3	TxD	transmission de données	S	E
3	2	RxD	réception de données	E	S
4	7	RTS	demande de transmission	S	E
5	8	CTS	prêt à transmettre	E	S
6	6	DSR	bloc de données prêt	E	S
7	5	SG	masse du signal		
8	1	DCD	détection de porteuse de données	E	S
20	4	DTR	terminal de données prêt	S	E

S = sortie
E = entrée

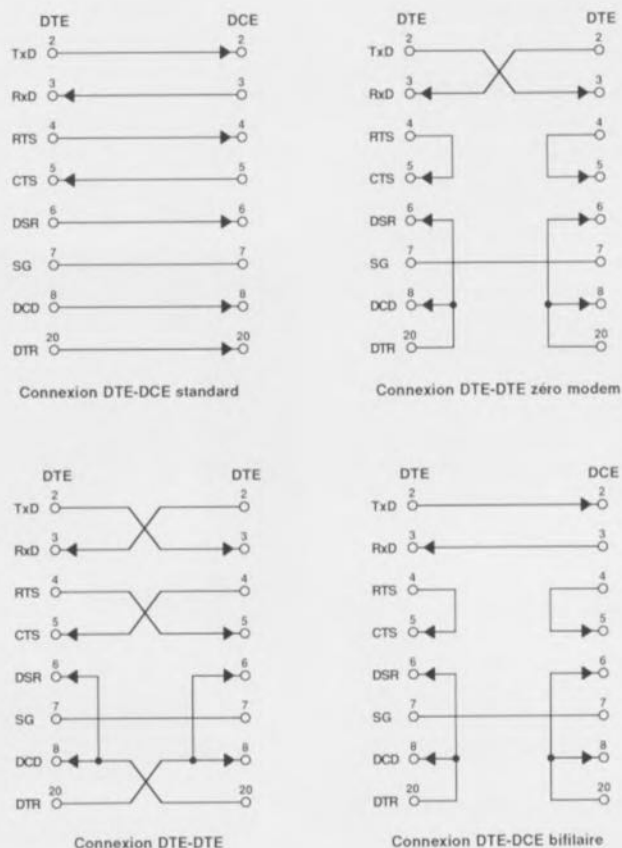
travers cette ligne le **DCE** signale au **DTE** qu'il est prêt.

Une ligne très importante dans la communication série est celle reliée à la broche 7. Il s'agit en l'occurrence du fil commun (masse du signal) de retour.

La broche 8, pour finir, véhicule le signal **DCD** (*Data Carrier Detect*,

détection de porteuse de données) avec lequel un **DCE** indique l'établissement correct d'une liaison pour la transmission de données vers un autre **DCE**. Dans la pratique cela peut signifier qu'un modem a établi une connexion avec un autre modem à travers le réseau des P&T par exemple.

La dernière broche qui nous inté-



920037 - 11

Figure 1. Différentes techniques pour réaliser une connexion RS-232, soit entre un DTE (ordinateur) et un DCE (un modem par exemple), soit entre 2 DTE. Dans la pratique, une telle liaison pose souvent des problèmes, ce qui explique l'existence d'un certain nombre de connexions du type « zéro-modem ».

resse est la broche 20, véhiculant le signal DTR (*Data Terminal Ready* = terminal de données prêt). Un DTE s'adresse, par l'intermédiaire de ce signal, à un DCE pour lui « dire » qu'il est en fonction et qu'il « aimerait » l'utiliser pour une transmission de données.

La figure 1 montre le câblage très simple d'une liaison entre un DTE et un DCE.

Dans la pratique, un échange de données par l'intermédiaire de l'interface RS-232 se traduit de la manière suivante : après la mise en fonction de l'ordinateur (DTE) et du modem (DCE), la ligne DTR de l'ordinateur devient active, activation suivie immédiatement par celle de la ligne DSR du modem. Le modem établit ensuite la liaison de transfert de données. Le signal DCD, en provenance du modem, devient alors également actif. Maintenant l'ordinateur « sait » qu'il peut débuter la communication et

active de ce fait la ligne RTS. Si le modem est capable de « traiter » la commande d'émission, il active à son tour la ligne CTS et l'échange de données peut ainsi débuter.

Pourquoi donc, si une communication RS-232 est aussi simple, les affaires tournent-elles si souvent mal ?

Sources d'erreurs

Les niveaux des différents signaux de l'interface RS-232 constituent une première source d'erreur. Officiellement on pourra utiliser, pour les signaux de contrôle, une tension comprise entre +3 V et +27 V pour le « 1 » logique (niveau haut) et entre -3 V et -27 V pour le « 0 » logique (niveau bas). Ces valeurs concernent les signaux de contrôle de flux, DTR, DSR, DCD, RTS et CTS.

Dans le cas des lignes TxD et RxD,

actives au niveau bas, la situation est inverse. Un « 0 » logique est représenté ici par une tension comprise entre +3 V et +27 V, un « 1 » logique par une tension comprise entre -3 V et -27 V. De ce fait, tous les fabricants qui n'utilisent qu'une seule tension d'alimentation de 5 V pour le canal sériel se trouvent déjà inévitablement sur le pied de guerre avec les normes du protocole RS-232.

Ensuite, on a souvent été utilisé, dans le temps, des boucles de courant de 20 mA plutôt qu'une tension. Une boucle de courant a l'avantage important de pouvoir être utilisée pour la « communication » à très grande distance. Actuellement la communication sérielle par l'intermédiaire de boucles de courant est dépassée.

L'interconnexion de 2 DTE constitue une seconde source de soucis. Bien qu'en principe il n'y ait pas de raison qu'une telle liaison pose le moindre problème, il s'avère nécessaire, dans la pratique, d'établir un nombre de connexion « croisées ». Ceci est nécessaire pour la quasi-totalité des lignes, exception faite de la ligne DCD et de la ligne de masse.

Le fait que l'interface RS-232, ne soit pas complète, que ce soit du côté du DTE ou de celui du DCE, peut constituer une autre source de problèmes. Dans ces conditions (défavorables) il faut faire appel à quelques astuces, dont la connexion dite « zéro-modem » est sans doute la plus connue. Grâce aux connexions « zéro-modem » les signaux absents, mais requis pour un fonctionnement fiable, sont simulés par d'autres signaux (voir figure 1).

Le testeur de lignes RS-232

Si la connexion électrique entre 2 appareils a été établie et que le logiciel a été défini correctement (taux de transmission, nombre de bits de données, présence ou non d'un bit d'arrêt et caractéristique du bit de parité) tout devrait fonctionner « comme il faut ». Si tel n'est pas le cas, il vous faudra, en dernier recours, faire appel au **testeur de lignes RS-232**, objet de cet article.

La figure 2 nous dévoile que ce montage n'est, en fait, rien de plus que quelques liaisons, un certain nombre de commutateurs et 6 LED de visualisation.

Le testeur de lignes RS-232 est pris

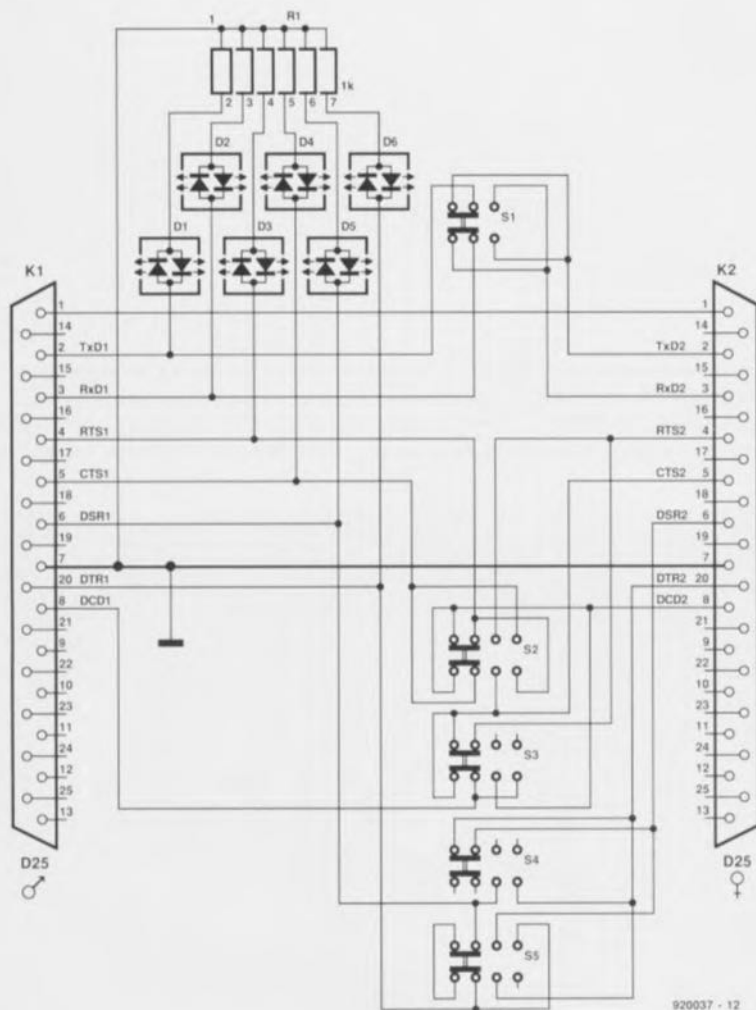


Figure 2. L'électronique du testeur de lignes RS-232 se caractérise par son exemplaire simplicité. Ce petit montage peut rendre pourtant d'excellents services lorsqu'il s'agit résoudre des problèmes de communication.

entre l'embase RS-232 d'un DTE et le câble de connexion allant vers un DCE (voire un autre DTE). On notera que chacune des 2 paires de commutateurs S2/S3 et S4/S5 doit être actionnée simultanément. Il a été fait appel ici à 2 x 2 commutateurs bipolaires distincts sachant qu'il s'est avéré qu'un commutateur à glissière **quadripolaire** à 3 positions est trop difficile (lire impossible) à trouver dans le commerce.

La LED D1 visualise le niveau logique de la ligne TxD, D2 celui de la ligne RxD, D3 celui de RTS, D4 celui de CTS, D5 celui de DSR et D6 le niveau que présente la ligne DTR du DCE. Grâce à l'utilisation de LED bicolores, les différents niveaux logiques sont visualisés par des couleurs différentes : en rouge pour une tension positive (niveau logique haut) et en vert pour une tension négative (niveau logique bas).

La **figure 3** montre l'effet des positions **A**, **B** et **C** des commutateurs sur les différentes lignes.

Si tous les commutateurs se trouvent en **position A**, toutes les liaisons croisées ont été effectuées pour relier 2 DTE à l'aide d'un câble RS-232 standard.

Si l'on envisage donc de faire communiquer 2 ordinateurs, il faudra prendre le **testeur de lignes RS-232** en série entre l'un des ordinateurs et le câble de liaison. À partir de cet instant, les LED du testeur visualiseront le déroulement de la communication.

La connexion d'un DTE à un DCE (un ordinateur à un modem par exemple) se fait en règle générale à l'aide d'un câble standard. Si l'on préfère pourtant laisser à sa place le **testeur de lignes RS-232**, il faudra mettre tous les commutateurs en **position B**. Dans ces conditions les LED indiqueront également le niveau logique des différentes lignes participant à la communication.

Il est possible, pour finir, de mettre les commutateurs S2 à S5 en **position C**. Cette position sert à établir la fameuse connexion « zéro-modem ». Cette interconnexion se traduit par l'établissement local – c'est-à-dire sur le matériel en question lui-même – d'un rétro-couplage. Si l'on fait appel à cette option, il devient impossible pour le matériel utilisé de contrôler le flux des données. Si l'on utilise le protocole « Xon/Xoff », ou bien si l'on connecte un périphérique à une

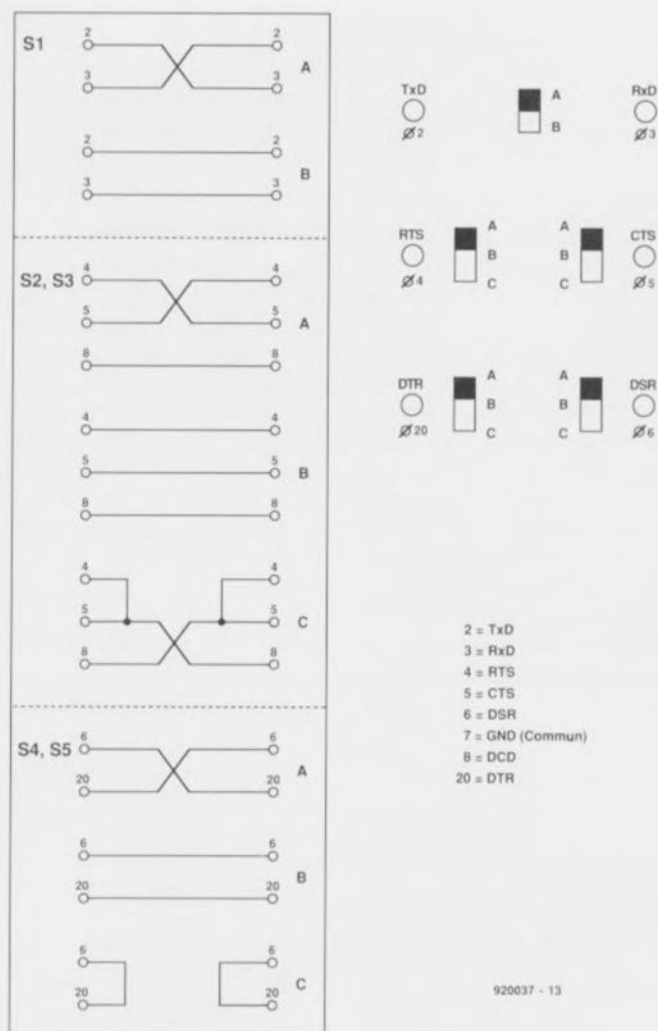
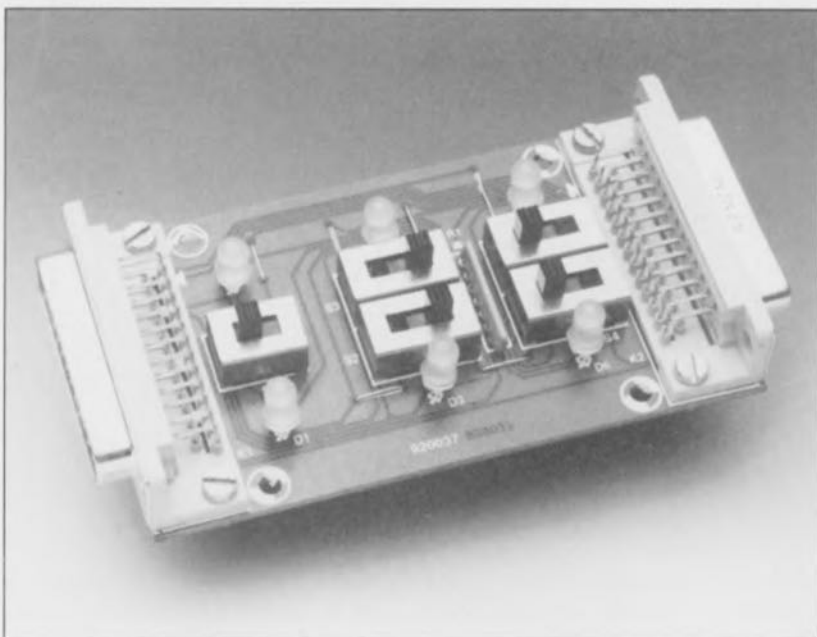


Figure 3. Voici les différentes possibilités d'interconnexion que permet d'établir le testeur de lignes RS-232. Il est recommandé de faire une copie de cette figure et de se la garder « sous le coude gauche » avec son exemplaire du testeur de lignes RS-232.



Liste des composants

Résistances :

R1 = réseau résistif 6 x 1 kΩ

Semi-conducteurs :

D1 à D6 = LED bicolore à 2 broches

Divers :

S1 = inverseur à glissière bipolaire à 2 positions (tel que Knitter MFP220 par exemple)

S2 à S5 = inverseur à glissière bipolaire à 3 positions (tel que Knitter MFP230 par exemple)

K1 = connecteur Sub-D mâle coudé à 25 broches

K2 = connecteur Sub-D femelle coudé à 25 contacts

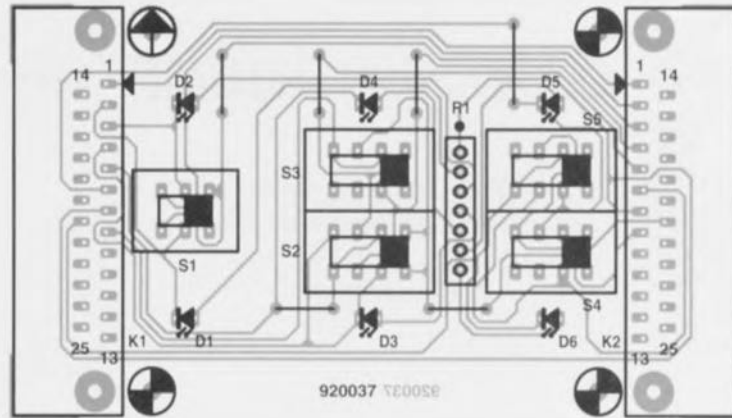


Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du testeur de lignes RS-232. Il est possible de monter les embases sub-D, K1 et K2, dans les faces latérales du boîtier utilisé. Il faudra, dans ces conditions, utiliser du fil de câblage souple de faible section pour réaliser les connexions entre les embases et la platine.

interface RS-232 qui ne connaît pas de protocole d'acquiescement, il est impératif de faire appel à une connexion « zéro-modem ».

SIMCAD, le système monocarte d'Elektor est un exemple classique d'appareil fonctionnant sans acquiescement. Il existe aussi, par exemple, des convertisseurs A/N sériels peu complexes ne possédant pas l'électronique nécessaire pour effectuer un tel acquiescement.

La réalisation

de ce montage est des plus simples. La **figure 4** montre la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit imprimé conçu pour le **testeur de lignes RS-232**. La première étape de la réalisation est la soudure des 6 ponts de câblage, opération suivie par celle du réseau résistif et des commutateurs. Il nous a fallu utiliser, comme nous le mentionnions plus haut, 2 x 2 commutateurs à glissière bipolaires à 3 positions pour S2 à S5. Un commutateur quadripolaire à 3 po-

sitions n'est pas encore disponible pour le « commun des mortel ».

Il vous faudra donc veiller **toujours** à changer **simultanément** la position des paires S2/S3 et S4/S5. Les plus doués d'entre nos lecteurs trouveront sans aucun doute une technique quelconque pour connecter mécaniquement les 2 organes de commande de chaque paire de commutateurs (mini-tringle en plastique).

Une fois les connecteurs K1 (mâle) et K2 (femelle) mis en place, il ne reste plus qu'à effectuer la soudure des 6 LED bicolores, D1 à D6. Il est très important, lors de la soudure sur la platine, de leur donner à toutes la même orientation, sachant que le « côté » aplati d'une LED bicolore à 2 « pattes » (Allez Citroën, pub gratuite) correspond au symbole de la cathode représenté sur le circuit imprimé. En cas d'erreur à ce « niveau-là » il ne saurait plus être question d'avoir une interprétation univoque des niveaux logiques présents sur les lignes.

Il ne devrait pas être sorcier, pour


terminer, de mettre ce montage dans un joli petit coffret qui donnera, au **testeur de lignes RS-232**, une finition professionnelle.

Et voilà, le **testeur de lignes RS-232** est prêt à vous servir.

Il faudra, pour établir une connexion DTE-DTE, mettre tous les commutateurs en position **A** et en position **B** pour une liaison DTE-DCE.

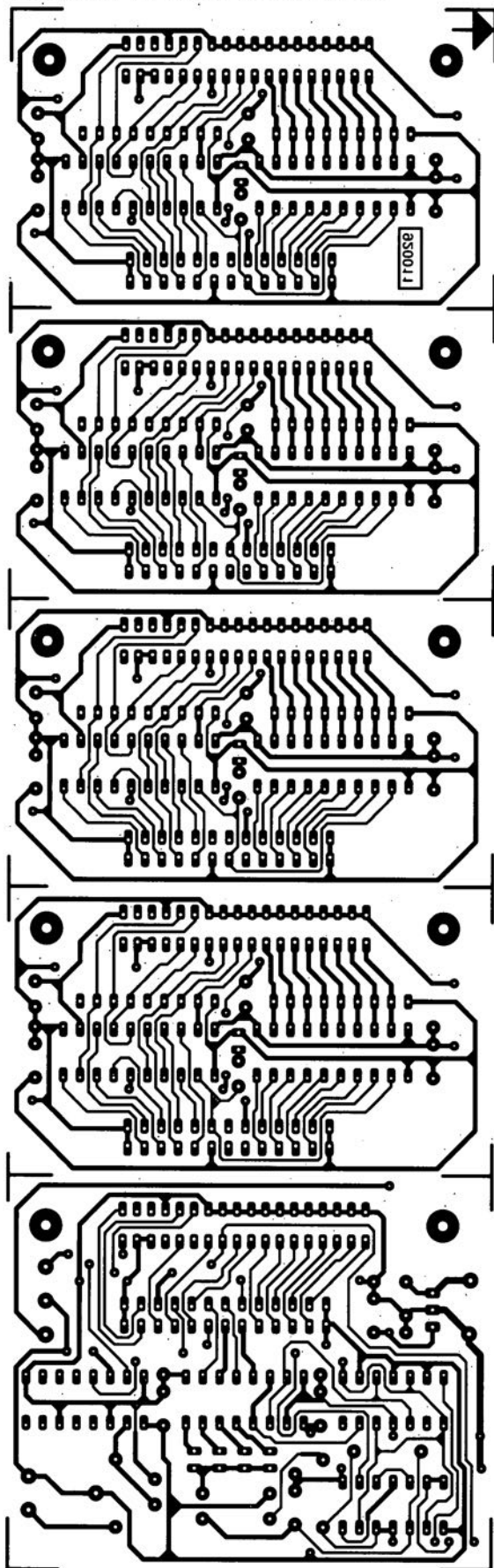
S'il s'agit de réaliser une connexion « zéro-modem » on mettra S2/S3 ainsi que S4/S5 en position **C**.

En fonction de la position donnée au commutateur S1, on pourra utiliser cette connexion « zéro-modem » soit pour une liaison DTE-DTE soit pour une liaison DTE-DCE.

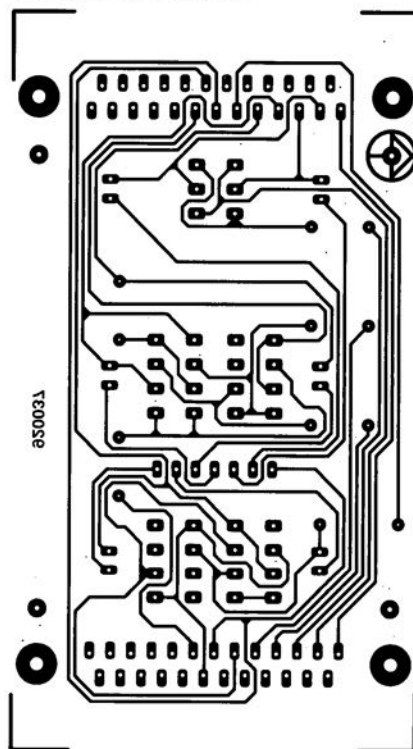
Voilà, plus rien ne vous empêche, du côté de l'électronique, de réaliser une communication sérieuse... si tant est qu'il n'y ait pas un certain monsieur Murphy à venir, à l'occasion, gâter les choses du côté... du logiciel. 

SERVICE

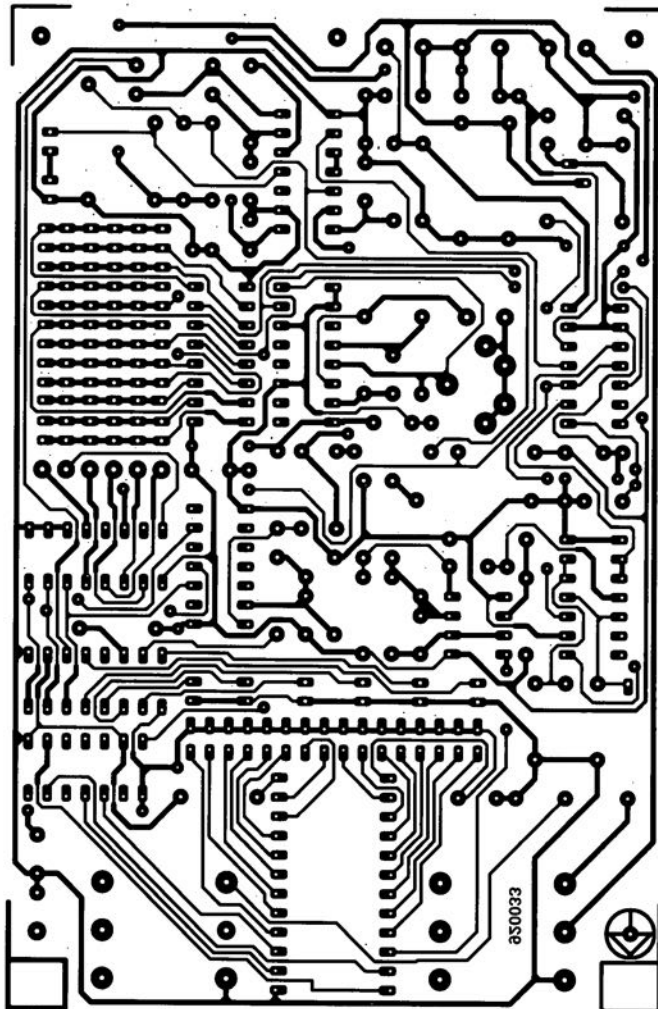
commutateur automatique pour imprimante



testeur de lignes RS232



diapason pour guitare



SSM-2142

Driver de ligne Télécom

Analog Devices propose le premier «driver» pour ligne symétrique entièrement intégré ne nécessitant d'ajustement externe. Le SSM-2142 est un driver de ligne hautement intégré destiné aux utilisations Audio et Télécom. Ce circuit monolithique ne demande aucun circuit externe à ajuster. Il remplace les solutions encombrantes et chères utilisant des transformateurs. Proposé en boîtier 8 broches mini-DIP ou 16 broches SOIC, le SSM-2142 permet de transmettre un signal de $10 V_{rms}$ sur

une distance de 150 m, au travers d'une ligne de 600Ω symétrique, et ce à partir d'une source asymétrique.

Le SSM-2142 est bien adapté à toutes les applications requérant d'excellentes caractéristiques d'immunité au bruit et de réjection en mode commun, notamment les tables de mixage audio professionnelles, les télécommunications et l'instrumentation industrielle. La distortion harmonique totale plus bruit est de 0,006% seulement entre 20 Hz et 20 kHz. Couplé au récepteur de ligne différentielle SSM-2141, le SSM-2242 forme un système peu onéreux

Driver/Récepteur aux performances remarquables.

Les résistances internes du SSM-2142 sont ajustées au LASER et sont apparées à 0,005% près de manière à optimiser l'équilibre des phases du signal. On notera encore le slew rate de $15 V/\mu s$, la dynamique de 109 dB et l'erreur de gain différentiel de 0,7%.

ANALOG DEVICES S.A.

3, rue Georges Besse
CE 27

92182 Antony Cedex
tél. : (1).46.66.25.25
fax. : (1).46.66.24.12

CHIP SELECT

cours μ C-8051 & assembleur

8^e & dernière partie :
connexion d'un clavier et épilogue.

M. Ohsmann



INTÉRÊT GÉNÉRAL

Après un paragraphe consacré aux différentes possibilités de connexion d'un clavier nous allons, comme épilogue à ce cours, passer en revue quelques utilitaires de programmation avant de terminer en consacrant quelques mots à la programmation des microcontrôleurs en général.

Perspectives techniques d'avenir

Nous voici arrivés, sains et saufs, à la fin du **cours μ C-8051 & assembleur**. Les principes de la programmation d'un 8051 ont été expliqués et illustrés à l'aide de nombreux programmes «miniatures». Nous allons terminer cette série d'articles par quelques remarques et «lancer» en l'air quelques idées qui serviront à stimuler votre intérêt en ce qui concerne le 8051 et ses successeurs.

Vos projets personnels

Il faudra, avant de passer à l'étape terminale qu'est la réalisation finale d'un projet personnel, veiller à «intercaler» dans son processus de réflexion une étape de planning permettant de réfléchir en profondeur à tous les aspects de son projet. Ce n'est qu'ainsi que l'on s'évite de très grandes déceptions en fin de réalisation.

Voici quelques-unes des questions importantes, auxquelles il faudra avoir trouvé une réponse bien avant de se lancer dans le processus délicat de la programmation :

- Quels sont les sous-ensembles du projet que l'on envisage de réaliser électroniquement (sous forme matérielle donc) et quels devront être ceux qu'il faudra programmer ?
- Comment seront connectés les différents circuits électroniques au microprocesseur ? Par l'intermédiaire de ses ports ou via son bus ?
- Est-il nécessaire de prévoir une

alimentation de secours (pile, accumulateur) pour la sauvegarde des données ?

■ Le microprocesseur est-il capable de «gérer» l'ensemble du projet ?

■ Faut-il faire appel aux interruptions pour réagir promptement à certains événements ?

■ Comment subdiviser l'ensemble du logiciel en différents sous-programmes efficaces ?

Il est vrai, qu'il faut, pour pouvoir répondre à toutes ces questions, avoir déjà une certaine expérience. Ceci explique qu'il faille commencer par les projets les plus simples, même s'ils peuvent sembler d'un banal redoutable. Un avertissement pourtant : la programmation la plus simple peut cacher des problèmes inattendus et fort complexes. Attention à ne pas se surestimer !

Essayez, au début, de réaliser une programmation correcte d'un appareil simple, ne faisant appel qu'à quelques circuits TTL, un dé électronique, une horloge numérique et autre générateur de signaux morse par exemple. Les différentes fonctions nécessaires pour leur donner vie peuvent être programmées et permettent ainsi d'acquérir une certaine expérience dans ce domaine.

Interfaces de clavier

La réalisation d'un grand nombre de projets personnels nécessitera un moyen quelconque pour la saisie des données. La solution la plus évidente est, alors, d'utiliser un clavier. Pour vous faciliter la connexion d'un clavier et pour

vous donner une impression des problèmes techniques rencontrés, nous allons décrire succinctement 6 possibilités différentes de connexion au microprocesseur d'un clavier –qui n'est en fait rien de plus qu'une série de touches– et nous intéresser à la programmation requise pour l'utiliser.

La programmation d'un clavier ne sert à rien de plus qu'à surveiller l'état de ses touches –activées ou non– et à réagir en fonction des événements. Les différentes techniques de connexion et de programmation présentées ci-après se caractérisent chacune par des avantages et des inconvénients bien spécifiques.

A – Connexion directe au port

La technique illustrée en **figure 5a** est sans aucun doute la plus simple (lire : rudimentaire). Chaque touche activée entraîne la mise à la masse d'une ligne de port. Sachant que le 8051 comporte déjà des résistances de forçage internes, il n'est même pas nécessaire de les prévoir dans l'électronique externe.

La programmation de ce genre de «clavier» est aussi simple que son aspect électronique : on utilise une instruction de test de bit (telle que par exemple **JB** ou **JNB**). L'inconvénient évident de cette technique est le nombre de lignes de port pris en compte par ce mode d'opération. On aura besoin, pour la connexion des 60 touches d'un clavier ASCII par exemple, de 60 lignes de port.

Dans ces conditions, la technique de connexion proposée ci-après présente des avantages certains.

B – Connexion à un port sous forme de matrice

La **figure 5b** montre que cette technique fait appel à des touches, disposées sous la forme d'une matrice comportant un certain nombre de lignes de colonnes et de rangées. L'état des touches peut être détecté par l'application d'un niveau bas à chacune des lignes des rangées alors que les autres lignes se trouvent au niveau haut. Une scrutation des colonnes a alors comme résultat l'identification de la position de la touche activée. L'avantage de cette approche est le nombre réduit de lignes de port nécessaires pour la connexion des touches. Un clavier de 64 touches se contente ainsi de 16 lignes de port. L'inconvénient majeur est l'impossibilité d'activer simultanément plusieurs touches ; cependant l'adjonction d'une

électronique rudimentaire sous la forme de diodes de découplage—suffit à éliminer cet inconvénient. Le logiciel nécessaire pour utiliser cette technique est lui pourtant notablement plus complexe.

C – Connexion avec registre à décalage

La variante présentée en **figure 5c** se caractérise par le nombre de lignes de port très limité qu'elle nécessite. L'état des touches est transféré dans le registre à décalage à l'aide d'une impulsion de charge. 8 impulsions de synchronisation suffisent ensuite pour le transférer dans le 8051 à travers la ligne de port P1.2. Il suffit de 3 lignes de port et le logiciel à programmer est lui aussi très simple. Si l'on a besoin d'un plus grand nombre de touches, il faudra mettre en cascade 2 registres à décalage, voire un nombre plus important encore, si nécessaire. Cette solution a pourtant comme conséquence une augmentation de la durée de lecture !

D – Connexion multiplexée

La technique de connexion de la **figure 5d** fait appel à 4 lignes de port. Par l'intermédiaire d'un multiplexeur 8 vers 1, les lignes P1.0 à P1.2 sélectionnent l'une des touches S1 à S6 et transmettent son signal à travers la ligne P1.3. A l'image de la technique mentionnée dans le paragraphe précédent, celle-ci se contente également d'un logiciel relativement simple et le circuit peut être mis en cascade pour connecter un nombre plus élevé de touches.

E – Connexion au bus

Il est recommandé de limiter la mise en oeuvre de la technique illustrée en **figure 5e** aux cas dans lesquels aucune des lignes de port n'est disponible et où l'on peut utiliser le bus de données. Via un décodeur d'adresse, l'adresse utilisée est sélectionnée et le signal de la touche est transféré au bus en faisant appel à la ligne de lecture du microprocesseur et à un tampon «tri-state». Le logiciel à utiliser avec cette technique est très simple; l'électronique au contraire implique un câblage relativement complexe.

F – Interface à multivibrateur

Le circuit de la **figure 5f** se contente d'une seule ligne de port. L'oscillateur —réalisé à l'aide de 2 inverseurs— oscille à une fréquence qui change lors de l'activation de l'une des touches.

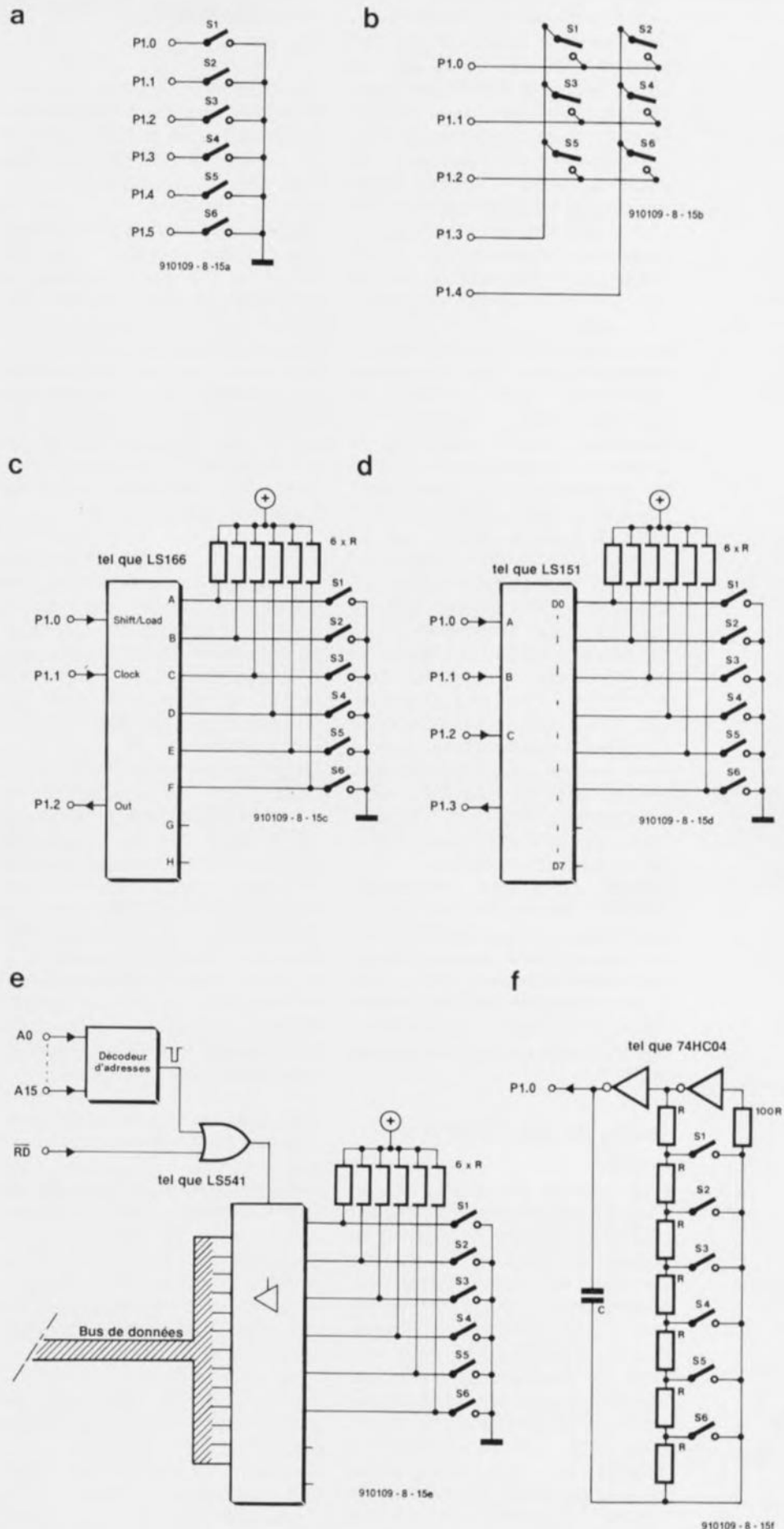


Figure 1. Quelques-unes des multiples possibilités de connexion d'un clavier.

Un logiciel mesure ensuite la valeur de cette fréquence rectangulaire présente sur P1.0 et détermine de cette façon laquelle des touches est activée. Examinée sous l'aspect du nombre de lignes de port nécessaires, cette variante est sans doute la plus intéressante. Le logiciel est pourtant lui-même compliqué. Dans le cas d'un nombre de touches croissant, la différence entre les fréquences ne cesse de s'amenuiser; il est par conséquent relativement difficile d'augmenter le nombre de touches connectées.

Les différents exemples donnés ci-dessus illustrent avec éloquence combien il peut exister de solutions pour résoudre un problème donné apparaissant simple à première vue. Ce genre de problème donne donc carte blanche à votre créativité personnelle. Si l'on ne dispose que de 2 lignes de port libres et que l'on ne veut pas utiliser le bus de données –pour éviter que le câblage ne devienne trop complexe par exemple– et si l'on est déterminé à limiter au strict minimum la circuiterie et le logiciel, la recherche de la solution la plus simple constitue une gageure pour chaque électronicien digne de ce nom. Ce n'est qu'à force d'expérimentations que l'on arrivera à se créer une certaine expérience dans ce domaine.

Notons qu'il est également possible de trouver d'excellents exemples de programmation dans les vieux « incunables » consacrés aux microprocesseurs plus « antiques » tels que le 6502 ou le 8080. Nombre des idées que renferment ces ouvrages peuvent s'appliquer au 8051.

Boîtes de construction de logiciel

C'est une très bonne idée, si l'on veut pouvoir mettre à profit ultérieurement toute l'expérience acquise au cours de la réalisation de ses différents projets, de programmer sous la forme de petits modules et sous-programmes structurés; on pourra ainsi les réutiliser dans d'autres logiciels et aussi se constituer une sorte de logithèque de base. Au bout d'un certain temps on dispose ainsi d'un nombre de sous-programmes, permettant de réaliser « aisément » un logiciel relativement complexe.

On notera en outre que l'intérêt des sous-programmes sauve-

gardés n'en devient que plus grand si l'on a prévu une documentation adéquate de ces routines.

Contrairement à ce que pensent beaucoup de gens, la programmation en assembleur ne tient pas de la magie noire et n'est pas constituée par un empilage d'astuces incompréhensibles.

D'après l'auteur de cette série d'articles l'assembleur permet –comme beaucoup d'autres langages de programmation plus évolués– de programmer d'une manière structurée et précise. En fait, la structure d'un logiciel est le produit de la manière de « penser » et d'analyser de son auteur. De nombreuses idées et techniques de programmation peuvent être « distillées » de livres et autres magazines traitant du sujet.

En dépit de toutes ces sources d'idées, la programmation en assembleur reste relativement laborieuse et exige une autodiscipline austère. Il existe cependant différents auxiliaires –pouvant faciliter la vie de n'importe quel programmeur– tels que:

Macro-assembleurs

Dans notre cours nous avons utilisé un assembleur relativement rudimentaire dont les possibilités devraient être suffisantes pour n'importe quel « débutant » en programmation en assembleur. Le professionnel, prêt à dépenser plusieurs milliers de francs, utilisera sans doute des « instruments » de plus haute qualité. Les assembleurs disponibles dans le commerce offrent des possibilités techniques bien plus vastes.

Une première caractéristique intéressante de ce genre d'outils est leur capacité de traiter des « macros ». Une macro consiste, en règle générale, en une série d'instructions ou d'autre texte, encapsulée sous la forme d'une seule commande. L'assembleur remplace donc, à chaque fois, la commande par la série d'instructions, définie au préalable.

En plus de la possibilité de macros, un nombre important d'assembleurs permet de procéder à un assemblage séparé des différentes parties d'un programme pour, ultérieurement, les interconnecter à l'aide d'un logiciel appelé « linker ». Cette technique permet en outre d'enchaîner des bibliothèques complètes de

sous-programmes ou routines auxiliaires.

Les possibilités mentionnées ci-dessus sont nécessaires, voire indispensables, dès lors que l'on envisage de réaliser des logiciels complexes, du « professionnel » quoi. La plupart des programmeurs-amateurs n'ont pas besoin de ces caractéristiques techniques sophistiquées. Il faudra donc se demander, avant de dépenser entre 1 000 et 10 000 francs pour l'achat d'un macro-assembleur professionnel, si la réalisation de ses projets personnels justifie l'achat d'un tel outil, d'autant plus qu'il existe actuellement dans le commerce des alternatives à des prix tout à fait raisonnables à la portée de tout amateur réellement intéressé.

Il existe, pour tous ceux qui préfèrent programmer en langage évolué, des logiciels permettant la programmation d'un 8051 en C ou en Forth par exemple. Il nous faut signaler pourtant que le prix de revient d'un compilateur C ou d'un interpréteur Forth pour 8051 est relativement élevé.

Simulateurs de 8051

On peut faire appel, pour effectuer un test de programmation, à un logiciel de simulation de 8051. Ce genre de *software* simule le fonctionnement d'un 8051 sur un ordinateur et permet voir, pas à pas, comment se passe l'exécution d'un programme donné. Lors de la simulation on a de plus l'affichage de tous les registres avec leur contenu. Un simulateur est l'outil idéal lorsqu'il s'agit de découvrir une erreur dans la programmation et de la corriger. Cet outil très pratique ne sert pourtant à rien si l'erreur à trouver est due à « incompatibilité d'humeur » entre le logiciel et le matériel (qui n'arrivent pas à « s'entendre »).

Comme un microprocesseur est toujours associé à des circuits externes, l'utilité d'un simulateur dans la pratique de la programmation de tous les jours est limitée.

Le prix d'un simulateur de 8051 étant tout à fait acceptable, il constitue un instrument intéressant et quasi indispensable pour n'importe quel débutant en programmation en assembleur. Le plus grand avantage d'un simulateur de 8051 est sans doute le fait qu'il affiche, sur l'écran de l'ordinateur, les effets de chacune des instructions.

Pour procéder à un test de son programme personnel dans des conditions réelles, il faudra faire appel à simulateur d'EPROM.

Simulateurs d'EPROM

Lors de notre cours de programmation nous avons toujours fait appel au programme moniteur EMON51 pour «contrôler» le déroulement des programmes donnés à titre d'exemple, chargés dans la RAM.

Dans la pratique il existe de nombreuses applications pour lesquelles on n'utilise pas de RAM (ne serait-ce, par exemple, que pour des raisons de coût).

Un tel système peut même ne pas comporter de port sériel. Sachant cependant qu'il est essentiel de pouvoir tester le logiciel dans des conditions réelles, on fait alors appel ici à un simulateur d'EPROM. On l'utilise tout simplement pour le stockage temporaire (lors du test) du programme à tester.

Émulateurs «en-circuit»

On est confronté, lorsqu'il s'agit d'utiliser dans un montage un 8051 à ROM interne, à un problème encore plus aigu. Inutile de faire appel ici à un émulateur d'EPROM : il n'y a pas d'EPROM dans le montage !

Afin de pouvoir tester un logiciel dans de telles conditions il existe des émulateurs dits «*in-circuit*». Ce genre d'instrument, extrêmement cher (!), simule le comportement d'un 8051 avec une programmation à définir librement. Un émulateur «en-circuit» permet également de découvrir des erreurs dans le matériel (l'électronique périphérique) dûs, par exemple, à des problèmes de synchronisation.

Successeurs du 8051

Le cours **μC-8051 & assembleur** est basé sur les «vieux» modèles de la famille 8051 qui, rassurez-vous, continuent cependant de constituer l'un des standards industriels. Les successeurs de ce composant fameux, tel que le SAB 80C535 et le SAB 80C537 de Siemens, le MSM 80C154 de OKI et autre PCB 83C552 de Valvo, constituent sans doute, pour tous ceux d'entre nos lecteurs qui envisagent de réaliser un, voire plusieurs, projets centrés sur un microcontrôleur de la famille 8051, une alternative à l'intérêt majeur. Ces nouveaux micro-contrôleurs sont pratiquement compatibles à 100% avec le 8051 et connaissent la même programmation.

Les nouveaux composants disposent d'un nombre de possibilités et de caractéristiques additionnelles intéressantes, telles que par exemple :

- nombre de temporisateurs plus important,
- convertisseurs A-N intégrés,
- temporisateur «chien de garde» intégré,
- ports supplémentaires et
- unités arithmétiques (ULA) sensiblement plus rapides.

Ces accessoires supplémentaires sont commandés par l'intermédiaire d'un nombre de registres à fonction spéciale (SFR), ce qui explique pourquoi on pourra se référer au **cours μC-8051 & assembleur**, même pour la programmation de ces circuits relativement récents.

Nous avons prévu, dans nos projets à venir, une réactualisation de **SIMCAD** sous la forme d'une carte d'extension basée sur un microprocesseur du type 80535. La réalisation de cette nouvelle

carte sera l'objet d'un article à paraître plus tard cette année.

Épilogue

Avec l'annonce de notre intention de vous proposer d'ici à la fin de l'année une remise à jour de **SIMCAD**, l'un de nos ordinateurs monocarte, nous sommes arrivés à la fin du **cours μC-8051 & assembleur**. Le fait d'avoir «touché» aux principes de la programmation et du fonctionnement du 8051 ne signifie certainement pas, et loin de là, que ce thème soit épuisé ! Nous espérons tout simplement avoir éveillé votre intérêt pour le sujet, et témoin toutes les commandes de logiciels qui nous sont arrivées aux cours de ces 8 mois qu'a duré cette série, votre intérêt a été très vif.

Dans la plus pure tradition d'Elektor nous vous proposerons dans le futur un nombre de projets et d'applications intéressants, centrés sur un micro-contrôleur, peu importe que ce soit un 8051 ou, plus tard, un 80535.

Comme Elektor a mis à la disposition de tous ses lecteurs intéressés un système de développement complet —**SIMCAD** avec sa **carte d'extension, assembleur, simulateur d'EPROM**— les connaissances acquises tout au long de ce cours sont sans doute susceptibles d'inciter un certain nombre d'entre vous à réaliser (enfin) un projet personnel très spécifique. La rédaction est, de ce fait, très curieuse de savoir dans quel but son (é)lectorat utilise les microcontrôleurs et invite donc chacun de ses lecteurs intéressés à lui faire part de sa ou ses réalisation(s) personnelle(s) à base de micro-contrôleur.

UM3758

Famille d'encodeurs/décodeurs programmables tri-state

Les circuits de la série UM3758 sont des circuits intégrés mono-puce programmables fabriqués en technologie CMOS pour une consommation moindre. Ils mettent à disposition un nombre plus important de combinaisons garantissant un niveau de sécurité encore plus élevé. Le nombre de combinaisons le plus élevé est fourni par le UM3758-180 qui ne permet pas moins de $3^{18} = 387\,420\,489$ combinaisons différentes possibles. Le UM3758-120 permet $3^{12} = 531\,441$ combinaisons différentes. La série UM3758 comporte en outre les UM3758-108 et -084 qui intègrent des bits de données utilisables de l'exté-

rieur. Le premier fournit des données se 8 bits, le second des données de 4 bits.

Caractéristiques :

Encodeur/décodeur monochip à sélection par pont de câblage

Plage des tensions d'alimentation étendue, allant de 3 à 12 V.

Oscillateur RC intégré permettant l'utilisation d'une résistance 5% de tolérance, Interfaçage aisé avec dispositifs de transmission de toute sorte (radio, IR, US),

Codes d'adresse 3 états (0, 1 ouvert); certains codes d'adresse peuvent être utilisé comme codes de données ou comme adresses internes,

Codes d'adresse interne sur 18 bits: $3^{18} = 387\,420\,489$ codes différents au maximum,

Le décodeur possède un verrou de données de 8 bits,

Existe en différentes versions pour des applications spécifiques.

Le UM3758-120 est compatible broche à broche avec le UM3750.

United Microelectronics Corporation (UMC)

est représenté en France par:

CDE (Composant Devices Electronique)

29, rue Ledru-Rollin

92150 Suresne

tl.: (1).47.72.76.72

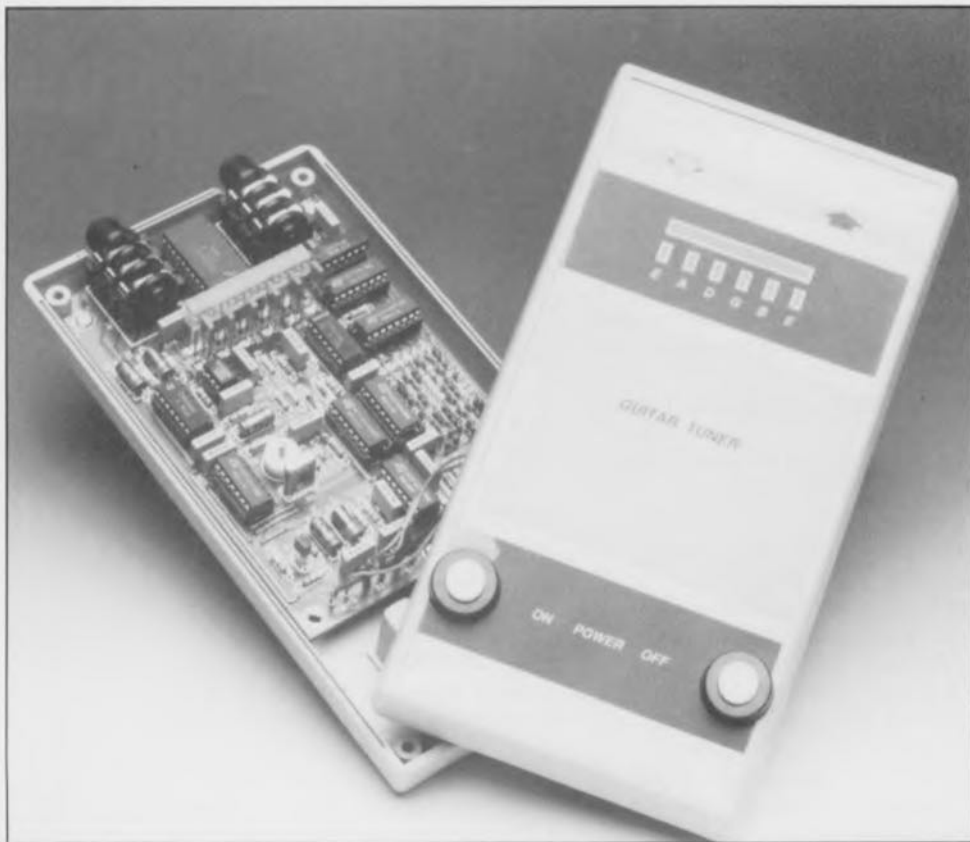
fax.: (1).40.99.07.87

CHIP SELECT

diapason pour guitare

la précision du quartz sur scène

W. Herrmann



Le diapason pour guitare décrit dans cet article doit son existence à la quête infructueuse à la recherche d'un instrument d'accord robuste, utilisable sur scène et au rapport performances/prix intéressant. Les appareils classiques à affichage à aiguille ont l'inconvénient de ne pas avoir, à moyen terme, la robustesse requise; il n'est pas possible, d'autre part, de porter, en plein milieu de l'exécution d'un numéro, un diapason mécanique à l'oreille. Le diapason objet de cet article né, pour ainsi dire, de la pratique pour la pratique, travaille à une précision remarquable et est utilisé à plein temps dans des conditions réelles sur scène par son auteur depuis plus de 2 ans, avec pleine satisfaction.

Caractéristiques techniques :

- Indication d'accord par bandeau de LED
- Convient tout aussi bien pour une guitare basse que pour une guitare solo
- Commande au pied
- 6 fréquences de référence, erreur < 0,05 Hz
- Le signal en provenance de la guitare est transféré
- Consommation extrêmement faible, 20 mA en fonction et 1,5 μ A en veille
- Indication de tension de pile faible
- Mise hors-fonction automatique (Auto Power Off) ou coupure manuelle.

L'une des exigences majeures du cahier des charges auquel devait répondre cet instrument était qu'il puisse être « manipulé » sans les mains. Par conséquent, la commande de ses fonctions se fait soit automatiquement soit au pied. Tant que le diapason pour guitare n'est pas en fonction, ses entrée et sortie sont interconnectées. On peut de ce fait garder en permanence l'instrument dans le trajet du signal allant de la guitare à l'amplificateur quelle que soit les caractéristiques de ce dernier.

Une action sur la touche « **ON** » met le diapason en fonction, à condition bien entendu qu'une fiche jack mâle soit enfichée dans l'embase d'entrée. Simultanément, l'électronique interrompt la transmission du signal de sortie vers l'amplificateur. On pourra donc effectuer en toute tranquillité (et silence) son opération d'accord.

La LED de visualisation de la corde mi haute (mi_4) s'illumine. Lors d'une frappe de la corde mi_4 on verra s'illuminer sur l'instrument un bandeau de LED qui donnera l'impression de se déplacer, soit vers la gauche (note produite trop basse), soit vers la droite (la note grattée est trop haute). Le musicien dispose d'une vingtaine de secondes pour accorder la corde mi_4 de manière à ce que la série de LED illuminées se stabilise.

Chaque nouvelle action sur la touche « **ON** » fait passer l'électronique dans le mode convenable permettant l'accord de la corde suivante. On dispose à nouveau de 20 s pour peaufiner l'accord de la dite corde. L'illumination de l'une des 9 LED de la rangée inférieure (identification de la corde) permet de savoir instantanément sans le moindre risque d'erreur quelle est la corde à accorder. Après la septième action sur la touche le système se retrouve dans la position de départ, permettant l'accord de la corde mi_4 .

La seconde touche, « **OFF** », permet à tout moment l'interruption de l'opération d'accord, c'est-à-dire le passage de l'électronique en mode de veille, ce qui se traduit par la réapplication automatique du signal en provenance de la guitare à l'embase de sortie. Au cas où les 20 secondes disponibles s'avéraient insuffisantes pour effectuer l'accord d'une corde donnée, il faudra ramener le diapason pour guitare sur la corde requise en effectuant plusieurs actions successives

sur la touche de commande (ON). Rassurez-vous, les différentes mises en et hors-fonction se font sans le moindre bruit et sans génération de parasites.

La stabilité du quartz

Le coeur de ce montage est un oscillateur à quartz associé à un diviseur programmable par l'intermédiaire

d'une matrice de diodes. Le reste des composants sert à comparer la fréquence de l'oscillateur divisée à la fréquence de la corde grattée (ou pincée) et à visualiser le résultat de cette opération par l'illumination d'un certain nombre de LED d'un bandeau. Nous avons fait appel, de manière à limiter la consommation au strict nécessaire, à des circuits CMOS.

L'oscillateur à quartz basé sur 3 inverseurs fournit le signal d'horloge au diviseur programmable constitué par les circuits intégrés IC6, IC8 et IC9a. Les sorties Q0 à Q11 de IC6, un 4040, attaquent les rangées d'une matrice de diodes. Ces diodes permettent la définition d'un facteur de division donné pour la fréquence fournie par l'oscillateur. Les entrées S0 à S2 permettent

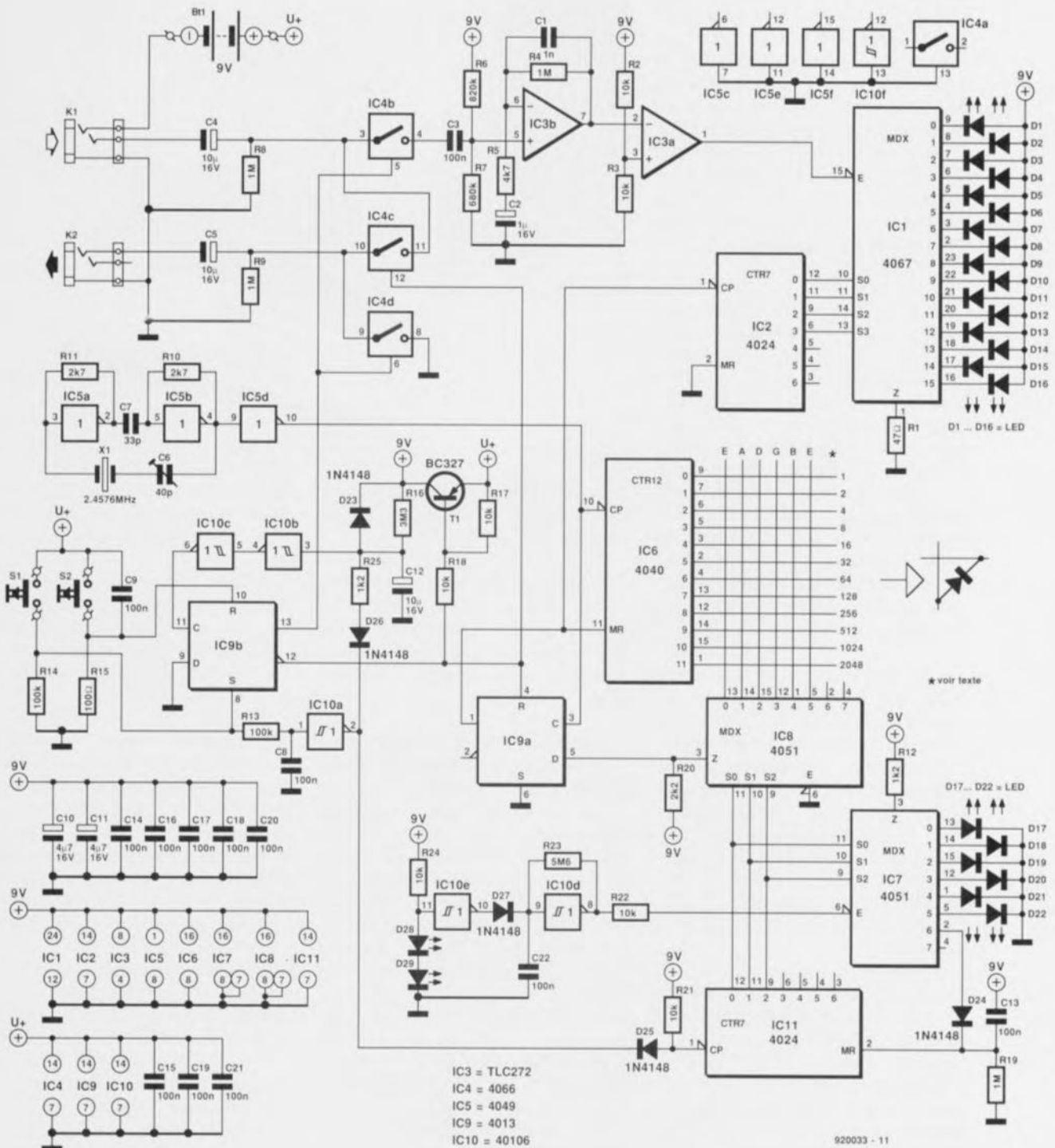


Figure 1. Un oscillateur à quartz fournit, par l'intermédiaire d'un diviseur programmable, la fréquence de référence correspondant à chacune des cordes. Un circuit de visualisation bien pensé facilite très notablement la lecture des résultats de l'opération d'accord.

de choisir l'une des 8 colonnes disponibles — dont 6 seulement sont utilisées ici d'ailleurs — une colonne comportant le facteur de division requis pour chacune des cordes. Après division, la fréquence de l'oscillateur sert de fréquence de référence et de fréquence d'horloge pour le compteur binaire IC2 qui attaque, par ses sorties 0 à 3, le multiplexeur IC1.

Chacune des 16 sorties du multiplexeur du type 4067 commande une LED. Ces diodes électroluminescentes constituent une sorte de chenillard qui, en fonction de la fréquence, visualise celle de la corde de guitare que l'on vient tout juste de gratter en se déplaçant de la LED D1 vers la LED D16 ou inversement. L'effet de chenillard est dû à la commande directe de l'entrée de validation de IC1 par la fréquence de la corde de la guitare.

Ce n'est que lorsque la fréquence de référence est un multiple entier (facteur 4 ou 8) de la fréquence mesurée de la corde que l'on aura un arrêt apparent des LED illuminées dans le dispositif de visualisation. Tant que la fréquence de la corde diffère de la fréquence de référence le repère lumineux poursuit son mouvement. Le sens de déplacement dépend de la fréquence réelle de la corde. La vitesse de déplacement du repère lumineux sur le bandeau est fonction de la différence entre les 2 fréquences.

Les 2 amplificateurs opérationnels IC3a et IC3b transforment la tension sinusoïdale fournie par le micro de la guitare en un signal rectangulaire impeccable utilisé pour la commande du multiplexeur. IC3b fait office d'amplificateur, IC3a de commutateur de seuil. Après mise en fonction de l'appareil, toutes les sorties de IC6 présentent un niveau logique bas. L'oscillateur à quartz démarre et IC6 se met à compter.

Les diodes de la première colonne de la matrice, montées en sens inverse, associées à la résistance de forçage au niveau haut R20, constituent une fonction logique ET placée à l'entrée de la bascule D : par conséquent le signal d'entrée appliqué à la bascule ne prendra de niveau haut que lorsque toutes les sorties de IC6 à être dotées de diodes dans la première colonne de la matrice se trouvent elles aussi au niveau haut. Cet état n'est atteint que pour un contenu très précis du compteur IC6. Ce « 1 » logique apparaît alors



au flanc suivant du signal d'horloge à la sortie de IC9 : on a remise à zéro de IC6.

Si l'on avait omis de prévoir IC9a, l'impulsion de remise à zéro ainsi générée aurait été bien trop courte pour pouvoir servir de signal d'horloge au diviseur IC2 monté en aval.

Le compteur IC11 attaque, sous forme binaire, les 3 lignes d'adresses de IC8. Chaque arrivée, à son entrée d'horloge, d'une impulsion produite par action sur le poussoir « ON » (S1), impulsion débarrassée de ses rebonds par le réseau RC R13/C8 associé à l'inverseur à trigger de Schmitt IC10a, se traduit par l'incrément de IC11. Le démultiplexeur IC7 commandé de façon synchrone avec IC8 met en fonction l'une des 6 LED, D17 à D22, indiquant ainsi quelle est la corde que l'on peut accorder à cet instant. Après 6 actions sur le poussoir S1, la sortie 6 de IC7 (broche 2) passe au niveau haut, entraînant ainsi la remise à zéro du compteur IC11.

De par la remise à zéro à la mise sous tension (*Power On Reset*) due à la présence du réseau RC constitué par le condensateur C13 et la résistance R19, le diapason pour guitare

se retrouve, après chaque mise sous tension, en situation de permettre l'accord de la corde mi haute (m_i).

Il nous reste à parler de 4 fonctions : Veille (*Stand-by*), mise en fonction, mise hors-fonction automatique (*Auto-Power-off*) et suivi de la condition énergétique de la pile d'alimentation.

En mode « veille » la tension d'alimentation est présente, le mode « accord » étant lui mis hors-fonction. Dans ce mode, seuls 3 circuits intégrés restent alimentés, à savoir le quadruple interrupteur électronique IC4, la bascule IC9 et les inverseurs IC10a à IC10f. La consommation de courant est alors de 1,2 μ A environ.

Une action sur le poussoir « ON » produit un positionnement de la bascule IC9a, processus entraînant la mise en conduction du transistor T1 et l'alimentation du reste des circuits intégrés. Simultanément l'interrupteur électronique IC4b bascule le signal de la guitare sur l'entrée de l'amplificateur opérationnel IC3b, l'interrupteur IC4c prend une résistance élevée, IC4d court-circuitant la sortie du diapason de sorte qu'il n'arrive plus de signal de guitare à l'amplificateur auquel celle-ci est connectée.

Le condensateur C12 se charge progressivement via la résistance R16. Au bout d'une vingtaine de secondes la tension à ses bornes atteint le seuil de commutation de l'inverseur IC10b qui met hors-

fonction le mode « Accord » via un second inverseur à trigger de Schmitt, IC10c. Ce processus de mise hors-fonction automatique n'a bien évidemment lieu que s'il n'y a pas eu d'action sur la touche « ON » au cours de cet intervalle pour, par exemple, procéder à l'accord de la corde suivante. Dans ce dernier cas le condensateur C12 se décharge par l'intermédiaire de IC10a, de la diode D26 et de la résistance R25, ce qui retarde la mise hors-fonction automatique de 20 nouvelles secondes.

Il est bien évidemment possible à tout instant d'effectuer une remise à zéro de IC9b par simple action sur le poussoir « OFF », S2. Il s'est avéré en pratique qu'une durée de 20 s pour effectuer l'accord d'une corde est, en règle générale, suffisante. On peut fort bien augmenter cette durée en attribuant au condensateur C12 une capacité plus importante.

Le dispositif de suivi de la tension fournie par la pile fonctionne de la manière suivante : les LED D28/D29 définissent une tension de référence de l'ordre de 2,6 V. Le seuil de commutation de l'inverseur monté en aval, IC10e, est fixée à la moitié environ de la tension d'alimentation, $U/2$. Ceci signifie que si la tension fournie par la pile tombe en-dessous de $2 \cdot 2,6$ V, soit 5,2 V, la sortie de l'inverseur IC10e (sa broche 10) bascule d'un niveau haut vers un niveau bas, libérant ce faisant l'oscillateur IC10d qui produit le clignotement de la LED identifiant la corde à accorder.

Une affaire de calculs

Nous en arrivons à l'étape la plus importante de cette réalisation : la programmation des facteurs de division requis pour l'obtention des

6 fréquences de référence. Il nous faut, pour commencer, un tableau donnant les fréquences fondamentales des cordes de la guitare.

Corde	Fréquence fondamentale [Hz]
mi	329,628
si	246,942
sol	195,998
ré	146,832
la	110,000
mi	82,407

Il nous faut ensuite connaître la fréquence du quartz utilisé dans le montage — bien que le quartz de 2,4576 MHz préconisé dans la liste des composants soit une valeur courante, elle n'est en fait qu'indicative. On pourra utiliser tout quartz de fréquence comprise entre 1 et 2,71 MHz. On indique ensuite combien de LED du bandeau de visualisation doivent s'allumer, 4 ou 8. Le choix est ici une affaire de goût.

À partir de ces éléments il est possible de déterminer le facteur de division pour chacune des cordes à l'aide de la formule suivante :

$$F_r = F_f \times n,$$

formule dans laquelle F_r est la fréquence de référence, F_f la fréquence fondamentale de la corde et n le nombre de LED illuminées dans le bandeau (4 ou 8 donc).

Le facteur de division (D) répond à la formule suivante :

$$D = \frac{F_r}{F_f} - 1$$

où F_q représente la fréquence du quartz.

Le facteur -1 s'explique par la nécessité d'utiliser une impulsion d'horloge pour la remise à zéro du compteur.

Le facteur de division ainsi obtenu sera alors traduit par la mise en place des diodes correspondantes dans la colonne de la matrice. Prenons un exemple :

Supposons que nous recherchions le facteur de division pour la corde mi_4 .

Nous disposons d'un quartz de 2,4576 MHz. Le tableau ci-dessus nous donne la fréquence fondamentale correspondante :

329,628 Hz. Si l'on opte pour $n = 8$, la fréquence de référence sera de :

$$329,628 \text{ Hz} \times 8 = 2\,637,024 \text{ Hz}.$$

Le facteur de division devient dans ce cas :

$$(2,4576 \text{ MHz} / 2\,637,024 \text{ Hz}) - 1 = 930,96 \text{ ce que l'on peut arrondir sans trop de risques à } 931.$$

Les sorties du diviseur IC6 représentent dans l'ordre les valeurs binaires classiques, ainsi $Q_0 = 1$, $Q_1 = 2$, $Q_2 = 4$, $Q_3 = 8$, $Q_4 = 16$ etc jusqu'à Q_{11} qui vaut 2048.

Il faudra implanter les diodes de manière à ce que la somme des nombres binaires qu'elles traduisent (qui correspondent eux à l'ordre des sorties de IC6) soit égale au facteur de division. On aura ainsi pour la corde mi_4 :

Q0 =	1 → 1
Q1 =	2 → 2
Q2 =	4
Q3 =	8
Q4 =	16
Q5 =	32 → 32
Q6 =	64
Q7 =	128 → 128
Q8 =	256 → 256
Q9 =	512 → 512
Total =	931

Le **tableau** ci-dessous donne les 6 facteurs de division correspondant à un quartz de 2,4576 MHz. Si l'on envisage d'utiliser un quartz différent il faudra recalculer les facteurs de division en s'aidant de l'exemple proposé ici.

Corde	Note	Fréquence	Facteur de division	Q ₀ 1	Q ₁ 2	Q ₂ 4	Q ₃ 8	Q ₄ 16	Q ₅ 32	Q ₆ 64	Q ₇ 128	Q ₈ 256	Q ₉ 512	Q ₁₀ 1024	Q ₁₁ 2048
e	mi_4	329,628 Hz	931	*	*				*		*	*	*		
B	si_3	246,942 Hz	1243	*	*		*	*		*	*			*	
G	sol_3	195,998 Hz	1566		*	*	*	*				*	*	*	
D	$ré_3$	146,832 Hz	2091	*	*		*		*				*		*
A	la_2	110,000 Hz	2792				*		*	*	*		*		*
E	mi_2	82,407 Hz	3727	*	*	*	*				*	*	*	*	*

Soit un total de 38 diodes pour la série de cordes classique.

Dans le cas présent, la différence entre la fréquence de consigne (c'est-à-dire celle que l'on recherche) et la fréquence réelle ne dépasse jamais 0,05 Hz.

Grâce au programme écrit en GW-BASIC proposé dans le **listing 1**, tous ces calculs délicats se limitent à la saisie de la fréquence du quartz et du nombre **n**. L'ordinateur fournit, à partir de ces éléments, les facteurs de division, la structure de la matrice de diodes, les fréquences, de consigne et réelle, ainsi que la différence entre ces 2 fréquences.

Nous avons opté ici pour un quartz de 2,4576 MHz car c'est le quartz courant permettant l'erreur moyenne la plus faible. Le petit tableau ci-dessous est le produit de l'exécution du programme donné en listing 1.

** DIAPASON POUR GUITARE **

Fréquence : 2.4576 MHz

Largeur Bandeau : 8

Note	Facteur de division	Diodes à implanter
mi	3727	111010001111
si	2792	101011101000
sol	2091	100000101011
ré	1566	110000111110
la	1243	100110110111
mi	931	1110100011

Nombre des diodes : 38

Fréquence de consigne	Fréquence réelle	Différence [en Hz]
82.407	82.403	-.00356
110.000	109.989	-.01074
146.832	146.845	0.01312
195.998	196.043	0.04539
246.942	246.945	0.00334
329.628	329.614	-.01425

Nouvelle saisie ? (0/N)

La réalisation

ne devrait pas poser de problème aux experts que sont nos lecteurs, à condition de respecter les règles de base qu'implique l'utilisation de composants CMOS.

On commencera bien entendu par la mise en place des 21 ponts de câblage, ne serait-ce que pour éviter d'en oublier l'un ou l'autre.

On pourra ensuite implanter les diodes de la matrice en respectant leur polarité. Les cathodes font face à la platine leurs extrémités supérieures étant reliées entre elles avant de rejoindre le point identifiant la colonne concernée, opération

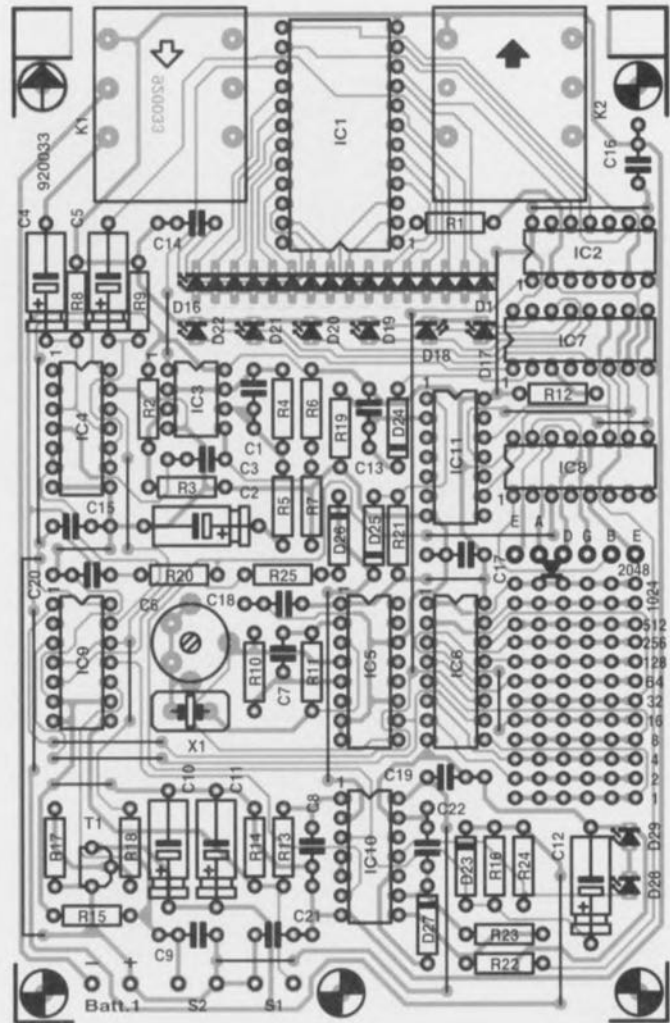


Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée pour cette réalisation. Exception faite de la pile et des poussoirs, tous les autres composants trouvent place sur ce circuit imprimé aux dimensions (relativement) compactes.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 47 Ω
 R2,R3,R17,R18,R21,R22,
 R24 = 10 k Ω
 R4,R8,R9,R16 = 1 M Ω
 R5 = 47 k Ω
 R6 = 820 k Ω
 R7 = 680 k Ω
 R10,R11 = 2k Ω
 R12,R25 = 1k Ω
 R13 à R15 = 100 k Ω
 R16 = 3M Ω
 R20 = 2k Ω
 R23 = 5M Ω

Condensateurs :

C1 = 1 nF
 C2 = 1 μ F/16 V
 C3,C8,C9,C13 à C22 = 100 nF
 C4,C5,C12 = 10 μ F/16 V
 C6 = 40 pF ajust.
 C7 = 33 pF
 C10,C11 = 4 μ F/16 V

Semi-conducteurs :

D1 à D6 = LED rectangulaire verte

D17 à D22,D28,D29 = LED

rectangulaire rouge

D23 à D27 = 1N4148

D30 à D* = 1N4148 (diodes de la matrice)

T1 = BC327

IC1 = 4067

IC2,IC11 = 4024

IC3 = TLC272 (Texas Instruments)

IC4 = 4066

IC5 = 4049

IC6 = 4040

IC7,IC8 = 4051

IC9 = 4013

IC10 = 40106

Divers :

S1,S2 = bouton-poussoir unipolaire rond à contact travail

K1 = embase jack 6,35 mm stéréo encartable

K2 = embase jack 6,35 mm mono encartable

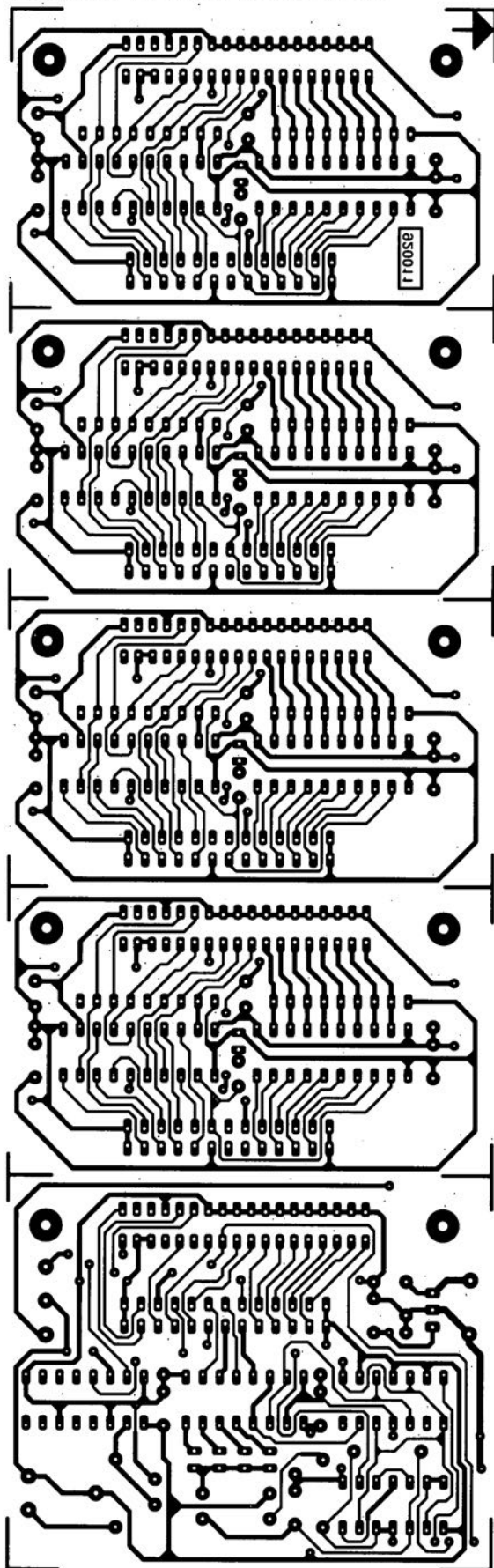
Batt1 = pile compacte 9 V

X1 = quartz 2,4576 MHz*
 boîtier tel que Pactec Hp-9VB à compartiment pour pile

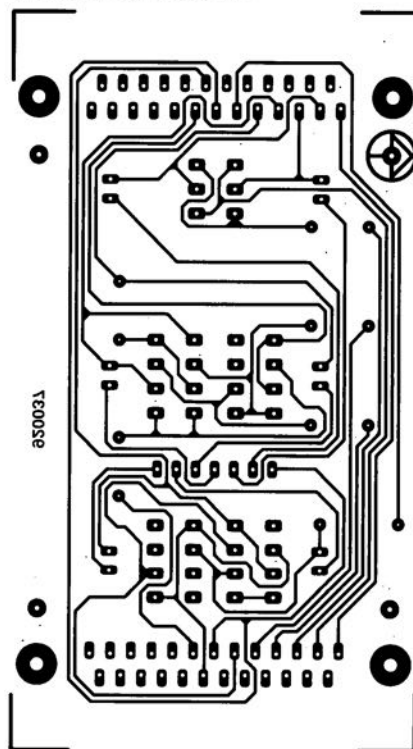
* (voir texte)

SERVICE

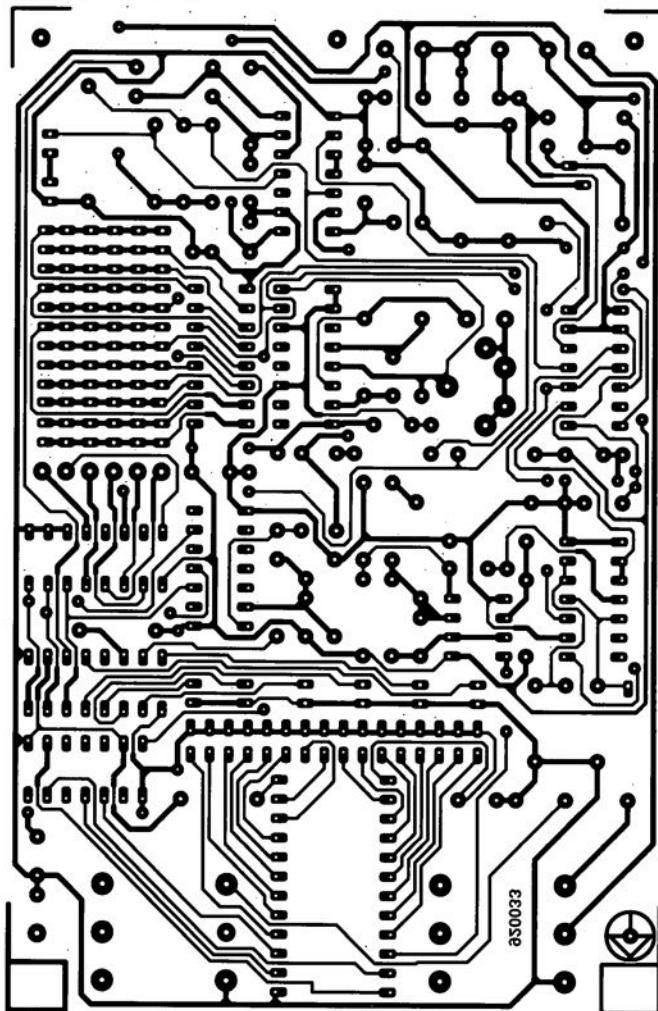
commutateur automatique pour imprimante



testeur de lignes RS232



diapason pour guitare



échantillonneur de son pour Amiga

Elektor n°173, novembre 1992, page 68 et suivantes

Le schéma de la figure 1 comporte une inversion sans gravité et un oubli (répété d'ailleurs dans la liste des composants).

L'inversion est celle de la dénomination des LED D2 et D4, D2 étant en réalité la LED ERROR et D4 la LED LEFT.

L'oubli est celui d'un condensateur de 100 nF, C9, qui existe bien sur la sérigraphie de l'implantation des composants et qui sert au découplage de IC7.

« The Audio DAC »

Elektor n°172, octobre 1992, page 30 et suivantes

La liste des composants de l'alimentation de « The Audio DAC » comporte une double erreur. Comme dans 99,9% des cas, le schéma est correct. C13 et C19 sont des condensateurs de 2 200 $\mu\text{F}/35\text{ V}$ et C29 est un 100 $\mu\text{F}/16\text{ V}$.

La platine principale comporte elle une double erreur plus gênante : la polarité des condensateurs électrochimiques C25 et C58 est inversée de 180°. Si l'on utilise des tantales ils n'apprécient pas du tout, des électrochimiques sont plus indolents.

diapason pour guitare

Elektor n°168, juin 1992, page 28 et suivantes

Le listing accompagnant la description de cette réalisation comporte 3 petites erreurs. Voici les lignes à corriger :

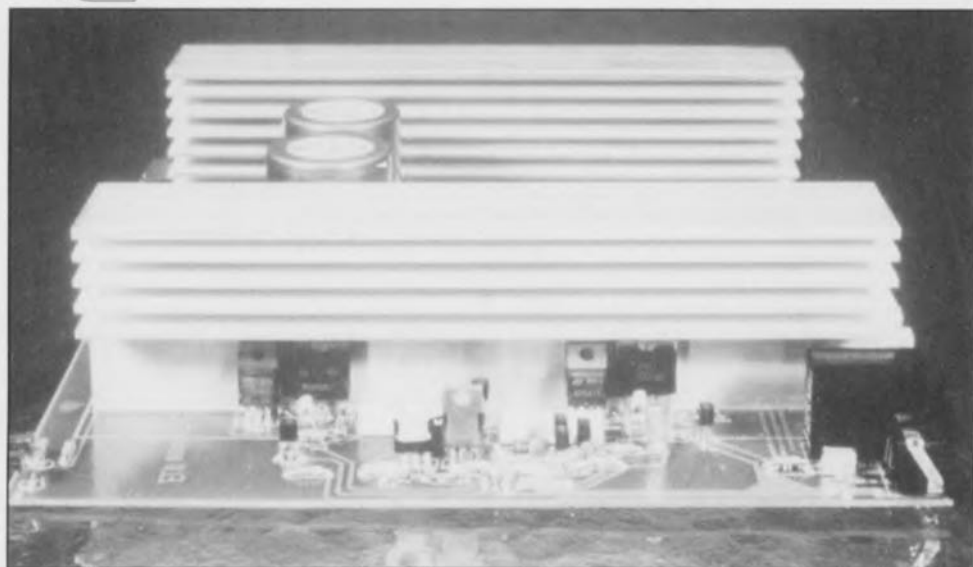
```
250 Z=F*10^6/S/TS(N):IF Z>4095 THEN  
GOTO 550
```

```
260 TI(N)=F*10^6/INT(Z)/S
```

```
360 C=C+10^A
```

description d'un kit d'ELV

SV300 : amplificateur 300 W stéréo intégré Hi-Fi

2^e partie

Après avoir décrit le mois dernier l'électronique constituant l'amplificateur intégré SV300, nous allons, dans ce second article, nous intéresser à sa réalisation, à son réglage, à sa première mise en fonction et à une éventuelle personnalisation de cet amplificateur aux caractéristiques et à la puissance fort intéressantes.

Dès lors qu'il s'agit de réaliser un amplificateur de haut de gamme, la disposition des pistes cuivrées joue un rôle très important. Il existe, sur la platine, divers endroits bien spécifiques où le taux de distorsion pourrait augmenter sensiblement pour peu que l'on change, même très légèrement — il suffit de quelques millimètres seulement — la disposition de l'une ou l'autre des pistes cuivrées, rendant impossible l'obtention des caractéristiques optimales envisagées.

Il en va de même, s'il s'agit d'un amplificateur stéréo, en ce qui concerne l'intermodulation entre les canaux. À nouveau, l'organisation de la platine, c'est-à-dire la disposition des pistes conductrices, joue un rôle des plus importants.

Nous avons opté, pour vous faciliter la réussite de la réalisation d'un montage relativement complexe, tel que cet amplificateur de puissance intégré, pour un unique circuit imprimé. Tous les composants nécessaires à la réalisation du SV300 trouveront place sur une platine de 260 x 220 mm seulement (!!!).

Puisque le refroidissement des transistors de puissance d'un amplificateur aussi puissant que le SV300 constitue un aspect à ne pas négliger, il a été conçu un radiateur spécial à l'intention de cet amplificateur. Bien que les dimensions de ce radiateur soient modestes, il n'en garantit pas moins un refroidissement adéquat. Chacun des étages de sortie est donc doté d'un radiateur

en aluminium massif de 200 mm de longueur, disposé de façon à ce qu'il fasse également office de blindage entre l'étage de sortie et l'étage d'entrée. En raison de la présence de niveaux de signal très élevés, un blindage efficace ne constitue certainement pas ici un luxe inutile.

Réalisation

Passons maintenant à la réalisation pratique du SV300. On débutera cette étape, en se référant à la sériographie de la **figure 6**, par la soudure des quelque (pas moins de 57 !, y compris ceux reliant certains points spécifiques de la réalisation) ponts de câblage, suivie par celle des composants de faible hauteur, tels que résistances, diodes, circuits intégrés et autres condensateurs. L'utilisation d'embases encartables, en permet la soudure directe sur le circuit imprimé, évitant ainsi tout câblage superflu.

Il faudra, avant de passer à la soudure des transistors de puissance (T10, T12, T22 et T24), fixer ceux-ci contre les radiateurs.

La **figure 4** montre le profil des radiateurs utilisés. On voit nettement 3 entailles longitudinales destinées à l'insertion d'un écrou M 3. Sachant qu'il faudra fixer 2 transistors contre chacun des radiateurs on introduira 2 écrous M 3 dans l'entaille de la partie verticale du radiateur. À l'aide d'une vis M 3, dotée de sa rondelle d'isolation en plastique, on fixera donc les transistors — après avoir doté sa plaquette d'isolation en mica d'un rien de pâte thermoconductrice — contre le radiateur. Il est recommandé de vérifier leur positionnement avant de bien serrer les transistors contre le radiateur pour garantir que leurs broches peuvent bien être enfichées dans les orifices prévus à cet effet sur la platine.

Il faudra fixer les radiateurs sur le circuit imprimé avant de vous lancer dans l'opération de soudure des transistors de puissance sur la platine. À l'image de la technique utilisée pour la fixation des transistors de puissance contre le radiateur, on insérera 2 écrous M 3 dans l'entaille inférieure du radiateur et on le serrera contre la platine à l'aide de 2 vis M 3 x 6 mm. Ceci permettra de monter les radiateurs sans faire appel à des techniques trop complexes (lire mécaniques; nous sommes, dans le cas présent des électroniciens et non pas des électro-mécaniciens, n'est-ce pas).

Pour éviter que les signaux de

niveau élevé, présents dans les étages de sortie, ne produisent de distorsion dans les étages du préamplificateur et du réglage de tonalité, les 2 radiateurs font également office, comme nous le disions plus haut, d'une sorte de « tôle » de blindage. Pour garantir un blindage parfait, il faudra établir une connexion à très faible impédance entre chacun des radiateurs et le point de masse central ST2, cœur d'un câblage en étoile. On utilisera, pour ce faire, 2 morceaux de fil de câblage isolé de 1,5 mm² de section, pourvus, à l'une de leurs extrémités, d'un œil doté d'un orifice de 3,2 mm de diamètre. Les extrémités libres des morceaux de câble seront soudées, côté pistes, au centre du point de masse ST2. Les 2 œils, enfilés sur l'une des vis de fixation des radiateurs, établissent ainsi une liaison efficace (et facile à réaliser) entre les radiateurs et la masse.

Il vous est recommandé instamment de bien vérifier ces connexions très importantes à l'aide d'un multimètre ou d'un milliohmètre et, si la résistance observée est trop importante, d'éliminer par grattage l'oxydation ayant pu avoir lieu à l'endroit des contacts. Ce n'est qu'après avoir achevé ce travail de mise à la masse des radiateurs que l'on procédera à la soudure des transistors de puissance.

Les diodes D40 à D43, destinées à la surveillance de la température des transistors de puissance, ne fonctionnent pas comme diodes de commutation mais font office... vous vous en seriez doutés, de capteurs de température. Il faudra, pour qu'elles puissent remplir correctement leur fonction, les serrer contre le boîtier plastique des transistors, de façon à établir, à l'aide d'un rien de pâte thermoconductrice, un bon contact thermique entre les 2 composants.

La même technique s'applique ensuite au montage des transistors de compensation du courant de repos, T6 et T18, que l'on pressera, eux aussi dotés d'un peu de pâte thermoconductrice, contre les radiateurs. Ce contact thermique est important pour que le transistor de compensation de courant de repos maintienne le courant de repos à une valeur constante, même sous des charges élevées.

Le réglage de la valeur du courant de repos à l'aide des ajustables R62 et R87 sera décrit dans l'un des paragraphes à suivre.

Il faudra, de façon à obtenir, pour

les étages de sortie, une impédance interne aussi faible que possible, relier les contacts de masse des 2 embases pour haut-parleur au point de masse central ST2. On utilisera pour ce faire 2 morceaux de fil de câblage isolé de 1,5 mm² de section. Sachant que ces câbles auront à véhiculer des signaux de niveau très élevé, il est extrêmement important qu'ils ne soient pas positionnés à proximité immédiate des étages de préamplification et de réglage de tonalité.

Voici, à notre avis, le « trajet » le plus favorable : en partant du plan de masse central auquel sont soudés les condensateurs C54 et C58, on tire, sur le dessous de la platine, 2 câbles de masse directement vers les faces latérales de la platine. Arrivés à 10 mm du bord du circuit imprimé ils seront coudés franchement à l'équerre vers la face arrière de la platine pour les souder au contact de masse de chacune des embases pour haut-parleur, BU7 et BU8.

Il ne nous reste plus maintenant qu'à mettre en place 5 ponts de câblages sur la partie centrale de la platine. On utilisera, pour ce faire, du fil de câblage souple de faible section de manière à interconnecter deux à deux les points a, b, c, d et e sur le circuit imprimé.

Blindage additionnel

Il est nécessaire, si l'on veut obtenir une insensibilité aux distorsions élevée, associée à une très faible intermodulation entre les 2 canaux et ceci à une tendance de couplage négative minimale, de doter les étages du préamplificateur et du réglage de tonalité d'un blindage supplémentaire. Ce blindage prendra la forme d'un morceau de circuit imprimé étamé de 135 x 150 mm. La connexion de cette platine au circuit imprimé principal se fait à

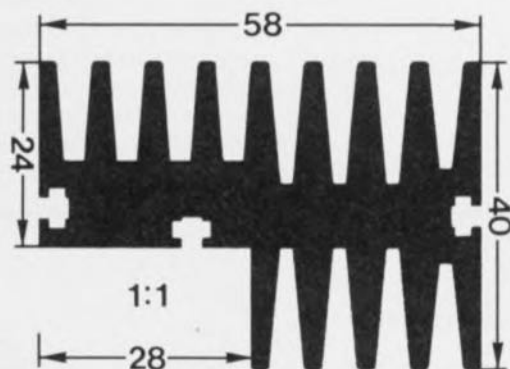


Figure 4. Profil du radiateur conçu spécialement pour la réalisation du SV300 et capable de dissiper une quantité d'énergie (lire chaleur) importante.

l'aide de 7 picots de soudure qui, contrairement à d'habitude, seront mis en place du côté « pistes » de la platine principale. On soudera les picots aux endroits marqués ST4 à ST10, tous ces points représentant le potentiel de la masse.

En plus de sa fonction de blindage, cette petite platine étamée fait également office de connexion entre ces différents points de masse. Il sera donc évident pour tout le monde que le SV300 ne peut fonctionner que si ce circuit imprimé de blindage et de connexion est bien mis en place.

Après avoir soudé les picots ST4 à ST10 à leur place prévue, on procédera au positionnement de la platine de blindage de façon à ce que sa face non cuivrée soit dirigée vers le circuit principal et que l'un de ses côtés de 135 mm se trouve à la même hauteur que le côté des embases de la platine principale. Les picots ST4 à ST10 dépasseront de 1 mm environ le circuit de blindage ce qui facilite leur soudure.

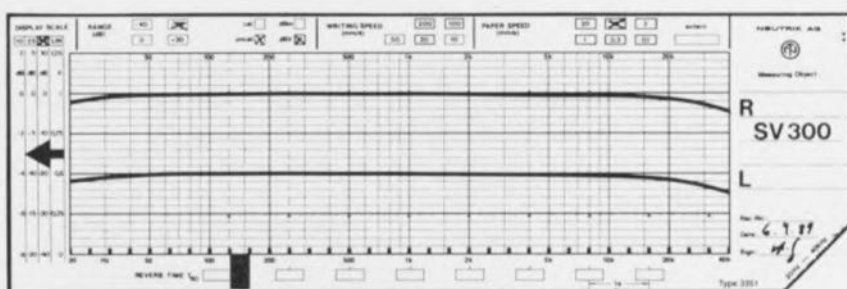


Figure 5. Courbe de réponse en fréquence de l'amplificateur intégré SV300. La courbe supérieure est celle du canal droit, celle du bas représente le canal de gauche. Afin d'en permettre la comparaison, nous avons décalé ces 2 courbes l'une par rapport à l'autre. En réalité les niveaux absolus sont identiques.

Courant de repos

Après une ultime vérification méticuleuse de la qualité de la réalisation, on pourra procéder à la mise sous tension de l'amplificateur. Pour ce faire on connectera la prise centrale de l'enroulement secondaire double d'un transformateur suffi-

samment puissant au point de masse central ST2 sur la platine. Les 2 autres extrémités de l'enroulement secondaire du transformateur, qui doivent fournir chacun une tension alternative comprise entre 15 et 22 V (sous 10 A), doivent être reliées aux points ST1 et ST3, se

trouvant eux pris entre les condensateurs C54 et C58 et les potentiomètres R40 à R43.

Avant de connecter le primaire du transformateur au secteur, il faudra tourner le curseur des ajustables R62 et R87 à fond dans le sens anti-

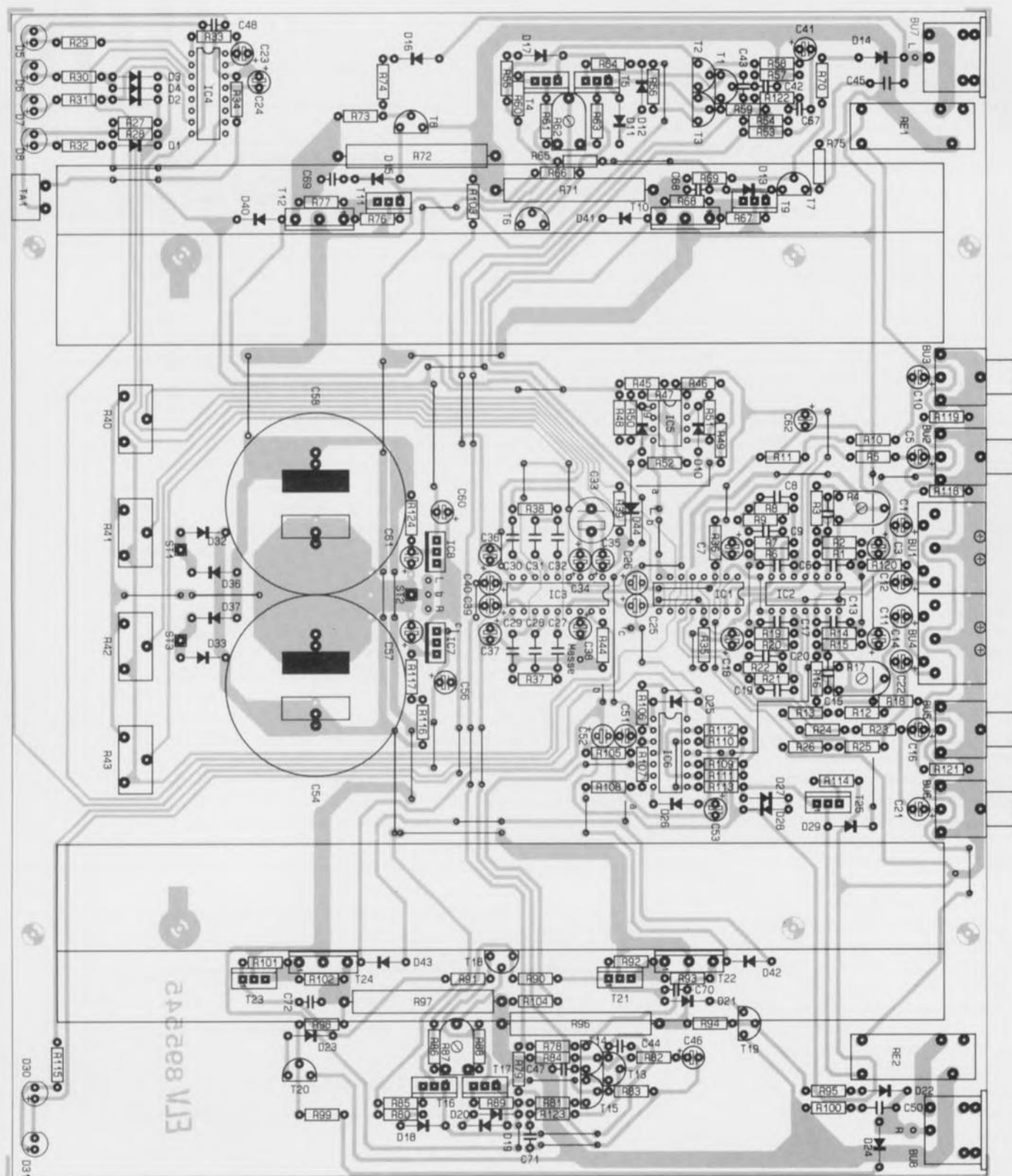


Figure 6. Profil du radiateur conçu spécialement pour la réalisation du SV300 et capable de dissiper une quantité d'énergie (lire chaleur) importante.

Liste des composants

Résistances :

R1,R5,R6,R14,R18,R19 = 56 k Ω
 R2,R7,R15,R20,R33,R58,R69,R73,
 R82,R94,R98,R115 = 1 k Ω
 R3,R11,R12,R16,R24,R25,R34,R37
 à R39,R45,R46,R52,R53,R67,R76,
 R78,R92,R101 = 10 k Ω
 R4,R17 = 250 k Ω , ajustable PT10,
 horizontal
 R8,R21 = 39 k Ω
 R9,R22,R110 = 390 k Ω
 R10,R23,R111,R119,R121 = 47 k Ω
 R13,R26 à R28,R35,R36,R103 à
 R109,R112 = 100 k Ω
 R29 à
 R32,R44,R48,R49,R61,R86,R113
 = 2k Ω
 R40 à R43 = 47 k Ω , ajustable
 PT15 vertical (ou potentiomètre,
 voir texte)
 R47 = 330 k Ω
 R50,R51 = 1 M Ω
 R54,R79,R118,R120,R122,R123 =
 4k Ω
 R55,R80 = 680 Ω
 R56,R81,R124 = 330 Ω
 R57,R84 = 33 k Ω
 R59,R83 = 22 k Ω
 R60,R64,R85,R89 = 68 Ω
 R62,R87 = 1 k Ω , ajustable PT10,
 horizontal
 R63,R88 = 820 Ω
 R65,R66,R90,R91 = 100 Ω
 R68,R77,R93,R102 = 150 Ω
 R70,R74,R95,R99 = 12 k Ω
 R71,R72,R96,R97 = 0 Ω 33/4 W
 R75,R100 = 1 Ω
 R114 = 15 Ω
 R116,R117 = 82 Ω

Les valeurs des résistances R54,
 R79, R113, R118, R120, R122 et
 R123 ont été modifiées par rapport
 à ce qui est indiqué dans le
 schéma de la figure 1.

Condensateurs :

C1,C5,C12,C16,C23,C24,C34 à C38
 = 1 μ F/16 V
 C2,C4,C13,C15,C42 à C44,C47 =
 100 pF
 C3,C14,C41,C46,C51 à
 C53,C56,C60,C62 = 10 μ F/16 V
 C6,C17 = 47 pF
 C7,C18 = 47 μ F/16 V
 C8,C19 = 2nF2
 C9,C20 = 6nF8
 C10,C11,C21,C22,C25,C26 =
 2 μ F/16 V
 C27,C28,C31,C32 = 56 nF
 C29,C30 = 15 nF
 C33 = 100 μ F/16 V
 C39,C40 = 4 μ F/16 V
 C45,C50 = 220 nF
 C48 = 22 nF, céramique
 C54,C58 = 10 000 μ F/40 V
 C57,C61 = 47 μ F/40 V
 C67,C71 = 470 pF
 C68 à C70,C72 = 330 pF

Les condensateurs
 C49,C55,C59,C63 à C66 n'existent
 pas

Semi-conducteurs :

D1 à D4,D9 à D28,D40 à D43 =
 1N4148
 D5 à D8,D30 = LED rouge 5 mm
 D29 = 1N4001
 D31 = LED verte 5 mm
 D32,D33,D36,D37 = R250B

D44 = zener 6V8

IC1 = CD4052
 IC2 = TL084
 IC3 = TDA1524A
 IC4 = CD4017
 IC5 = LM358
 IC6 = LM324
 IC7 = 7808
 IC8 = 7908
 T1 à T3,T6,T7,T13 à T15,T18,T19
 = BC546B
 T4,T11,T16,T23 = BD242C
 T5,T9,T17,T21,T25 = BD241C
 T8,T20 = BC556B
 T10,T22 = BD249C
 T12,T24 = BD250C

Les diodes D34,D35,D38 et D39
 n'existent pas

Divers :

RE1,RE2 = relais encartable,
 vertical, 12 V, contact repos/travail
 unipolaire
 TA1 = bouton-poussoir encartable,
 contact travail, horizontal en
 équerre
 BU1,BU4 = embase DIN femelle,
 5 contacts 180°, encartable,
 horizontale
 BU2,BU3,BU5,BU6 = embase
 encartable cinch, horizontale
 BU7,BU8 = embase encartable,
 type haut-parleur
 2 radiateurs de 200 mm de long,
 résistance thermique 0,9 K/W (tel
 que ELV 1662)
 1 platine de blindage étamée,
 135 x 150 mm
 4 ensembles d'isolation pour
 T10,T12,T22 et T24

horaire, réduisant ainsi au strict minimum le courant de repos initial. On branche des enceintes aux embases pour haut-parleur avant de connecter ensuite une source audio à l'une des entrées.

Dès la connexion du transformateur au secteur on doit être en mesure de choisir, à l'aide du bouton-poussoir TA1 la source du signal audio que l'on veut utiliser; ce bouton-poussoir est disposé à côté des LED D5 à D8, qui identifient visuellement quelle est l'entrée reliée au préamplificateur.

Une seconde environ après l'application de la tension secteur, la LED rouge d'erreur, D30, disposée à droite, devrait s'éteindre et la LED verte, D31, s'allumera, indiquant la connexion des enceintes aux étages de sortie.

Si tout cela se passe bien, nous allons pouvoir procéder au réglage du courant de repos. L'ajustable R62 sert au réglage du courant de repos du canal gauche, R87 à celui du canal droit. La valeur de courant

de repos idéal est de 12 mA. Pour effectuer ce réglage, on mesurera –à l'aide d'un voltmètre– la chute de tension aux bornes des paires de résistances R71/R72 pour le canal gauche et R96/R97 pour le canal droit.

En absence d'un signal audio d'entrée, on connectera la sonde positive de l'instrument de mesure à l'émetteur du transistor de puissance T10 et sa masse (COM) à l'émetteur du transistor de puissance T12. L'ajustable R62 permettra maintenant de régler la chute de tension à une valeur de 7,5 mV, ce qui correspond bien à un courant de 12 mA dans une résistance de 2 x 0,33 Ω .

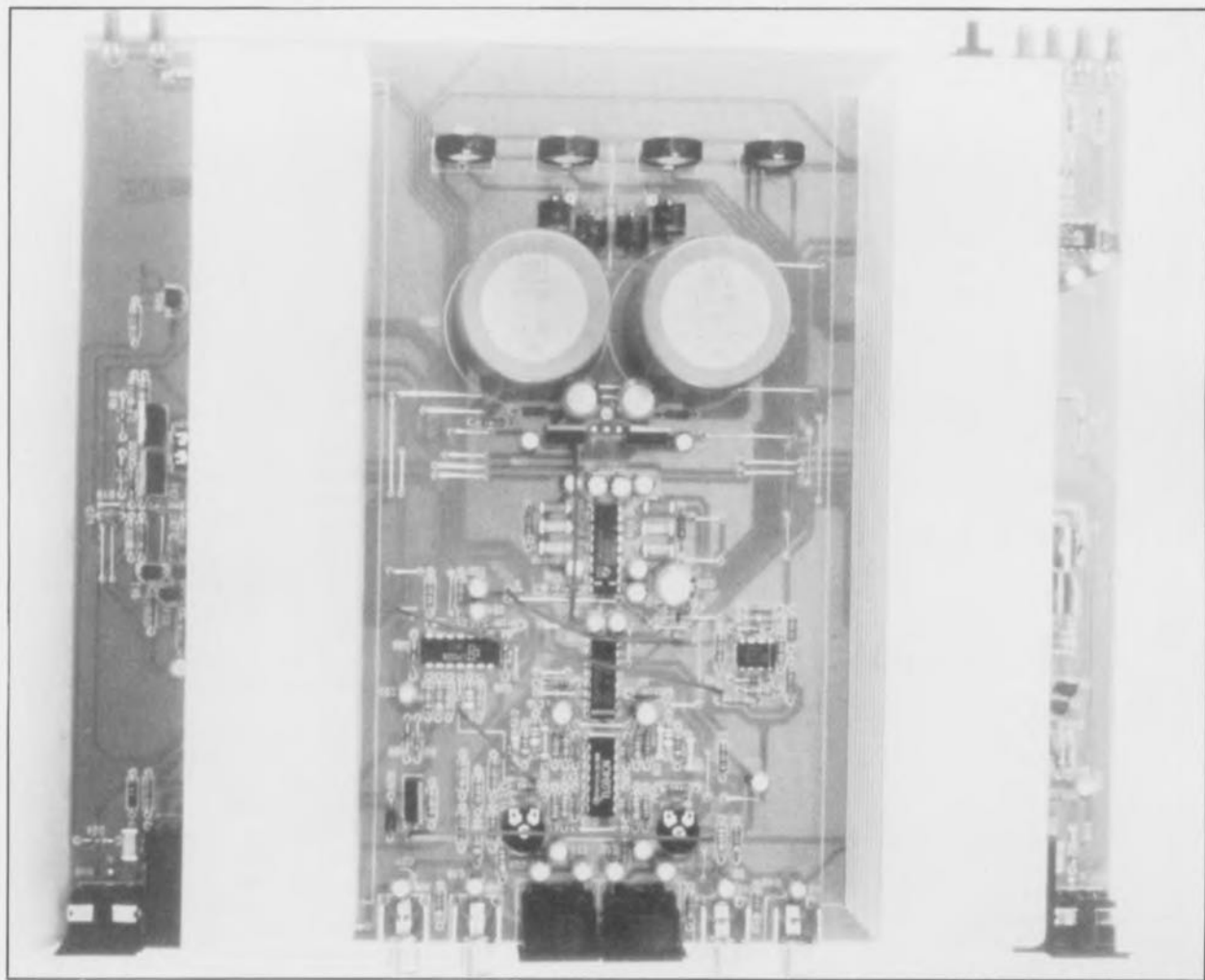
Après avoir terminé le réglage du courant de repos pour le canal gauche, on procède de la même façon pour le canal droit. Pour cela on connectera la sonde positive du voltmètre à l'émetteur de T22, sa masse à l'émetteur de T24 et on réglera le courant de repos à 12 mA (tension mesurée de 7,5 mV) par action sur l'ajustable R87.

En étant arrivé à ce point, il n'y a plus la moindre objection à appliquer un premier signal d'entrée à cet amplificateur tout neuf pour lui faire subir son « baptême du feu », les 4 potentiomètres R40 à R43 servant au réglage respectivement du volume, des aigus, des graves et de la balance.

Épilogue

Il est recommandé de mettre l'amplificateur intégré SV300 dans un boîtier métallique de dimensions telles qu'il soit également possible d'y disposer le transformateur secteur à l'encombrement relativement important.

Le fait que tous les réglages (volume, aigus, graves et balance) se fassent en tension continue constitue un atout important de ce montage, permettant de remplacer les résistances ajustables encartables montées verticalement R40 à R43 par de vrais potentiomètres (de résistance identique bien évidemment) à montage par écrou que l'on pourra



donc fixer dans la face avant du boîtier de son choix.

La présence, à proximité du sous-ensemble de réglage de tonalité, d'un nombre important de condensateurs-tampons élimine pratiquement tous les parasites pouvant éventuellement se présenter sur le

câblage des potentiomètres. Le trajet des signaux BF reste sur la platine et ne traverse donc pas les potentiomètres ce qui donne de très bonnes caractéristiques de « télécommande » du SV300.

Nous voici arrivés à la fin de la

description d'un montage audio qui ne manquera pas d'intéresser tous ceux d'entre nos lecteurs qui, pour mille et une raison, ont envie d'un amplificateur de qualité puissant au prix de revient relativement modeste.



EPM7256/7032

Les 2 premiers EPLD HD et HS

Altera Corporation annonce la disponibilité des 2 premiers EPLD Haute Densité et HS (Haute Vitesse) MAX (*Multiple Array matrix*) 7000.

Le circuit EPM7256, à 256 macro-cellules et 192 broches devient le circuit logique programmable avec le plus grand nombre de broches disponible à ce jour.

Le circuit 7032, à 32 macro-cellules et 44 broches est le premier EPLD d'Altera fabriqué dans la technologie EEPROM. Il est le précurseur d'une stratégie d'extension de la technologie MAX 7000 grâce à l'offre simultanée d'EPROM et d'EEPROM et non plus seulement d'EPROM.

L'EPM7256 à base d'EPROM permet une fréquence d'horloge système de 70 MHz, la plus rapide disponible pour un PLD utilisé dans sa totalité ou un prédiffusé programmable (FPGA). L'EPM7256 offre aussi 164 broches E/S,

soit le maximum de broches d'E/S disponible parmi les circuits actuellement en production. Les 10 000 portes intégrées fournissent 5 000 portes utilisables dans la plupart des applications logiques et font de ce circuit une alternative programmable idéale aux ASIC. L'EPM7256 est initialement proposé en boîtier PGS céramique à fenêtre 192 broches. Une version QFP à 208 broches sera disponible à la mi-1992.

L'architecture MAX 7000 étant indépendante de la technologie, l'EPM7032 à 32 macro-cellules et 44 broches basé sur une technologie EEPROM partage les mêmes caractéristiques architecturales que l'EPM7256 basé sur une technologie EPROM. La seule différence structurelle est que l'EPM7032 utilise des transistors EPROM. L'utilisateur du circuit ne retiendra que la technique d'effacement du circuit, avec des ultraviolets pour une EPROM, et une impulsion électrique si c'est une EEPROM.

Grâce à sa densité logique et à son temps de propagation de 12 ns, à la possibilité d'utiliser une horloge système de 83,3 MHz, l'EPM7032 effaçable, offert en boîtier plastique PLCC, est un produit idéal pour l'intégration de multiples conceptions PAL ou GAL ou la réalisation de machines d'état complexes, compteurs, décodeurs et autres fonctions logiques.

Toute la famille d'EPLD MAX 7000 sera supportée par le logiciel MAX-PLUS II d'Altera, disponible sur PC et stations de travail. Sur PC, Altera offre un système de conception complet sous Windows 3.0 comprenant l'entrée schéma, texte, ou chronogramme, ainsi que la synthèse logique et la partition automatique du circuit en plusieurs EPLD.

*Altera France
72-78, Grande Rue
92310 Sèvres
tél. : (1).45.34.37.87
fax. : (1).45.34.01.09*

les diodes laser

*émission de lumière laser rouge
par semi-conducteurs*

S. von Fehren



Les premières diodes laser, émettant de la lumière rouge visible, ont quitté récemment les laboratoires de différents fabricants de semi-conducteurs. Dans le domaine des applications à faible puissance, on dispose enfin d'une alternative à semi-conducteurs pour remplacer les laser à He-Ne (hélium-néon) classiques. Comme la production en série de ce nouveau type de composant opto-électronique vient juste de débuter, leur prix ne manquera pas de devenir de plus en plus intéressant.

Poursuivez donc la lecture de cet article pour savoir, en outre, si les diodes laser « visibles » trouveront une application pratique dans les lecteurs de disques audio numériques (DAN).

En règle générale on cite d'un trait –et à juste titre d'ailleurs– la lumière laser visible et le tube laser He-Ne. Le tube laser He-Ne fournit une lumière bien rouge d'une longueur d'onde de 632 nm. En dépit de ses inconvénients, tels que son encombrement, sa tension d'alimentation de quelque 1,5 kV, sa modulation difficile et sa sensibilité élevée à des influences mécaniques, ce type de laser à gaz, tout comme son homologue au rubis, est non seulement le plus facile à « exploiter » mais aussi le moins cher. Ceci explique pourquoi, même dans le domaine semi-professionnel, le laser He-Ne, offert par de nombreux fabricants, est (encore) le plus utilisé.

Il existe pourtant, depuis 1987, un concurrent sérieux pour le laser He-Ne. Cette année-là, Toshiba, société japonaise qu'il n'est plus nécessaire de vous présenter, a réussi une révolution. Toshiba était le premier fabricant à produire une lumière laser rouge d'une longueur d'onde de 670 nm et ceci à l'aide d'un semi-conducteur. La longueur d'onde la plus faible que l'on était arrivé à générer jusqu'à cette date-là était de quelque 780 nm, longueur d'onde correspondant au début du domaine de l'infrarouge.

Intéressons-nous tout d'abord à la théorie des semi-conducteurs pour mieux comprendre les principes de l'émission de lumière.

Lumière laser générée par semi-conducteurs

Avant de passer aux diodes laser il nous faudra nous intéresser brièvement aux fameuses LED, les diodes électroluminescentes. Tout électronicien (digne de ce nom) sait que l'on fait appel ici à des matériaux semi-conducteurs pour la génération d'une lumière. Il s'agit en effet d'arséniure de gallium (GaAs) pour le domaine de l'infrarouge, de phosphore arséniure de gallium (GaAsP) pour le domaine de la lumière rouge et jaune et de phosphore de gallium (GaP) pour le domaine de la lumière verte et bleue. Ces matériaux semi-conducteurs définissent en effet la longueur d'onde : de 400 à 700 nm, c'est-à-dire du bleu au rouge pour le spectre de la lumière visible et au delà de 700 nm pour le domaine de l'infrarouge.

Sans vouloir insister trop sur les détails théoriques nous proposons la formule servant à calculer très précisément la longueur d'onde. Cette formule est basée sur le fait que les électrons émettent des photons, particules d'énergie lumineuse, lorsqu'ils passent d'un niveau d'énergie élevé vers un niveau énergétique plus bas :

$$E = h \cdot f.$$

Dans cette formule, « h » est une constante –le quantum d'énergie

correspondant au changement d'orbite de l'électron, ce que l'on appelle la constante de Planck– et « f » indique en Hz la fréquence de la radiation électromagnétique (de la lumière dans ce cas-là) émise (ou absorbée) par le photon.

D'après le rapport ;

$$c = \lambda \cdot f,$$

il en résulte pour le calcul de la longueur d'onde :

$$\lambda = \frac{h \cdot c}{E}.$$

Sachant que **et « h » et « c »** sont des constantes, la longueur d'onde ne dépend donc que de la différence de potentiel E de l'électron ($E = W_1 - W_2$; W_1 et W_2 étant les niveaux d'énergie des orbites d'arrivée et de départ de l'électron).

Dans le cas des semi-conducteurs, cette différence de potentiel s'appelle « largeur de bande » (E_g) et est exprimée en eV (électron-volt). Cette valeur, différente d'un semi-conducteur à l'autre (elle est de 1,12 eV pour le silicium par exemple) est empirique, s'appuyant donc uniquement sur des mesures et non pas sur des données scientifiques ou rationnelles. On ne peut pas calculer cette valeur et il faudra faire appel à des diagrammes spéciaux pour la connaître.

Le semi-conducteur le plus simple permettant de réaliser une jonction p-n et qui soit réceptif à l'application d'une tension pour initier le changement d'orbite des électrons –déplacement qui se manifeste finalement sous la forme d'une émission de lumière– est l'arséniure de gallium, GaAs, semi-conducteur dont la largeur de bande, E_g , est de 1,4 eV.

D'après les formules mentionnées plus haut, cette valeur, avec celles des constantes « h » et « c » et après avoir converti l'unité eV en J (Joule), résulte donc en une longueur d'onde de :

$$\lambda = \frac{1\,242\text{ nm}}{1,4} = 890\text{ nm},$$

qui se trouve dans le domaine de l'infrarouge.

Pour obtenir une longueur d'onde moins élevée, il faudra faire appel à l'un des autres semi-conducteurs, mentionnés au début de cet article. Comme la jonction p-n est,

avec ces semi-conducteurs, sensiblement plus difficile à réaliser, les diodes fabriquées à base de ces matériaux sont, en général, plus chères que les exemplaires émettant de la lumière infrarouge ou rouge. Nombre de nos lecteurs se souviendront sans doute du fait qu'il a fallu attendre longtemps, après l'apparition sur le marché des premières LED rouges, jusqu'à l'arrivée des premières LED bleues. Les fabricants ont dû concevoir, pour la fabrication des LED bleues, un système de production inédit. Ceci explique pourquoi, même actuellement, les LED bleues sont sensiblement plus chères que leurs homologues rouges, vertes ou jaunes.

L'histoire se répète maintenant pour les diodes laser. Le semi-conducteur de base pour ce genre de composants est l'arséniure de gallium-aluminium (GaAlAs). Ce semi-conducteur possède une largeur de bande de 1,6 eV, résultant en une longueur d'onde de :

$$\lambda = \frac{1\,242\text{ nm}}{1,6} = 780\text{ nm.}$$

Grâce à une production standardisée et à des quantités élevées, ce genre de diodes laser se vend (sortie d'usine en quantités industrielles) pour, approximativement, 50 francs (français, pas belges). Les lecteurs de disques audio numériques (les CD quoi) et les imprimantes laser sont les applications privilégiées des diodes laser fonctionnant à une longueur d'onde de quelques 780 nm, valeur toujours très proche de l'infrarouge.

Il s'agissait en effet d'une petite révolution quand Toshiba a réussi la fabrication d'un semi-conducteur émettant de la lumière laser **visible**. Ceci n'était possible qu'en faisant appel tout à la fois à une technique de fabrication toute neuve, à une construction de diode appropriée et à un choix de semi-conducteur bien spécifique. Le semi-conducteur utilisé ici est le phosphore d'indium-gallium-aluminium, InGaAlP (le bon tiercé dans l'ordre). La largeur de bande de ce semi-conducteur est de 1,9 eV environ, résultant donc en une longueur d'onde de 670 nm.

Le prix unitaire initial de ces diodes se situait à quelque 3 000 francs ! Grâce à ses nombreuses applications prati-

ques –dont nous parlerons plus tard– ce prix est tombé relativement vite. Actuellement Toshiba est en train de développer une diode laser émettant de la lumière bleue. Le problème primordial est le même que celui rencontré lors du développement des LED bleues (voici quelques années déjà) : il faut trouver un semi-conducteur convenable pour le préparer, à l'aide d'une technique appropriée, de façon à pouvoir réaliser une jonction p-n (un changement d'orbite d'électrons donc).

L'électronique

Revenons maintenant à la pratique. Pour faire la distinction entre des diodes laser émettant de la lumière visible et toute autre diode laser, le monde international de l'électronique a très vite adopté l'appellation « diode laser visible ». Sachant que toutes les diodes laser sont parfaitement visibles, si tant est qu'il ne fasse pas nuit, ce nom peut sembler ridicule. Tout le monde comprendra sans doute que le qualificatif « visible » se rapporte uniquement à la lumière émise par ces composants.

Nous allons continuer avec la description du résultat d'une seconde révolution réussie elle aussi par Toshiba : la diode laser visible « TOLD 9220 », se caractérisant par l'émission de lumière ayant une longueur d'onde typique de 660 nm. Cette valeur est la plus basse obtenue jusqu'à présent. La TOLD 9220 a les caractéristiques techniques suivantes (mesurées à une température ambiante de 25°C) :

■ construction :	guidage par l'indice
■ longueur d'onde principale :	660 nm
■ courant de seuil I_{th} :	75 mA, 90 mA max.
■ courant de service I_{OP} :	85 mA, 100 mA max.
■ tension de disruption U_D :	1,5 V
■ tension d'alimentation U_{OP} :	2,5 V, 3,0 V max.
■ puissance de sortie P :	3 mW
■ température maximale admissible du boîtier :	+ 40°C

La TOLD 9220 est disponible depuis une année environ et le fabricant la vend pour quelque 2 500 francs (pièce). La **figure 1** montre les différentes couches de cette diode. Comme mentionné dans le paragraphe théorique au début de cet article pour la diode laser visible à 670 nm, la TOLD 9220 est fabriquée elle aussi à base de phosphore d'indium-gallium-aluminium (InGaAlP), semi-conducteur doté

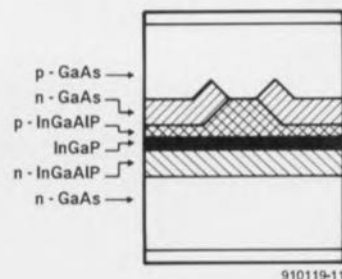
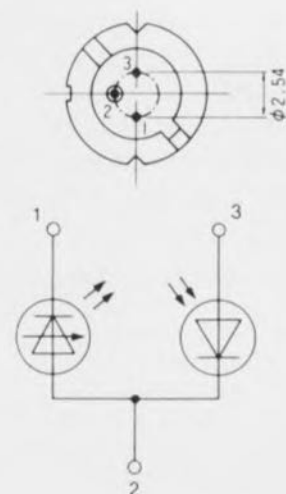


Figure 1. Disposition des différentes couches de matériaux semi-conducteurs des diodes laser « visibles » TOLD 9220 et TOLD 9200 de Toshiba.



- 1 = Cathode de la diode laser
- 2 = Anode de la diode laser et cathode de la photo-diode
- 3 = Anode de la photo-diode

Figure 2. Brochage et synoptique de la TOLD 9220.

ici d'une structure dite « à guidage par l'indice »*.

La **figure 2** montre le brochage et le synoptique de la TOLD 9220. Le synoptique est celui des diodes

* Une structure à guidage par l'indice sert à augmenter la densité de courant dans le cristal, amélioration qui résulte en une diminution et du courant de seuil et de la dissipation du cristal. Le résultat est l'obtention d'un faisceau de lumière bien net.

laser existantes, conçues pour un mode de fonctionnement continu. Dans le cas d'une diode laser un fonctionnement continu se traduit par un flux constant de courant à travers la diode. La diode émet donc continuellement un faisceau de lumière.

À l'image des diodes électroluminescentes (LED), la puissance de la lumière émise est proportionnelle au courant traversant le composant. Une augmentation du courant se traduit cependant par une dissipation plus élevée, et partant une augmentation de la température. Dans le cas d'une LED –avec sa surface active relativement grande– cet effet n'a pas d'influence importante ; pour une diode laser ce phénomène peut être mortel ! Comparée à une LED, une diode laser ne possède qu'une surface active très restreinte ($0,5 \times 5 \mu\text{m}^2$). Après une très courte durée en état actif, cette surface « chauffe » déjà. Du fait que même avec un courant de service peu important et donc une puissance de sortie proportionnellement peu élevée, la chaleur s'accumule dans le cristal semi-conducteur, il est absolument nécessaire de doter une diode laser d'une régulation de température. Le moyen le plus facile pour réaliser ceci est d'utiliser la puissance lumineuse de sortie pour ce processus de régulation.

Ce n'est pas uniquement par sa « face avant » que le cristal semi-conducteur d'une diode laser émet de la lumière. Il y a également émission de lumière par sa « face arrière ». L'intensité de cette émission est de 5% environ de la puissance sortant par la « face avant ».

La lumière émise « côté cour » du cristal tombe sur une photodiode dont la résistance varie en fonction de la lumière qui la frappe. Plus l'intensité de la lumière appliquée est élevée, plus la résistance de la photodiode est petite et plus le flux de courant à travers elle est grand. En faisant appel à cette photodiode et à un sous-ensemble électronique, il n'est pas sorcier de régler le flux de courant traversant la diode laser : un flux de courant peu important se traduit par une puissance lumineuse de sortie moins importante et... automatiquement par une température moins élevée. Résultat : la température de la diode laser est régulée directement par l'intensité de la lumière émise.

Le croquis de la **figure 3** montre la structure interne de la TOLD 9220. La puce produisant l'effet laser est en fait le cristal semi-conducteur représenté en figure 1. Bien que la diode laser et la photodiode se trouvent dans un seul boîtier on appelle ce composant « diode laser ». La construction illustrée en figure 3 est typique pour les diodes laser à fonctionnement continu qui, actuellement, sont beaucoup plus utilisées que leurs homologues à fonctionnement intermittent. La figure 3 donne également une bonne impression des rapports de dimension de ce composant. On voit que l'ensemble de la structure, y compris le radiateur et la photodiode sert presque uniquement à la régulation de la température de diode laser.

Circuit de commande

La **figure 4** donne le schéma électronique d'un circuit de commande relativement simple, destiné à un fonctionnement continu des diodes TOLD 9220 et TOLD 9200 de chez Toshiba.

La diode zener D1 stabilise la tension présente entre l'émetteur du transistor T1 et la masse à une valeur de 2,2 V. Imaginons qu'il n'y ait pas de lumière appliquée sur la photodiode. Dans ces conditions la résistance de la photodiode est infiniment élevée et la base du transistor T1 est donc reliée, à travers la résistance R2 et l'ajustable P1, à la masse. Le transistor T1 étant de type PNP, il devient conducteur et commande, par l'intermédiaire de son collecteur, le transistor T2 qui devient conducteur, lui aussi. T2 attaque directement la diode laser à travers laquelle circule maintenant le courant maximal, limité pourtant par la résistance R3. On a de ce fait émission maximale de la diode laser. Une partie de la lumière émise frappe la photodiode. L'arrivée de cette lumière sur la photodiode se traduit par une diminution de la résistance de celle-ci et une augmentation de la tension sur la base de T1. La conductivité de ce transistor diminue ainsi que celle du transistor T2 ce qui se traduit par une diminution du courant à travers la diode laser.

Le circuit régule donc la puissance lumineuse de sortie de la diode laser à une valeur constante. Sa valeur réelle dépend de la position du curseur de l'ajustable P1 et de

la tension aux bornes de diode zener D1, utilisée comme référence. Plus la résistance de P1 est faible, plus la valeur, après régulation, du courant à travers la diode laser est importante (et inversement bien sûr). La résistance R3 sert à limiter le courant pour éviter qu'il ne dépasse une valeur supérieure à 100 mA.

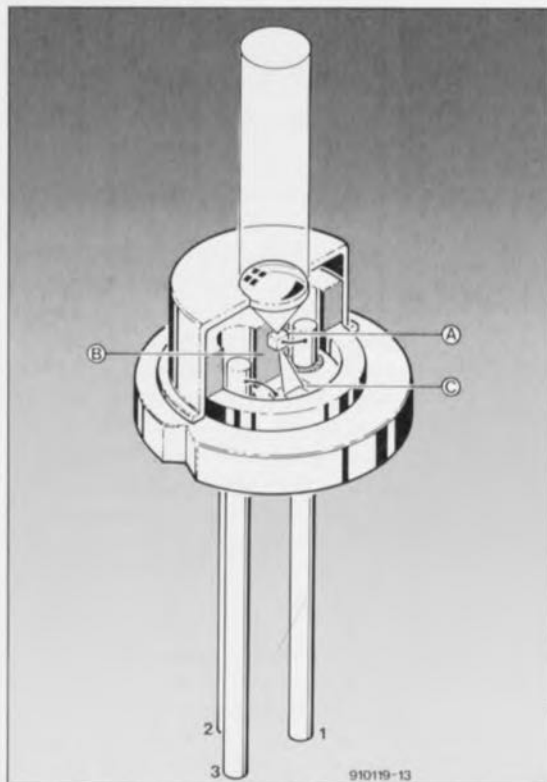


Figure 3. Structure interne de la diode laser visible. La puce à diode laser (A) est fixée sur un radiateur (B). La lumière émise par la face arrière de la diode laser frappe une photodiode (C) intégrée dans le même boîtier.

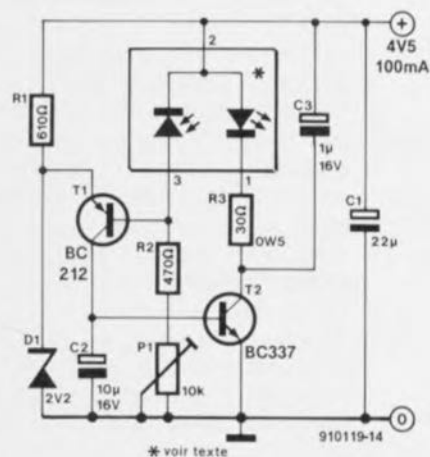


Figure 4. Circuit de commande relativement simple pour un fonctionnement continu de la TOLD 9220 ou TOLD 9200. La présence dans ces composants d'une photodiode permet de réaliser aisément une régulation de la puissance de sortie du laser.



Figure 5. Photo de la TOLD 9220, utilisée dans notre laboratoire.

Comme cette diode (voir photo de la figure 5) a été conçue pour un fonctionnement en continu, elle atteint rapidement –au bout de 1 minute seulement– la température de boîtier maximale admissible, à savoir 40°C. On fait appel, pour régler cette augmentation de température entraînée par la circulation constante de courant, d'abord à l'électronique de régulation avec la photodiode. Cette régulation limite le courant à travers la diode laser, ce qui se traduit par un affaiblissement de la lumière émise. Il est clair qu'à la longue le radiateur interne de la diode laser ne suffit pas pour garantir une régulation adéquate. Il est recommandé de ce fait de doter la diode laser d'un dispositif de dissipation externe prenant la forme d'un radiateur pour boîtier TO-5 ou TO-39.

Attention :

■ Il faudra protéger les diodes laser contre d'éventuelles décharges électrostatiques. Une décharge électrostatique étant en fait une crête de courant, il n'est pas étonnant qu'elle puisse se traduire par une surchauffe extrêmement rapide de la diode laser et donc ... par sa destruction. Il suffit, pour se mettre à l'abri d'une telle catastrophe –une diode laser n'est pas un composant bon marché–, de relier, à l'aide d'un câble doté à ses extrémités de 2 pinces crocodile au bracelet métallique de sa montre d'une part et à un point de terre (tel qu'une partie métallique nue d'un radiateur du chauffage central par exemple) de l'autre.

■ Une diode laser est très sensible aux crêtes de courants produites par un module d'alimentation de qualité douteuse. Une

précaution standard consiste donc à la prise en série d'un fusible de 100 mA à action rapide dans la ligne de la tension d'alimentation positive. En règle générale il faudra utiliser un module d'alimentation d'excellente qualité doté d'un dispositif de protection contre les crêtes de courant.

■ La température de soudure maximale est de 250°C et la durée de soudure ne devrait pas dépasser les 5 s.

■ Il est impératif que la lentille par laquelle sort le faisceau lumineux soit toujours parfaitement propre. Elle est dotée d'une couche anti-reflet qui évite que la lumière ne soit réfléchiée vers l'intérieur de la diode laser (ce qui se traduirait par une augmentation sensible de la température et de ce fait une diminution de la durée de vie de ce composant). Il est recommandé d'utiliser de l'alcool à brûler (ou mieux encore isopropylique) pour nettoyer la lentille.

Applications

Comme la mise en oeuvre pratique et l'électronique de commande des diodes laser visibles sont sensiblement moins compliquées que celles des tubes laser He-Ne (sans même tenir compte de leur prix notablement moins astronomique) il existe de nombreux domaines d'applications pour ce type de composants.

La simple comparaison de la taille du circuit de commande de la figure 4 avec celle d'un circuit de commande pour laser He-Ne en dit plus que 5 paragraphes de texte. Intéressons-nous maintenant brièvement à un certain nombre d'applications pratiques.

Un premier domaine d'utilisation pratique des diodes laser visibles est sans doute le « show-business ». Toute la palette d'effets lumineux du type de ceux que l'on voit dans les discothèques pourra être réalisée –d'ici quelques années– à l'aide de diodes laser. Il se peut qu'il faille encore patienter un petit peu avant qu'il ne soit possible de générer de la lumière ayant une longueur d'onde relativement faible, telle que la lumière verte et bleue. Pour l'instant, ces couleurs sont réservées aux lasers à gaz et au rubis.

Les lecteurs de code à barre, utilisés de plus en plus dans les supermarchés, soit pour obtenir

des informations détaillées sur un certain produit soit pour lire rapidement son prix à la caisse sont une application industrielle importante pour les diodes laser visibles. La lumière balaie la série de barres blanches et noires. Les barres blanches réfléchissent la lumière alors que les barres noires l'absorbent. Le contraste entre la lumière absorbée par les barres noires et la lumière réfléchiée par les barres blanches est plus nette si l'on utilise de la lumière ayant la longueur d'onde la plus faible possible. Dans les lecteurs de codes à barre il est de ce fait impossible d'utiliser des diodes laser d'une longueur d'onde de 780 nm : cette valeur est tout simplement trop élevée. Les diodes laser visibles de 670 nm et de 660 nm, disponibles récemment, conviennent déjà mieux pour cette application. Elles permettront de réaliser des lecteurs de codes à barre portatifs. Un lecteur à base de laser He-Ne est strictement réservé à une utilisation « statique ».

On notera qu'il est virtuellement impossible de faire appel ici, ni pour aucune des autres applications mentionnées tout au long de cet article, à des LED classiques pour la simple et bonne raison que les diodes électroluminescentes n'émettent pas de lumière « laser ».

Outre sa cohérence et sa densité élevée, l'avantage le plus important de la lumière laser (si on la compare à la lumière « standard ») est le fait qu'elle est parfaitement monochromatique : elle ne comporte donc aucune autre lumière de longueur d'onde différente. Un lecteur de code à barre ou de disques audio-numériques (« compact-discs » en bon français) ne peut donc fonctionner qu'avec de la lumière monochromatique. Il ne saurait être question de faire appel ici à une source de lumière polychromatique !

Un autre domaine d'application pour les diodes laser visibles est celui des « laserpointers », les indicateurs à laser. Dans cette application c'est surtout la densité de la lumière laser qui nous intéresse. Ceux d'entre nos lecteurs ayant eu l'occasion de voir un indicateur à laser He-Ne à l'oeuvre auront remarqué que ce genre de dispositif –utilisé, lors de conférences, pour marquer un objet ou un mot sur un écran– est très grand, relativement lourd et donc ... difficile

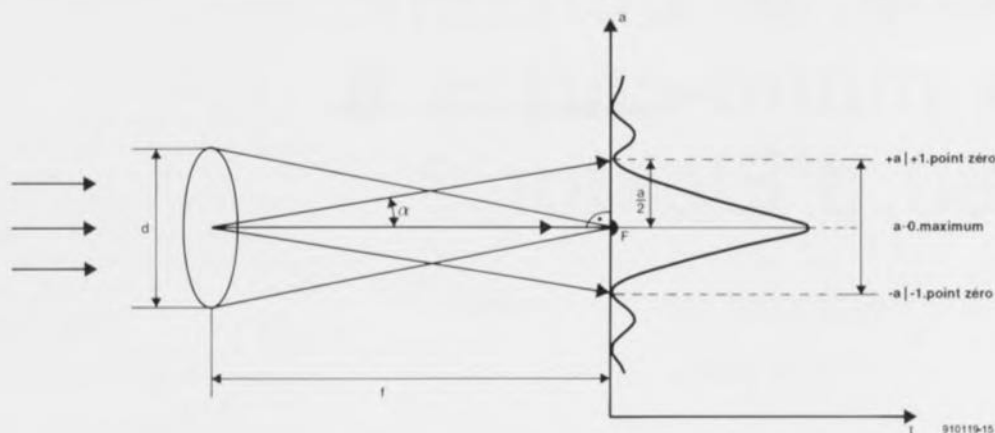


Figure 6. Diagramme d'intensité de la lumière à travers une lentille convexe.

à manier. Avec les diodes laser visibles ces inconvénients sont dépassés.

Il existe aujourd'hui des indicateurs à laser (certains d'entre eux même disponibles sous la forme de kit), à peine plus grands qu'un stylo à encre et alimentés à l'aide de 2 petites piles de 1,5 V. Le coût d'un tel indicateur est approximativement le tiers du prix d'un indicateur à laser He-Ne. Dans le commerce on propose des kits d'indicateur à laser dont le prix se situe aux alentours de 1 000 francs.

Pour lecteurs de CD aussi ?

Intéressons-nous, pour finir cet article, à la possibilité d'utiliser cette nouvelle race de diodes laser dans les lecteurs de disques audio-numériques.

La figure 6 donne le diagramme d'intensité de lumière à travers une lentille. Sans se perdre dans d'innombrables lois physiques on peut dire que la tache circulaire dont le diamètre est défini par les points zéro $+a|+1$ et $-a|-1$ est le point de focalisation principal. Pour obtenir une lecture correcte –sans erreurs donc– des puits (pits) d'information sur un disque audio-numérique il est requis que les dimensions du point circulaire de focalisation soient aussi grandes (voire petites) que les dimensions des puits eux-mêmes. Si tel n'était pas le cas, la lumière émise par le laser ne serait pas réfléchi par 1 puit seulement, mais par 2 puits, voire plus encore, lecture se traduisant par un signal erroné.

Sachant que la longueur d'onde de la lumière utilisée définit les dimensions de la tache circulaire

de focalisation on comprend qu'il ne saurait être question d'utiliser, dans un lecteur pour CD, de la lumière polychromatique, vu son nombre important de longueurs d'onde différentes. Ceci résulterait par la présence de plusieurs taches de focalisation ! Dans les lecteurs de CD on n'utilise donc que de la lumière laser. Les premiers modèles de ces appareils audio étaient équipés de ce fait de laser du type He-Ne (les diodes laser n'étant pas encore nées, hé oui le temps passe vite).

Une autre conséquence (strictement théorique pour le moment) du fait que la longueur d'onde de la lumière utilisée définit les dimensions du point de focalisation et donc les dimensions maximales des puits sur le disque, concerne la quantité d'informations que l'on peut « stocker » sur 1 disque. Plus la longueur d'onde de la lumière est faible, plus le point de focalisation est petit. Les puits sur le disque peuvent donc être plus petits, eux aussi. Conséquence : on pourra mettre un nombre plus important de pistes sur le disque et donc beaucoup plus d'informations. Dans la pratique il existe pourtant un nombre de problèmes, telle que la mécanique de commande et la diffraction de la lumière dans le matériau du disque, qui empêchent l'utilisation d'une lumière de longueur d'onde inférieure à 780 nm (actuellement la valeur standard pour les lecteurs de disques audio-numériques).

Informations pratiques

Nous allons terminer cet article avec quelques informations pour tous ceux d'entre nos lecteurs qui

veulent se lancer immédiatement dans la pratique des diodes laser visibles.

Pour la focalisation de la lumière émise on pourra faire appel à une simple loupe, disponible en de nombreux diamètres dans le commerce, que l'on intégrera, avec la diode laser, dans un morceau de tube métallique.

Il est fort probable que la diode laser la plus puissante, la TOLD 9220 soit trop chère pour être utilisée pour des expérimentations. La TOLD 9200 est actuellement l'une des diodes laser visibles dont le prix pourra intéresser les plus mordus (et les plus riches) des électroniciens amateurs. Elle émet une lumière de 670 nm et ses caractéristiques techniques sont pratiquement identiques à celles de la TOLD 9220.

Le circuit de commande de la figure 4 peut être utilisé avec la TOLD 9200 sans le moindre problème.

TOSHIBA-FRANCE

Immeuble Robert Schuman
3, rue de Rome
93561 Rosny-s-Bois Cedex
tél.: (1).48.94.20.20
fax.: (1).48.94.51.15

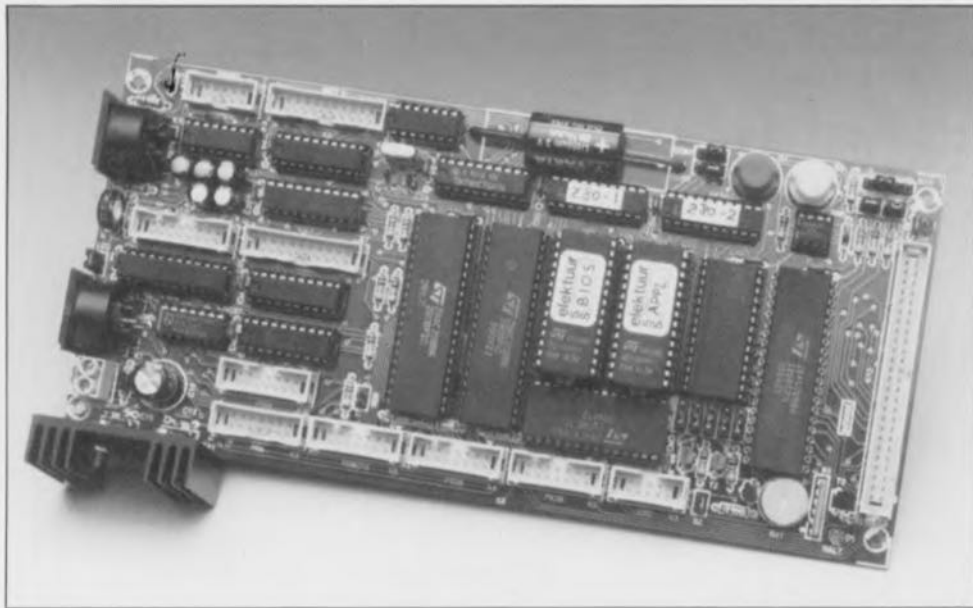
Cette adresse n'est donnée qu'à titre indicatif, sachant qu'il n'est pas dit que Toshiba-France vende ses produits à l'unité...

Pour tous vos problèmes
non pas de coeur, mais
électroniques bien sûr,
n'hésitez pas à vous
confier au serveur
d'Elektor
Minitel
3615
+
Elektor
la rédaction essaiera,
dans la mesure de
ses moyens,
de vous aider.

Ultima, la dernière des mono-cartes à Z80 d'Elektor ?

mais en tous cas bien celle des années 90

2^e partie



Dans l'article du mois précédent consacré à cet ordinateur mono-carte à base de Z80, nous nous sommes intéressés à sa structure et à son électronique. Dans cette seconde partie, qui est également la dernière, nous allons voir les aspects « réalisation » et « premiers essais » de cette carte à Z80 utilisable pour de très nombreuses applications, comme vous en aurez sans doute l'exemple dans les mois à venir.

« Logiciels » associés à Ultima, mono-carte à Z80 :

- ESS 6114 : 2 GAL pour le décodage d'adresses et l'adressage de la mémoire;
- ESS 6124 : le BIOS d'Ultima sous la forme d'une EPROM 27128 programmée;
- ESS 1714 : une disquette 5 1/4 (en langue anglaise) pour les ordinateurs de type MS-DOS, comportant les fichiers suivants :
 - description des appels au BIOS avec exemple si le degré de complexité de la routine l'exige;
 - exemple d'utilisation du fichier BIOS dans un fichier de code-source de création personnelle;
 - description des variables-système;
 - listing de l'EPROM du BIOS en format binaire et hexadécimal;
 - exemples en assembleur :
- d'un « virage » logiciel;
- de la définition d'une seconde EPROM pour une application personnelle;
- description de la technique à utiliser pour combiner les contenus de 2 EPROM dans une unique 27256, de manière à pouvoir utiliser 64 Koctets de RAM;
- Listing du code source en Pascal avec routines permettant la commande du port sériel;
- description du set d'instructions pour le port sériel.

Les routines de test

Nous avons prévu dans le BIOS un certain nombre de routines auxquelles il est fait automatiquement appel lorsque la carte ne comporte que le BIOS. Ces routines sont cependant toujours accessibles lors de la mise en fonction de la carte. Il reste possible d'y faire appel au démarrage même s'il est prévu d'exécuter un programme d'application. Il suffit de maintenir enfoncée une touche quelconque lors du lancement de la carte et on aura exécution de la première procédure de test.

Cette approche permet, par une organisation convenable de l'appel de l'application, d'adapter dans une certaine mesure les routines d'Entrées/Sorties à ses besoins propres. On fait en effet appel, lors du démarrage, à 2 routines dans l'EPROM d'application : la première avant de pouvoir lancer les procédures de test, l'accès à une seconde routine se faisant après l'exécution des tests. Dans la première routine on pourra alors, par exemple, donner une définition propre du tableau de conversion pour le récepteur IR, définition que l'on peut ensuite vérifier à l'aide de la routine de test du clavier. La seconde routine contient l'application proprement dite.

Support logiciel

Ceux d'entre nos lecteurs qui seraient intéressés par ce projet mais jugeraient qu'ils ne disposent pas encore de l'information nécessaire et suffisante, trouveront sur la disquette ESS 1714 des exemples parlants illustrant un certain nombre d'aspects spécifiques de cette carte. On y montre, à l'aide d'un exemple, comment définir une EPROM pour qu'elle soit « vue » par le BIOS, comme il est décrit ici. Un second exemple illustre comment il est possible, en faisant appel à un « virage logiciel », d'ajouter une routine propre à l'interruption 10 ms du temporisateur 3.

On y trouve également des procédures de base écrites en Turbo Pascal permettant la commande de l'interface RS-232. Le taux de transmission est automatiquement fixé, à la mise sous tension du système, à 2 400 bauds (pas de bit de parité, 1 bit d'arrêt, 8 bits de donnée).

Comme il est pratiquement indispensable que l'utilisateur d'une telle carte ait à sa disposition un programmeur d'EPROM, on trouve également sur la disquette le

fichier permettant la mise du BIOS dans une EPROM. Ceux d'entre vous qui ne disposeraient pas d'un programmeur d'EPROM pourront commander cette EPROM programmée (**ESS 6124**) auprès des adresses habituelles. Il faudra également ces fichiers si l'on veut utiliser 64 Koctets de RAM, sachant que dans ce cas-là il faudra programmer le BIOS et son application propre dans une même EPROM de type 27256. La disquette explique aussi comment s'y prendre pour ce faire. Précisons, pour éviter tout malentendu, que la disquette ne comporte pas de fichier-source du BIOS, mais seulement une liste des adresses d'appel des différentes routines et un mode d'emploi (en anglais).

Les liens avec le monde extérieur

Généralités

Vous n'aurez sans doute pas été sans remarquer le nombre important d'embases de connexion présentes sur **Ultima**. Elles sont destinées à permettre la connexion à la carte-mère de différentes réalisations de son crû à l'aide de liaisons à base de câble plat.

Il est **vital** de ne pas se tromper dans la polarité, et des connecteurs pincés aux extrémités des câbles et des embases implantées sur la carte-mère. Sur les 2 types de connecteurs concernés, la broche 1 est parfaitement identifiée par une petite flèche. Il faudra, lors de la fabrication du câble que la broche 1 de l'un des connecteurs soit bien reliée à la broche 1 de l'autre. Cela vous épargnera de nombreux problèmes (insolubles).

On pourra, pour réduire les coûts, doter l'une des extrémités du câble d'un connecteur auto-dénudant encartable directement dans la platine : on économise ainsi une embase. La pratique nous a appris qu'il vaut mieux n'adopter cette solution que pour une extrémité du câble, et de préférence pas celle de la carte **Ultima**. Cela permet de considérer la carte-mère comme un tout non modifiable et de toujours pouvoir déconnecter les applications si cela était nécessaire.

On utilisera un étau pour la fixation des connecteurs au câble plat. On enfichera les broches du connecteur dans les orifices d'une double épaisseur de platine d'expérimentation à pastilles avant de placer le tout dans l'étau, opération illustrée en **figure 7**.

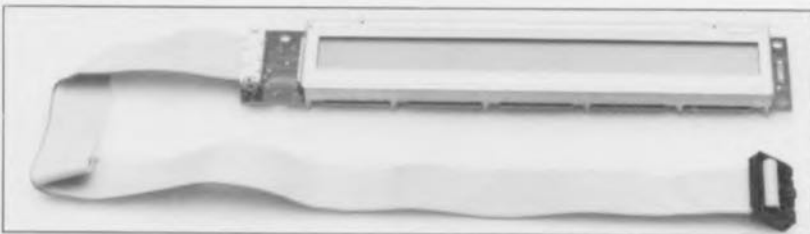
La liste des composants mentionne

tous les connecteurs qu'il est possible d'implanter sur **Ultima** pour toutes les applications envisageables y ajoutant même un morceau de câble plat. On découpera dans ce câble les différentes longueurs nécessaires aux liaisons à établir.

Nous allons maintenant examiner de plus près ces diverses liaisons.

L'affichage à cristaux liquides (LCD)

Le connecteur destiné à l'affichage LCD met également à disposition une alimentation utilisable avec les affichages à rétroéclairage. On pourra connecter directement à **Ultima** le type d'affichage proposé dans la liste des composants. Il nous faut pour ce faire un morceau de câble plat à 16 conducteurs doté à l'une de ses extrémités d'un connecteur pour câble plat standard et à l'autre d'un connecteur auto-dénu-



dant encartable, comme l'illustre la photo de la **figure 8**.

On pourra substituer à l'affichage proposé pratiquement n'importe quel affichage à 1 ou 2 lignes de caractères, avec un maximum de 2 fois 40 caractères, avec ou sans rétroéclairage.

Attention : la succession des broches est dans la majorité des cas la même, mais il arrive que la numérotation ne soit pas la même d'un modèle d'affichage à l'autre.

Le rétroéclairage devra être à LED (sachant qu'il existe aussi des rétroéclairages requérant une tension d'alimentation plus élevée). Il faudra, selon qu'il s'agit d'une commande en courant ou en tension, soit ajuster la valeur de R21 en fonction du courant requis, soit court-circuiter cette résistance. Si l'on doit alimenter le dispositif de rétroéclairage non pas depuis le connecteur de l'affichage mais par l'intermédiaire d'une paire de connexions séparées — qui comme par hasard se trouvent bien entendu à l'autre extrémité de l'affichage, il faudra couper les conducteurs 15 et 16 du câble plat et les relier aux points correspondants (15 = BL = anode, 16 = GND = cathode). Pour éviter tout risque d'erreur nous avons repris le brochage du connecteur K10 en **figure 9**.

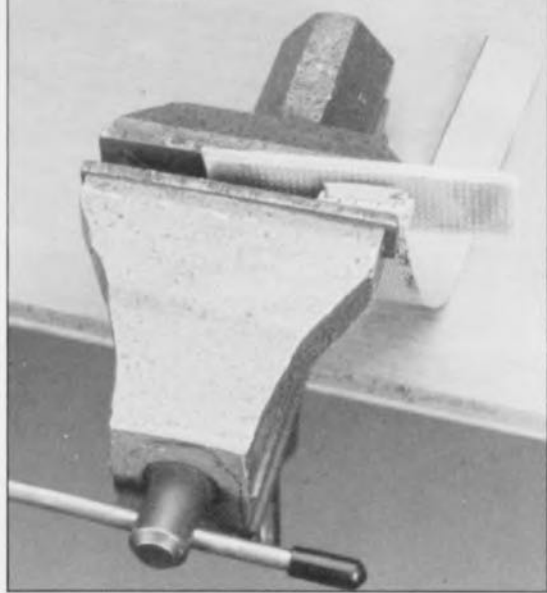


Figure 7. Un étau constitue le meilleur outil pour la réalisation des connecteurs auto-dénudants montés sur câble plat. On enfichera les broches des connecteurs dans les orifices d'une double épaisseur de platine d'expérimentation à pastilles avant de serrer l'ensemble connecteur + câble dans l'étau.

Figure 8. Voici l'affichage mentionné dans la liste des composants. On pourra le relier directement à **Ultima** à l'aide d'un morceau de câble plat à 16 conducteurs doté à l'une de ses extrémités d'un connecteur multipoints femelle.

CONNEXIONS LCD		
	K10	Affichage
1	GND	VSS
2	+5V	VDD
3	CONTRAST	V ₀
4	A1	RS
5	A0	R/W
6	DISP	E
7	D0	DB0
8	D1	DB1
9	D2	DB2
10	D3	DB3
11	D4	DB4
12	D5	DB5
13	D6	DB6
14	D7	DB7
15	BL	A(node)
16	GND	C(athode)

Figure 9. Brochage du connecteur K10 pour l'affichage LCD. Si le rétroéclairage n'est pas alimenté par le connecteur de l'affichage, mais par 2 broches distinctes, il faudra séparer les conducteurs 15 et 16 du câble plat et en effectuer la soudure directement aux points concernés (15 = BL = anode; 16 = masse = cathode).

Le câble RS-232

Attention lors de la réalisation de ce câble. La numérotation du connecteur présent sur **Ultima** ne correspond pas à celle d'un connecteur sub-D femelle à 9 broches utilisé en règle générale pour ce type de liaison. Cette approche a l'avantage de permettre la connexion simple d'un connecteur sub-D. Il est possible ainsi, par la connexion à l'une des extrémités du câble à 9 conducteurs (de longueur convenable) d'un connecteur auto-dénudant femelle à 10 contacts (la broche 10 reste en l'air) et à l'autre d'un connecteur Sub-D femelle auto-dénudant à 9 broches, de

CONNEXIONS RS232	
K11	Connecteur D9 (femelle)
1	1
2	6
3	2
4	7
5	3
6	8
7	4
8	9
9	5
10	

Figure 10. Brochage du connecteur sub-D à 9 broches de l'interface RS-232 pour ceux d'entre vous qui voudraient le fabriquer eux-mêmes.

réaliser rapidement un câble utilisable directement. C'est la solution qu'illustre l'exemplaire droit de la photographie de la **figure 11**.

Nous proposons, à l'intention de ceux d'entre vous qui voudraient fabriquer leur câble RS-232 eux-mêmes, le brochage du connecteur baptisé « RS-232 » en **figure 10**. Ce câble d'interconnexion sera de faible longueur puisqu'il ne servira qu'à aller jusqu'à la face arrière du coffret dans lequel **Ultima** trouvera place une fois cette carte sera terminée. On pourra ensuite utiliser un câble RS-232 à 9 conducteurs mâle-femelle standard. Il est également possible de fabriquer son propre câble RS-232 à aide d'un morceau de câble plat et de 2 connecteurs sub-D auto-dénudants (1 mâle et 1 femelle) comme l'illustre l'exemplaire gauche de la **figure 11**, au cas où l'on prévoit, par exemple, la connexion à un PC (**Attention** : connexion broche à broche).

La télécommande IR

On utilise ici, comme le montre la photographie de la **figure 12**, le connecteur à 14 broches présent sur la platine du récepteur IR. La liaison prend la forme d'un morceau de câble plat à 14 conducteurs de faible longueur (qui dépend de l'application envisagée et de la mise

en coffret) doté à l'une de ses extrémités d'un connecteur femelle à 14 contacts et à l'autre d'un connecteur encartable.

La **figure 12** parle plus que 3 paragraphes de texte.

On pourra, si l'on envisage de monter le récepteur IR en sandwich avec l'affichage sur une face avant, réaliser une petite tringle de support en aluminium sur laquelle viendra se fixer le récepteur IR, placé derrière l'affichage (voir **figure 13**). Les lignes de connexion de la LED et de la diode IR seront allongées de manière à permettre l'implantation des dits composants dans la face avant.

La sortie imprimante

Ultima comporte une double sortie pour imprimante : **PRN** est réservé à une application spécifique. Le brochage du connecteur **PRN** est plus logique sachant qu'il est destiné à établir les connexions nécessaires avec un connecteur sub-D femelle à 25 contacts (pour câble pour imprimante répondant aux normes IBM). Le **tableau** de la **figure 14** donne toutes les connexions à réaliser.

Comme le montre la photographie de la **figure 15** la fabrication de ce câble ne devrait pas poser de problème : un lecteur d'Elektor en a déjà vu bien d'autres...

« Pile » de sauvegarde

On peut, comme « pile » de sauvegarde, utiliser une pile ordinaire, un accu rechargeable ou une pile au lithium. Il faudra, en fonction du type de « pile » mis en oeuvre, implanter 1 ou 2 cavaliers selon les informations données dans le **tableau** de la **figure 16**.

Attention : il est important de veiller à ce que les cavaliers implantés soient les bons, sachant qu'il ne saurait être question de recharger une pile ordinaire et, bien moins encore, une pile au lithium. Il faut en outre que la tension fournie par la « pile » de sauvegarde soit comprise entre 2 V au minimum et 4 V au maximum.

La consommation de courant, alimentation coupée atteint, en

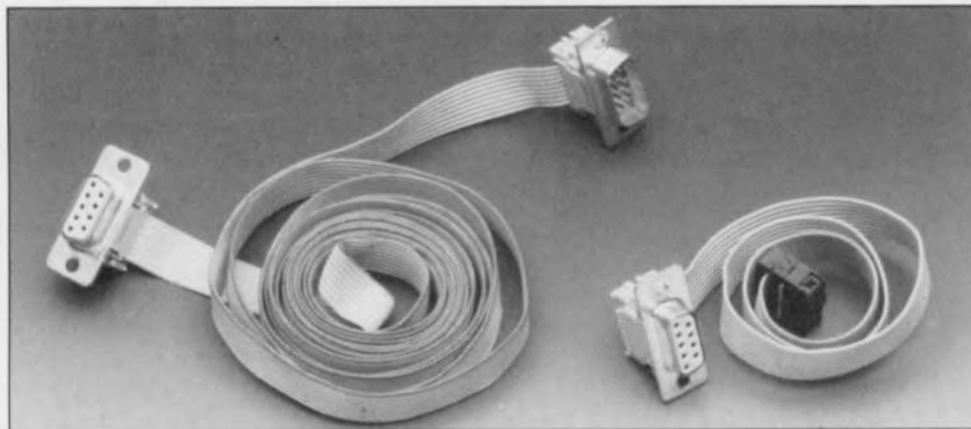


Figure 11. Il est facile, avec un morceau de câble plat et 2 connecteurs auto-dénudants, de réaliser un câble mâle-femelle à 9 conducteurs pour établir une liaison RS-232.



Figure 12. Pour la platine du récepteur IR nous utilisons ici une liaison à 14 conducteurs réalisée à l'aide d'un morceau de câble plat doté à l'une de ses extrémités d'un connecteur auto-dénudant et à l'autre d'un connecteur de transition à 2 rangées soudé directement sur la platine.

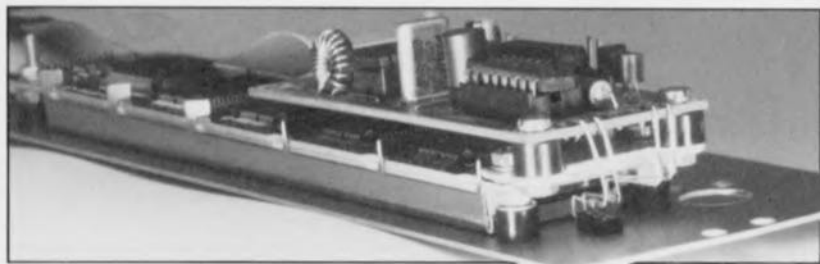


Figure 13. Si l'on veut monter le récepteur IR, avec l'affichage, sur la face avant, on pourra utiliser un petit morceau d'aluminium pour réaliser un support permettant le montage du récepteur IR derrière l'affichage. Les connexions de la LED et de la diode IR seront prolongées de manière à permettre l'implantation de ces composants dans la face avant.

fonction du nombre de circuits de RAM présents sur le montage, entre 2 et 4 μA .

Il est apparu en pratique que la pile au lithium mentionnée dans la liste des composants, en dépit d'un courant de fuite non mesurable avec une résolution de 0,1 μA , se chargeait. La prise en parallèle sur la pile au lithium d'une résistance de 3M Ω 3 définit une charge minimale de 1 μA , de sorte que l'on a compensation d'éventuels courants de fuite. La solution la plus simple consiste à monter cette résistance côté « pistes » de la platine. On peut utiliser ici une résistance CMS de 3M Ω 3 prise entre la masse et la broche 2 du connecteur K14.

Réalisation et tests

Nos dessinateurs ont créé pour ce montage un circuit imprimé de faibles dimensions (???) dont on retrouve en **figure 17** la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants. Sa taille en permet la mise en place dans un coffret compact du type de celui mentionné dans la liste des composants.

Étant donné le nombre importants de trous métallisés et la densité d'implantation des composants, il nous semble justifié de déconseiller une fabrication-maison de ce circuit imprimé.

Il faudra, avant de vous lancer dans la mise en place des composants, limer un tout petit bout de la platine situé à proximité immédiate du bornier K2, ceci de manière à permettre un passage aisé des lignes d'alimentation.

On débutera la réalisation par l'implantation de tous les composants, exception faite des circuits intégrés. On mettra, bien évidemment les 2 régulateurs de tension intégrés en place. Il faudra prendre, en ce qui concerne les embases présentes sur la platine servant à la connexion avec le monde extérieur,

de vrais connecteurs à encombrement réduit à souder, dotés d'un ergot de détrompage (voir différentes photographies d'illustration de cet article et du précédent); la faible épaisseur de leur contour permet de les implanter tout près l'un de l'autre. L'existence d'un ergot de détrompage évite des erreurs de positionnement des connecteurs avec toutes les conséquences catastrophiques que cela peut avoir.

On n'implantera pas encore, pour le moment, de cavaliers. Si l'on utilise l'affichage mentionné dans la liste des composants on remplacera la résistance R21 par un pont de câblage.

La première étape du test de bon fonctionnement consistera à connecter la platine à une alimentation de caractéristiques convenables de façon à pouvoir s'assurer qu'elle ne consomme pas un courant trop important (en l'état actuel des choses la consommation de courant ne devrait pas dépasser quelques milliampères au maximum).

Nous allons travailler par étapes maintenant et vérifier à chaque fois que la consommation n'atteint pas une valeur insolite, ce qui ne manquerait pas de signaler l'existence d'un problème. La consommation totale de courant de l'ensemble de la carte se situe aux alentours de 300 mA (sans rétroéclairage pour l'affichage elle tombe à 150 mA environ, chutant même à quelque 100 mA si l'on omet de connecter le clavier PC/XT au système).

Il ne faudra bien évidemment pas oublier de couper l'alimentation entre les différentes étapes. Si, à un moment donné, le montage ne se comporte pas comme prévu, on jettera un coup d'oeil à proximité du dernier composant mis en place.

1) Implanter IC18 et vérifier à l'aide d'un oscilloscope que l'oscillateur travaille bien (broche 6).

CONNEXIONS IMPRIMANTE	
K9	Connecteur D25 (femelle)
1	1
2	2
3	3
4	4
5	5
6	6
7	7
8	8
9	9
10	10
11	11
12	12
13	13
14	18 - 25

Figure 14. Brochage du câble d'imprimante.



Figure 15. Vue rapprochée du câble de liaison pour l'imprimante. Il suffit d'y connecter un câble pour imprimante au standard IBM.

CONNEXIONS JUMPER PILE					
N° de broche (K14)	1	2	3	4	5
pas de pile				4-5	
pile ordinaire			3-4		
pile au lithium		2-3			
accu CdNi	1-2		3-4		

Figure 16. L'emplacement prévu pour l'accu de sauvegarde peut être occupé par une pile ordinaire ou un accu rechargeable, voire par une pile au lithium. Il suffit, en fonction du type de « pile » utilisé, d'implanter le (ou les) cavalier(s) prévu(s) sur l'embase à 5 contacts en ligne K14.

2) Mettre en place les circuits intégrés et cavaliers suivants : IC4 (Z80B-CPU), IC8 et IC9 (décodeur 1 Z80 et décodeur 2 Z80, voir ESS 6114) IC19 (commutation de bancs de mémoire), JP1 à JP5 côté sélection de ROM; pour finir, la configuration de mémoire est mise à « 0 » (cavaliers CON0 et CON1 mis à « 0 »).

3) Implanter IC1 (EPROM ESS 6124 de type 27128) et brancher l'affichage. Avant d'appliquer la tension d'alimentation nous allons relier (momentanément) la cathode de la diode zener D5 à la masse et mettre l'ajustable P1 en position médiane.

Lors de la mise sous tension dans ces conditions, le Z80 procède à un test de la RAM qui ne manque pas, bien évidemment, d'être négatif en raison de l'absence de RAM.

Le résultat de ce test négatif est la mise du processeur en état d'arrêt (HALT). Étant donnée l'absence d'initialisation de l'une ou l'autre interruption, le processus garde cet état. Si tout se passe comme prévu, il faut donc que la LED « HALT » s'illumine lors de la mise sous tension.

L'affichage non plus n'étant pas encore initialisé, il devrait afficher une ligne vierge et une ligne noire, ce qui signifie qu'il est branché correctement. Si l'on ne voit rien, on pourra essayer de faire apparaître quelque chose à l'affichage en jouant sur la position de P1 (contraste). Si cette action reste dans effet, il faudra vérifier le branchement de l'affichage. Si l'on utilise un affichage à rétroéclairage on mesurera, via les picots du cavalier LCD, l'importance du courant drainé par la LED d'éclairage; ce courant devrait être de l'ordre de 100 à 150 mA. Il faudra, si l'on se trouve en présence d'une commande en courant, adapter la valeur de R21 de manière à obtenir le courant requis pour le rétroéclairage. Si l'on veut disposer du rétroéclairage en permanence on implantera le cavalier LCD.

4) Implanter IC3 (43256, RAM de 32 Koctets), IC7 (Z80B-PIO), IC5 (Z80B-CTC), le cavalier BZ, IC10 (MAX690), le cavalier reliant les broches 4 et 5 du connecteur K14, le récepteur IR et/ou le clavier pour PC/XT.

Si tout marche comme il faut, la LED « HALT » ne devrait pas, après la mise sous tension, rester allumée, indiquant ainsi que système a trouvé bonnes les adresses les plus hautes

Liste des composants :

Résistances :

R1 = réseau résistif 5 x 10 kΩ
R2,R3,R4,R10,R11,R12,R14,R18,R19,
R20,R23,R24 = 10 kΩ
R5,R6,R9 = 1 kΩ
R7 = 12 kΩ
R8 = 47 kΩ
R13 = 100 kΩ
R15 = 330 Ω
R16,R17 = 2kΩ2
R21 = 4Ω7/0,5 W
R22 = 470 Ω
P1 = 10 kΩ ajustable

Condensateurs :

C1,C2 = 68 pF
C3 à C7 = 10 µF/16 V radial
C10 à C13,C15 à C27 = 100 nF
C14 = 220 µF/16 V radial

Semi-conducteurs :

D1,D4 = LED rouge 3 mm
D2 = BAT85
D3 = 1N4001
D5 = diode zener 5V6/400 mW
T1,T2,T5 = BS170
T3 = BC557B
T4 = BC547B
IC1 = EPROM 27128 (ESS 6124) ou 27256 (avec logiciel pour application personnelle)
IC2 = EPROM 27128 ou RAM 43256 (en fonction de l'application personnelle)
IC3 = RAM 43256
IC4 = Z80B-CPU
IC5 = Z80B-CTC
IC6,IC7 = Z80B-PIO
IC8,IC9 = GAL16V8 (ESS 6114)
IC10 = MAX690 (Maxim)
IC11 = AD7569 (Analog Devices)
IC12 = COM81C17 (Standard Micro Systems Corporation)
IC13 = MAX232 (Maxim)
IC14,IC15 = 74HCT245
IC16 = 74HCT574
IC17 = 74HCT541
IC18 = 74HCT04
IC19 = 74HCT74
IC20,IC21 = 7805

Divers :

Batt1 = pile au lithium, 3 V, avec contacts à souder, telle que Varta CR1/2AA CD 950 mAh (n° 6127 501) ou Varta CR1/4AA CD 360 mAh (n° 6147 501 501)
Bz1 = résonnateur 5 V
K1 = embase DIN femelle, 6 contacts (240°), encartable, coudée

K12 = embase DIN femelle, 5 contacts (180°), encartable, coudée
K2 = bornier encartable, 2 contacts au pas de 5 mm
K3,K11 = connecteur mâle HE-10 encartable, 2 x 5 contacts*
K4 à K6,K9,K9' = connecteur mâle HE-10 encartable, 2 x 7 contacts*
K10 = connecteur mâle HE-10 encartable, 2 x 8 contacts*
K7,K8 = connecteur mâle HE-10 encartable, 2 x 10 contacts*
K13 = connecteur mâle HE-10 encartable, 2 x 25 contacts*
K14 = barrette de 5 contacts mâles, simple rangée droite
1 = quartz 5,0688 MHz
1 connecteur Sub-D à sertir sur câble plat, 9 contacts, mâle (pour l'interface RS232)
1 connecteur femelle HE-10, 2 x 5 contacts, à sertir (pour l'interface RS232)
3 connecteurs femelles HE-10, 2 x 7 contacts, à sertir (pour télécommande et ports d'imprimante)
1 connecteur femelle HE-10, 2 x 8 contacts, à sertir (pour la connexion de l'affichage à cristaux liquides)
1 connecteur châssis Sub-D à sertir sur câble plat, 25 contacts, femelle (pour le port d'imprimante)
1 barrette à 50 contacts mâle carte à carte sécable au pas de 2,54 mm, simple rangée droite (pour les straps)
1 boîtier tel que Retex RE4 par exemple
2 radiateurs (pour IC20 et IC21) tel que Fischer SK59/37.5 SA par exemple
1 module d'alimentation secteur 9 à 15 V/1 A
1 récepteur IR pour code RC5 (tel que le récepteur IR universel décrit dans ELEKTOR 162, décembre 1991)
1 émetteur IR tel que Policom type RTP58
1 module d'affichage à cristaux liquides, 2 x 40 caractères, rétro-éclairé, tel que Hitachi LM092LN par exemple
1 clavier d'ordinateur XT (! = optionnel)
15 cavaliers de codage
2,5 m de câble plat à 30 brins (au minimum)

* sauf mention contraire, les connecteurs encartables mentionnés ici sont du type « à encombrement réduit »

(08000_{HEX}-0FFFF_{HEX}) de la RAM présente; le test de la RAM est fait de telle sorte que le contenu d'origine reste conservé. Si le test de RAM se passe bien on devrait voir apparaître un message de droits d'auteur (copyright) sur le mini-écran de l'affichage, signalant la découverte, non pas de l'Amérique, mais de 32 Koctets de mémoire; on entend ensuite un petit signal sonore

signalant l'initialisation réussie des Entrées/Sorties.

On a ensuite un second test de RAM qui va voir s'il y a aussi de la RAM prise en parallèle sur les adresses de l'EPROM (10000_{HEX}-17FFF_{HEX}). Une fois ce test terminé on verra apparaître à l'écran la quantité totale de mémoire. En l'absence de mémoire additionnelle on aura une

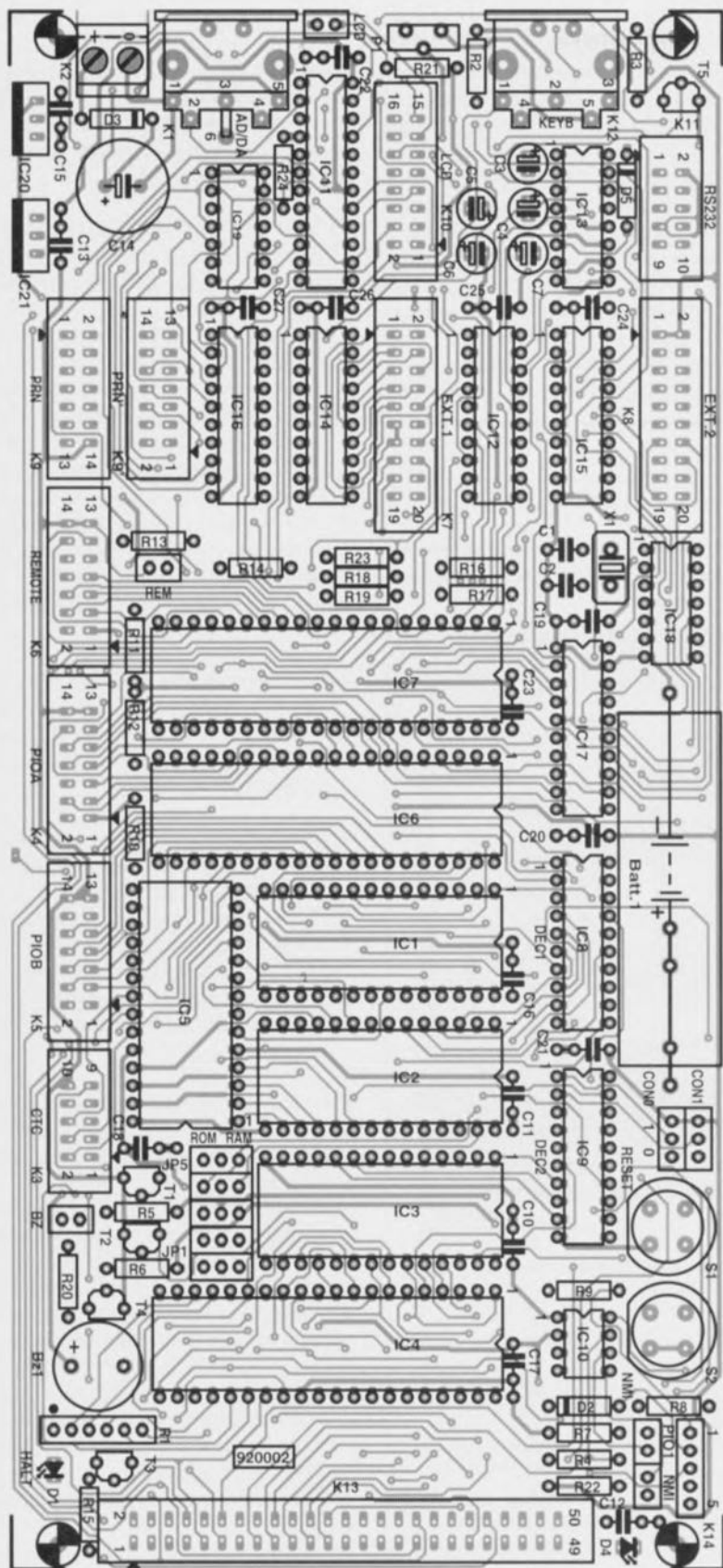


Figure 17. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants d'Ultima. À notre humble avis et, de celui d'un certain nombre de professionnels consultés, l'une de nos plus belles platines double face à trous métallisés de ces dernières années.

brève illumination de la LED « HALT ». Si au contraire il existe bien ce type de mémoire, on entendra un petit signal acoustique supplémentaire.

Ce n'est que dans les configurations 1, 2 et 3 (les 3 colonnes de gauche du tableau de la figure 2a) qu'il est licite d'avoir de la RAM avec de l'EPROM (10000_{HEX}/17FFF_{HEX}), de sorte que ce test proposé ici ne trouve pas de RAM lui. On a par conséquent affichage de la valeur de 32 Koctets, une illumination très brève de la LED « HALT » et la production d'un signal acoustique unique.

Ultima se trouve maintenant en sommeil, attendant, comme la Belle au Bois Dormant, un baiser d'un Prince Charmant, cycle d'attente dont on peut la faire sortir par une action sur une touche quelconque du clavier, action qui produit l'effacement de l'écran, la carte se trouvant maintenant dans la procédure de test de l'affichage et du clavier. À chaque détection d'une action sur une touche on a écriture du caractère concerné à l'un des emplacements de l'affichage. On a ensuite lecture du dit caractère qui est alors écrit à la même position, mais sur la ligne inférieure de l'affichage cette fois.

Cette succession d'écritures et de lectures se répète jusqu'à ce que l'affichage soit plein. L'affichage est ensuite effacé un court instant. Résultat : l'affichage clignote alors que l'on a visualisation à toutes les positions de l'écran du caractère correspondant à la dernière touche du clavier prise en compte. C'est ainsi que se traduit la lecture de l'écran et son écriture.

On a, en cas d'action sur la touche <Esc> (canal 1 de l'émetteur IR à code RC5), passage à la routine de test suivante. Au cours de ce nouveau processus de test chaque action sur une touche se traduit par l'apparition du caractère correspondant à l'écran, séquence accompagnée à chaque fois par un signal sonore. Ce test permet de s'assurer que toutes les touches répondent et qu'elles génèrent bien le code requis.

5) On implante IC12 (COM81C17) et IC13 (MAX232). Avant la mise sous tension il faudra supprimer le pont de câblage reliant la cathode de D5 à la masse et positionner PI à mi-chemin.

Nous allons, pour tester l'interface RS-232, lui faire « se mordre la queue » : la ligne RXD est reliée à la ligne TXD, la ligne RTS l'étant à la

difficiles à reproduire, et partant à éliminer, lorsqu'elles s'enferment dans l'isolant plastique du câble. En cas de doute on pourra couper ce qui dépasse une fois les soudures terminées, voire mieux encore le faire avant cette opération. Pour ce faire on plante les supports et l'on en soude 2 des broches extrêmes. On peut alors couper tout ce qui dépasse au ras de la platine sachant que l'on se trouve en présence d'un circuit imprimé double face à trous métallisés et que donc il n'y aura pas le moindre problème lors des soudures.

Et maintenant, la suite ???

Après avoir mené à bonne fin l'étape « Réalisation », il ne vous reste plus qu'à vous consacrer à l'application à laquelle vous destinez Ultima.

Il vous faut pour cela un **assembleur Z80*** et, éventuellement, un **émulateur d'EPROM** (disposer d'un **programmeur d'EPROM** n'est pas

inintéressant non plus, bien au contraire).

On utilisera, pendant les essais, des supports à FIN (Force d'Insertion Nulle) qui viendront eux-mêmes s'empiler sur un échafaudage de supports, ceci de manière à éviter de surcharger, et partant d'endommager, le support implanté directement sur la platine, sachant que son éventuel remplacement n'est pas une sinécure puisqu'il s'agit d'une platine double face à trous métallisés. C'est resté faisable mais cela demande une certaine dextérité, pour ne pas dire une dextérité certaine.


La description (*en anglais*) du BIOS proposée sur la disquette est telle qu'elle devrait en permettre l'utilisation comme partie d'un code-source de votre crû; il devrait être possible ainsi d'utiliser directement les variables du BIOS et leurs adresses.

La disquette **ESS 1714** donne en outre l'information suffisante, à notre goût, pour vous permettre de mener à bien votre propre appli-

À la fin du premier article consacré à Ultima nous indiquions que cette carte avait servi de base à un système de diaporama professionnel que nous avons baptisé **DiAV** (*Digital Audio Visual*), système capable de commander 16 (eh oui, nous n'allons pas faire les choses à moitié) projecteurs, projet dont nous envisageons le début de la publication à l'automne 92.

Le dit projet fait appel à d'autres GAL et logiciel que ceux utilisés ici. Ceux d'entre nos lecteurs qui n'envisageraient l'utilisation de leur Ultima que pour cette application de **DiAV** exclusivement, n'ont que faire des GAL (IC8 et IC9) proposées ici, ni de l'EPROM (IC1) mentionnée dans la liste des composants. IC2 de **DiAV** sera une RAM de 32 Koctets (43256).

*Il existe de nombreux assembleurs pour Z80. L'un de ces assembleurs Z80 pour PC est, par exemple, l'**assembleur AZ80** de IAR Systems (distribué en France par Tekelec-Airtronic).

cation. Cela demande bien entendu un certain engagement personnel. Nous sommes très curieux de savoir à « quelles sauces » sera mangée Ultima. Faites-nous part de vos recettes. Nous parlerons sans doute des meilleures... 

TSL220

Un détecteur de lumière ultra-sensible se connectant directement aux micro-processeurs

De très petites variations d'intensité de lumière peuvent désormais être détectées et mesurées avec un nouveau degré de précision, grâce à l'utilisation d'un convertisseur de lumière en fréquence fabriqué par Texas Instruments. Ce composant, qui comporte une photodiode de grande surface et un convertisseur courant-fréquence breveté de technologie BiCMOS, peut être directement connecté à un microprocesseur ou à un circuit numérique de contrôle.

Parce que ce composant assure la conversion de signaux lumineux en signaux numériques qui ne sont pas soumis aux distorsions créées par le bruit ou toute autre interférence, il est capable de mesurer des variations d'intensité de lumière extrêmement petites. IL est idéal pour de très nombreuses applications de mesure de la lumière et de détection de position avec précision.

Le convertisseur lumière-fréquence TSL220 est le seul composant mono-boîtier de ce genre existant actuellement sur le marché. Un TSL220 peut remplacer à lui seul une photodiode discrète, un amplificateur et un convertisseur analogique-numérique. Le TSL220 contribue à la simplification des

circuits et à la réduction du coût des systèmes.

Les applications de détection de lumière visées par le TSL220 sont notamment les systèmes de contrôle d'éclairage, la surveillance du niveau de lumière dans l'environnement, le contrôle de la flamme des brûleurs de systèmes de chauffage et la surveillance de la lumière solaire. Ce composant peut être utilisé dans des photomètres et dans des temporisateurs d'exposition, mais aussi pour le réglage de la luminosité des affichages électroniques afin de compenser automatiquement les changements d'éclairage ambiant.

Dans les applications de mesure de signaux lumineux de réflexion et de transmission, le TSL220 permettra de surveiller l'homogénéité du surfaçage d'un papier, d'une peinture ou de tout autre revêtement, d'assortir des couleurs et de mesurer la capacité d'absorption ou de réflexion de la lumière par des fluides dans un support.

Le convertisseur lumière-fréquence peut aussi être utilisé dans des applications de positionnement optique de précision sur des machines telles que des presses d'imprimeur, et pour une mesure précise de la déflexion dans des balances électroniques.

Le TSL220 a une gamme dynamique très large (118 dB). Son signal de sortie est en moyenne de plus de 100 kHz en

environnement de bureau éclairé artificiellement et seulement de 1 Hz dans le noir. Ce composant bénéficie aussi d'une forte immunité au bruit et de hauts niveaux de résolution et de sensibilité (0,01% de la variation de luminosité). En même temps, il offre un grand choix de fréquences de sortie pour un niveau d'entrée lumineuse donné, ce qui permet d'adapter très facilement le TSL220 à la gamme de fréquences d'un microprocesseur. Le TSL220 disponible dès à présent est proposé en boîtier DIL en plastique transparent.

Texas Instruments

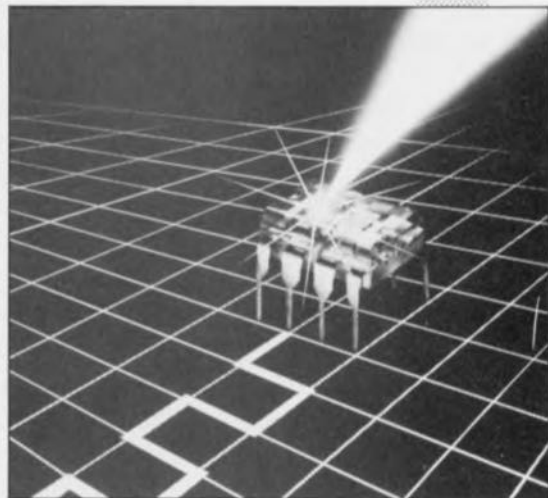
BP 67

78141 Vélizy-Villacoublay Cedex

tél. : (1).30.70.10.10

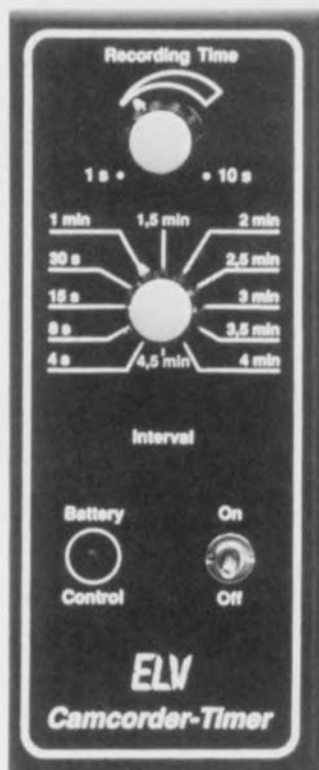
fax. : (1).30.70.10.14

CHIP SELECT





AUDIO, VIDÉO & MUSIQUE



description d'un kit d'ELV

chronoprocasseur pour caméscope

pour trucages de prises de vue en tout genre

Dès qu'il faut capturer sur film ou sur bande magnétique aujourd'hui, une action ou une scène qui s'étend sur une longue période, le cinéaste est inévitablement obligé de faire appel à une technique de compression. En dépit du nombre croissant de gadgets dont sont dotés la quasi-totalité des caméscopes disponibles actuellement dans le commerce, bien nombreux sont encore ceux d'entre eux qui n'ont pas encore la possibilité de réaliser des prises de vue truquées, c'est-à-dire à compression de temps.

Le montage relativement simple mais aux caractéristiques fort intéressantes décrit dans cet article comble parfaitement cette absence.

La plupart des caméscopes modernes comporte une connexion pour télécommande électronique. Après sa connexion à cette entrée, le **chronoprocasseur pour caméscope** permettra de démarrer le caméscope — pour une durée définie par l'utilisateur et comprise entre 1 et 10 s — pour ensuite l'arrêter automatiquement. Ce processus continu de démarrages et d'arrêts automatiques peut se répéter à des intervalles compris entre 4 s et 4,5 min.

Cette technique permet d'obtenir non seulement des prises de vue comprimées dans le temps mais elle peut également — en fonction du réglage de temporisation — servir de commande de trucage (dans le cas d'événements se répétant à intervalle régulier par exemple).

Dans la pratique, l'utilisation du **chronoprocasseur pour caméscope**

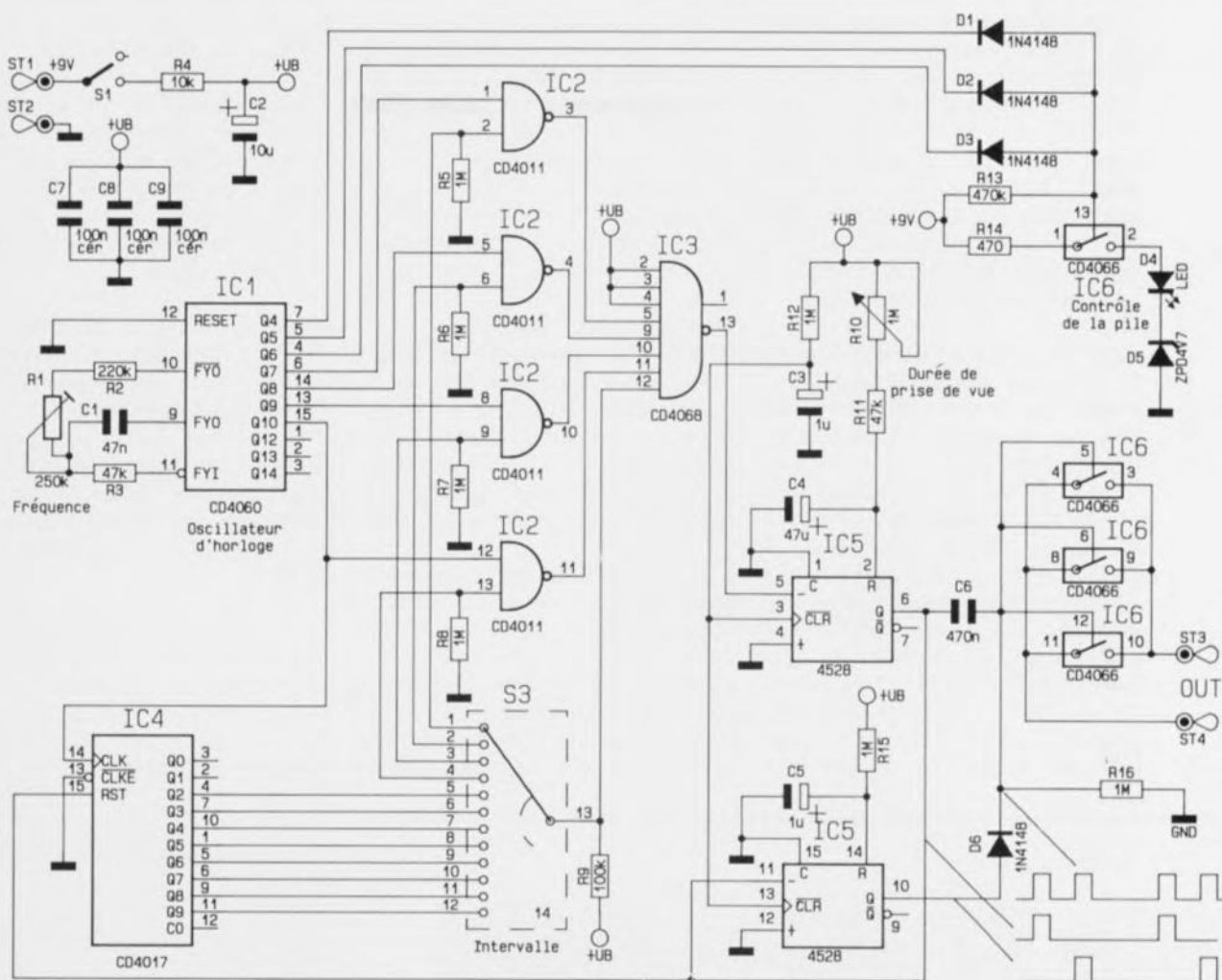


Figure 1. Schéma électronique du chronoprocasseur pour caméscope.

est d'une simplicité renversante. Un commutateur rotatif à 12 positions sert à définir la durée de la pause séparant 2 prises de vue. On dispose ainsi de pauses de durée fixe de 4, 8, 15 ou 30 s, augmentant ensuite, par pas de 30 s, jusqu'à une durée de pause de 4,5 mn au maximum. Sachant que la plupart des caméscopes entrent automatiquement en mode d'attente dès que la durée d'inactivité dépasse 5 minutes (ce qui rend inefficace la télécommande), cela n'a guère de sens de faire appel à des intervalles dont la durée dépasserait les 4 minutes et demie.

Un second bouton permet de faire varier (continûment) la durée de la prise de vue. Les valeurs limites sont ici de 1 s et de 10 s. Il est essentiel, lors du réglage de la durée de la prise de vue, de tenir compte du *back-space-time* du caméscope, c'est-à-dire de la durée nécessaire au démarrage et à la synchronisation, ce qui explique qu'ici la durée minimale soit limitée à 1 s. Comme cette durée

de démarrage et de synchronisation est différente pour chaque type de caméscope, il vous faudra expérimenter quelque peu de façon à déterminer la durée optimale pour votre appareil. La durée effective de prise de vue est en effet égale à la durée de prise de vue choisie diminuée du *back-space-time* de votre caméscope.

Après vous avoir mis l'eau à la bouche par cette description du confort d'utilisation qu'apporte le **chronoprocasseur pour caméscope** nous allons nous intéresser, dans le paragraphe qui suit, à

L'électronique

Via la résistance de limitation de courant R4, la tension d'alimentation, fournie par une pile de 9 V et appliquée aux points ST1 et ST2 sur la platine, arrive au condensateur-tampon C2. Hormis la LED D4, toute l'électronique de la **figure 1** est alimentée par cette tension. Sachant que dans ce montage nous

utilisons des circuits intégrés CMOS —qui, comme vous le savez, acceptent une tension d'alimentation comprise entre 3 et 15 V— la valeur absolue de la tension d'alimentation ne joue qu'un rôle secondaire. La consommation du circuit, y comprise celle de la LED-témoin, se limite à la valeur très modeste de 0,75 mA. Une pile 9 V alcaline doit donc être capable d'alimenter le **chronoprocasseur pour caméscope** pendant une durée de l'ordre de 500 heures !

En plus d'un compteur binaire à 14 étages, le circuit intégré IC1, un CD4060, comporte également la partie active d'un oscillateur. On réalise, avec cette partie de IC1, les résistances R1 à R3 et le condensateur C1, un oscillateur générant une fréquence relativement faible de 34,1 Hz. Le réglage précis de cette fréquence se fera à l'aide de l'ajustable R1 et ne nécessite pas d'instrument de mesure spécial.

Il faudra, pour l'étalonnage de

l'oscillateur, mesurer la durée entre 2 commutations (d'un niveau bas vers un niveau haut ou inversement) de l'une des sorties Q de IC1. On utilisera, pour ce faire, un chronomètre et un multimètre. Le plus facile est sans doute de mesurer la durée séparant 2 commutations ayant lieu sur la broche 15 (sortie Q10) puisque qu'elle devrait être de 30 s très exactement. Il suffira donc jouer sur R1 jusqu'à ce que cette durée soit en effet de 30 s.

Cette fréquence de synchronisation de 30 s est appliquée ensuite à l'entrée d'horloge (broche 14) de IC4, un compteur décadique du type 4017. On obtient de ce fait aux sorties de ce circuit intégré des impulsions se produisant toutes les 30, 60, 90, 120, ... 270 s (de 0,5 à 4,5 min donc, par pas de 30 s). Les signaux de temporisation pour les intervalles plus courts sont dérivés directement des sorties de IC1 (sortie Q9, broche 13 = 15 s, sortie Q8, broche 14 = 7,5 s et sortie Q7, broche 6 = 3,75 s). Sur la sérigraphie du boîtier, les valeurs des

2 intervalles les plus courts ont été arrondies à 8 et 4 s respectivement.

Le choix de l'une des fréquences de synchronisation (et de ce fait de l'une des valeurs d'intervalle) se fait à l'aide du commutateur rotatif S3, relié au circuit intégré IC3. Partant de la sortie de ce dernier, le signal gagne l'entrée de déclenchement négative (broche 5) du multivibrateur monostable IC5a. Dès que le flanc descendant du signal de synchronisation est présent, ce monostable démarre. Le condensateur C4, la résistance R11 et le potentiomètre R10 déterminent la durée de la pseudo-période. Grâce au potentiomètre R10, la durée de la pseudo-période peut être réglée à une valeur comprise entre 1 et 10 s.

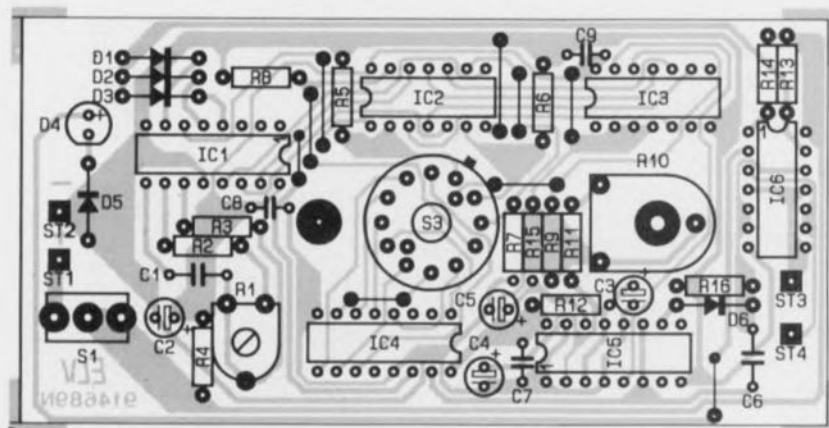
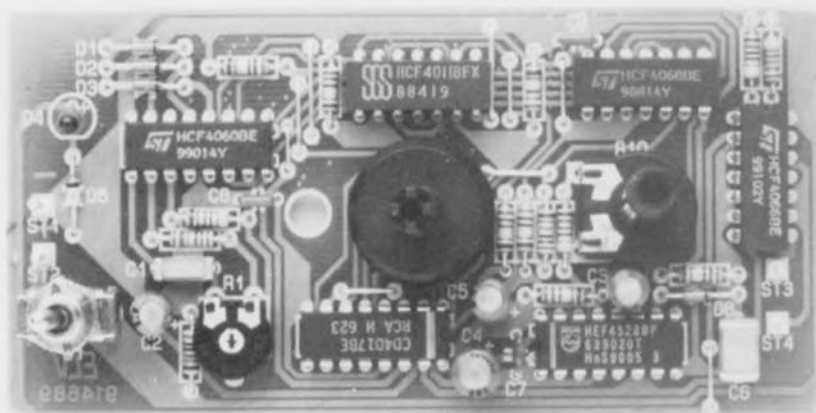
L'apparition d'un flanc montant de cette impulsion de sortie remet à zéro le compteur décadique IC4 (à travers son entrée RST, broche 15). Le flanc descendant de ce signal au contraire déclenche le monostable IC5b (broche 11). À la sortie de ce dernier on dispose donc d'une

impulsion positive d'une longueur de 0,4 s. Dans le cas présent ce sont la résistance R15 et le condensateur C5 qui déterminent la durée.

En règle générale, la commande d'un caméscope se fait par l'intermédiaire d'impulsions : ceci veut dire qu'une action sur le bouton marche/arrêt démarre la prise de vue, une seconde action sur ce même bouton l'arrêtant.

Le signal disponible sur la broche 6 de IC5a détermine directement la durée de l'enregistrement. En faisant appel au condensateur C6 et à la résistance R16, l'impulsion de démarrage est limitée à 0,3 s environ et appliquée aux entrées de commande des interrupteurs électroniques IC6b/c/d, montés en parallèle.

IC5b fournit l'impulsion d'arrêt qui, partant elle de la broche 10 et passant par la diode D6, attaque les mêmes entrées de commande de IC6 que le signal de démarrage de IC5a (c'est-à-dire les broches 5, 6 et 12).



Liste des composants

Résistances :

R1 = 250 k Ω ajust. horizontal
R2 = 220 k Ω
R3, R11 = 47 k Ω
R4 = 10 k Ω
R5 à R8, R12, R15, R16 = 1 M Ω
R9 = 100 k Ω
R10 = pot. 1M Ω horizontal
R13 = 470 k Ω
R14 = 470 Ω

Condensateurs :

C1 = 47 nF
C2 = 10 μ F/25 V
C3, C5 = 1 μ F/100 V
C4 = 47 μ F/16 V
C6 = 470 nF
C7 à C9 = 100 nF céramique

Semi-conducteurs :

D1 à D3, D6 = 1N4148
D4 = LED 3 mm rouge
D5 = zener 4V7
IC1 = CD4060
IC2 = CD4011
IC3 = CD4068
IC4 = CD4017
IC5 = CD4528 (Philips Composants)
IC6 = CD4066

Divers :

S1 = commutateur à levier à 2 positions
S3 = commutateur rotatif 1 circuit/12 positions
1 fiche jack 2,5 mm
1 clip pour pile 9 V
50 cm de câble blindé

Si le caméscope en question n'est pas commandé par l'intermédiaire d'un bouton (impulsion de démarrage ... impulsion d'arrêt) mais par un interrupteur (contacts fermés = enregistrement ... contacts ouverts = arrêt), il faudra supprimer les résistances R15 et R16, le condensateur C5 et la diode D6. Dans ces conditions il faudra de plus remplacer le condensateur C6 par un pont de câblage.

On dispose maintenant, aux points ST3 et ST4, d'un signal de commutation pratiquement hors-potentiel, destiné à la télécommande d'un caméscope.

Après la description du fonctionnement du temporisateur du **chronoprocasseur pour caméscope** nous allons nous intéresser brièvement à la visualisation de fonctionnement. Pour des raisons d'économie de courant, la LED D4 est alimentée par une tension impulsionsnelle à travers l'interrupteur électronique IC6a et la résistance-série R14.

Associé aux diodes D1 à D3 et à la résistance R13, IC1 se charge de la définition du rapport cyclique de 1 : 7; la LED clignote à une fréquence de 2 Hz. Cette petite astuce électronique abaisse la consommation moyenne de la LED D4 à 0,5 mA environ seulement, ce qui revient aux 2/3 de la consommation.

De par l'adjonction de la diode

zener D5 nous avons réalisé un dispositif de contrôle de la tension de la pile. Si la tension de la pile passe en-dessous de 5,5 V environ, la LED s'éteint, indiquant qu'il est temps de remplacer la pile. On notera cependant qu'après l'extinction de la LED D4 on dispose encore d'une certaine réserve de tension.

Réalisation

La mise en place des composants sur le circuit imprimé aux dimensions modestes se fait de la façon la plus classique : on commencera par la soudure des 9 ponts de câblage pour continuer par la mise en place des composants les plus « petits », suivie finalement par celle du potentiomètre et des commutateurs.

Il faudra veiller, lors de l'implantation du commutateur rotatif S3, à ce que le seul contact « mère » dont il est pourvu vienne s'enficher dans l'orifice proche de IC2.

Le commutateur à levier S1 doit être enfoncé complètement dans les 3 orifices de section relativement grande. Après sa soudure on peut enlever les écrous de fixation de son collier. Ce commutateur n'est donc fixé que par ses 3 points de soudure.

On poursuit avec la connexion du clip pour la batterie à 9 V. Attention : il s'est glissé une petite erreur dans la sérigraphie du circuit imprimé. Les points de connexion

ST1 et ST2 ont été intervertis par rapport au schéma de la figure 1, qui est lui juste. Cela veut dire donc qu'il faudra connecter le câble rouge du clip au point ST2 et le câble noir au point ST1. Si, cependant, votre circuit imprimé comporte le numéro 914689N, vous constaterez que la sérigraphie a été corrigée et que donc elle correspond au schéma; il faudra dans ce cas-là effectuer la connexion du clip comme prévu.

La liaison entre le **chronoprocasseur** et le caméscope fait appel à un morceau de câble blindé de quelque 50 cm de long. L'âme de ce câble est soudée au point ST3, son blindage à ST4 (ou inversement puisque l'ordre n'a pas la moindre importance ici). On soude ensuite une fiche jack de 2,5 mm de section à l'autre extrémité du câble.

On pourra maintenant procéder à la mise en boîtier du circuit. Pour ce faire il faudra mettre la platine dans la demi-coquille inférieure du boîtier. On connecte ensuite la pile de 9 V au clip avant de la loger dans l'emplacement libre prévu à cette intention dans le coffret. Après la mise en place de la partie supérieure du boîtier, les 2 moitiés seront fixées, l'une contre l'autre à l'aide d'une seule vis.

Ceci termine la réalisation d'un accessoire vidéo fort intéressant qui ne peut que contribuer à la créativité individuelle et technique de tout cinéaste-vidéo (amateur). ■

AD 7568

Premier convertisseur numérique analogique 12 bits octuple

Analog Devices commercialise le premier convertisseur numérique/analogique (CNA) 12 bits octuple: l'AD7568. Ce circuit intégré contient 8 CNA 12 bits multiplieurs 4 quadrants à sortie courant et une interface série dans un boîtier plastique quad flat pack 44 broches.

L'AD 7568 fonctionne à partir d'une tension d'alimentation simple de +5 V et dissipe seulement 1 mW (typique). Chaque convertisseur N/A peut être adressé individuellement ou tous les CNA peuvent être chargés ou réinitialisés en même temps. Les applications typiques d'un tel convertisseur multiple sont notamment les testeurs électriques, les instruments auto-calibrés et les matériels portables alimentés par piles.

La non-linéarité intégrale de l'AD 6568 est de 0,5 LSB maximum et la non-linéarité différentielle de 0,9 LSB max ce qui

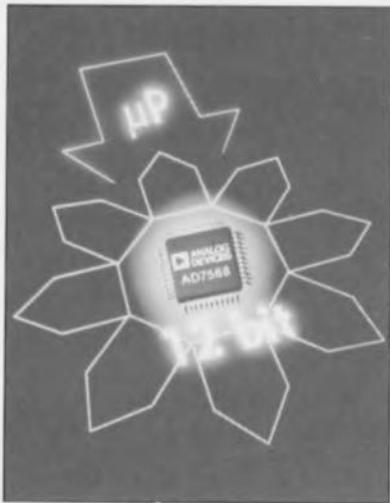
garantit une monotonie sur toute la gamme de température. Les performances dynamiques incluent un temps d'établissement rapide du courant de sortie (500 ns pour atteindre une précision de 0,01% de la pleine échelle) et de faibles glitches (40 nV/s). La distorsion harmonique totale, avec une tension de

référence de 6 V à 1 kHz, est de -83 dB (typique) tandis que l'isolation entre canaux (20 V, 10 kHz sinus) est de -76 dB (typique).

L'interface série réduit la complexité du circuit imprimé puisqu'elle supprime les conducteurs multiples du bus de données ainsi que la circuiterie de décodage d'adresses optimisant l'espace occupé sur la carte. Cette interface série est de type « Daisy Chain » autorisant la conception de systèmes à circuits multiples.

L'AD 7568 est disponible sous forme de puce ou encapsulé dans un flat pack 44 broches plastique.

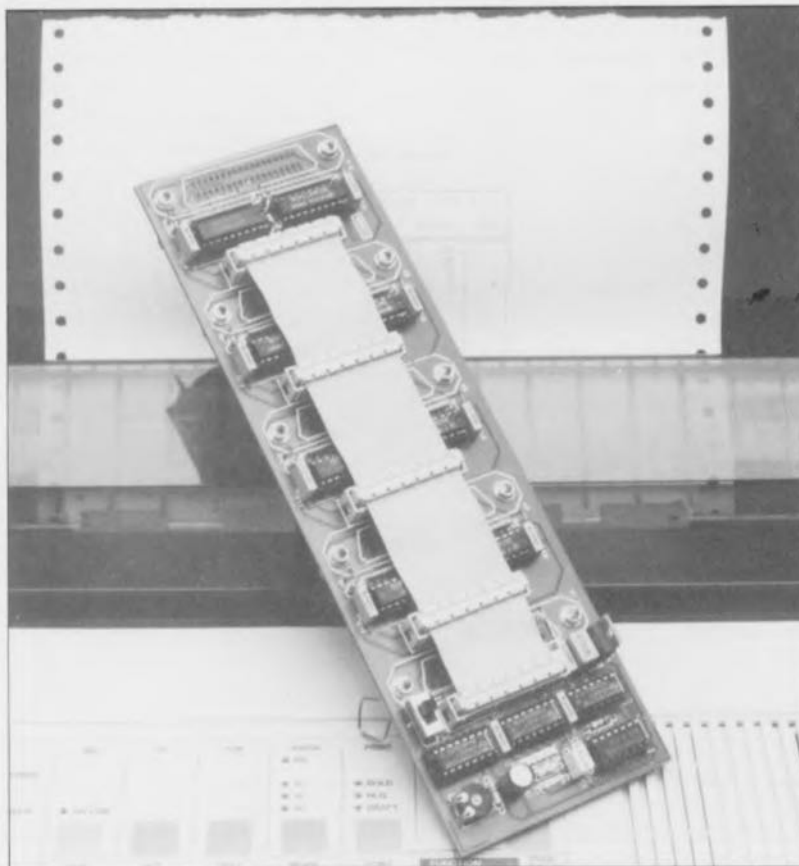
Analog Devices
3, rue Georges Besse
CE 27
92182 Antony Cedex
tél.: (1).46.66.25.25
fax.: (1).46.66.24.12



CHIP SELECT

commutateur automatique pour imprimante

4 ordinateurs se partagent 1 imprimante



Au prix auquel elles sont tombées de nos jours, les imprimantes sont aujourd'hui, un périphérique indispensable à tout possesseur d'ordinateur. Sachant cependant qu'un tel périphérique n'est en fait utilisé qu'une partie relativement faible du temps, il n'est pas nécessaire de doter de leur propre imprimante tous les ordinateurs présents dans une même pièce voire dans plusieurs pièces juxtaposées même, si tant est que la distance entre eux ne dépasse pas une quinzaine de mètres.

Il est fort possible, en faisant appel à un commutateur automatique pour imprimante tel celui décrit ici, de faire en sorte que ces ordinateurs – 4 au maximum – utilisent tous une seule et unique imprimante.

Dans le cas d'imprimantes coûteuses telles que les imprimantes laser en particulier, il est économiquement rentable de connecter plusieurs ordinateurs à la même imprimante. Vu la gamme étoffée de commutateurs pour imprimantes

présente sur le marché, il ne serait pas étonnant, qu'en pratique, nombre d'entre vous aient déjà opté pour un tel appareil, qui a cependant bien souvent l'inconvénient d'être à commande manuelle (Ai-je bien basculé le commutateur sur le

canal prévu ???). Il en va de même chez nous, à tel point que même les différents rédacteurs de chacune des rédactions d'Elektor se partagent la même imprimante.

Nous avons réfléchi au problème et vous proposons la version « elekto-rienne », c'est-à-dire automatisée, d'un tel commutateur pour imprimante.

Le synoptique

Le synoptique de la **figure 1** vous montre la structure de la solution envisagée. On dispose, comme le montre l'examen de ce synoptique, d'un maximum de 4 entrées Centronics reliées, via un commutateur, à un bus qui transmet les signaux à l'imprimante connectée tout en fin de chaîne (connecteur K1). Le bloc « Select » relie à tour de rôle chacune des 4 entrées à la sortie et ce pendant 1/3 de seconde. Si à l'instant où il est connecté à l'imprimante l'ordinateur concerné n'envoie pas de données, le système passe à l'ordinateur suivant. Si, au cours de l'intervalle de temps pendant lequel il est relié à l'imprimante l'ordinateur envoie des données, l'imprimante réagit par la mise au niveau logique haut de la ligne « Busy ».

Ce changement d'état déclenche un multivibrateur monostable (MMV) qui arrête immédiatement l'oscillateur présent dans le bloc « Select ». Tant que la ligne « Busy » reste au niveau haut ou qu'elle reprend un tel niveau à l'intérieur de l'intervalle de temps défini par le multivibrateur, l'imprimante restera reliée à l'ordinateur émettant des données. Cependant dès que l'ordinateur attend plus longtemps que la durée définie par le monostable, le commutateur automatique reprend son balayage à la recherche d'un autre ordinateur émetteur potentiel de données.

Certains d'entre vous se demanderont peut-être pourquoi nous faisons appel à la ligne « Busy » de l'imprimante plutôt qu'à l'impulsion d'échantillonnage (Strobe) de l'ordinateur pour détecter l'émission de données. Il semblerait plus logique, à première vue, de s'intéresser aux signaux produits par l'ordinateur, car, en l'occurrence, c'est lui la source d'éventuelles données.

Rassurez-vous si nous n'avons pas opté pour cette solution c'est que nous avons de bonnes raisons. Cette approche a en effet l'inconvénient d'un risque de blocage du commutateur automatique par certains types

d'ordinateurs lorsqu'ils ne sont pas en fonction. Tout le monde sait que l'activité de l'impulsion d'échantillonnage (Strobe) se traduit par un niveau logique bas, d'où d'ailleurs la barre surplombant sa dénomination. Ceci ne devrait pas, si tout va bien (sortie à collecteur ouvert sans résistances de rappel au niveau haut (*pull-up*)), poser de problème. Comme le prédit fort justement la célèbre loi de Murphy, les choses ne vont pas toujours bien, loin de là d'ailleurs; il existe en effet des ordinateurs qui mettent, lorsqu'ils sont hors-fonction, leur ligne Strobe au niveau logique bas. Il nous est donc impossible dans ce cas-là de détecter, à partir de l'état de la ligne Strobe, la présence de données prêtes à être envoyées vers l'imprimante. Dans le cas de l'utilisation de la ligne « Busy » tout se passe fort « civilement ». Le **commutateur automatique pour imprimante** réagit au fait qu'il est déjà arrivé des données à l'imprimante, données dont la source ne peut (bien évidemment) être qu'un ordinateur... en fonction.

Le commutateur automatique pour imprimante ne peut malheureusement pas se targuer d'être parfait. Il existe, pour autant que nous le sachions, 2 cas où les événements peuvent tourner au vinaigre. Ceci est dû à la structure spécifique du logiciel de l'ordinateur concerné. Le premier cas à poser des problèmes est celui de logiciels qui vont vérifier, avant d'envoyer quoi que ce soit, s'il existe bien, en bout de ligne, une imprimante prête à fonctionner. Dans la plupart des cas, ce processus de vérification est suffisamment long pour laisser le temps au **commutateur automatique pour imprimante** de terminer son petit tour d'horizon pour arriver à l'ordinateur désirant imprimer à ce moment-là.

Mais il existe aussi certains programmes impatient qui, dès le premier contrôle, veulent immédiatement « voir », une imprimante. Si l'ordinateur sur lequel tourne un tel programme n'est à cet instant précis pas sélectionné, le programme refuse d'imprimer (c'est également le cas, sur certains ordinateurs, pour la routine d'impression d'écran, *Print Scrn*).

Il est possible de porter manuellement remède à cette situation. C'est en effet à dessein que nous avons choisi un balayage relativement lent des différentes entrées, processus visualisé par des LED qui indiquent quelle est l'entrée sélectionnée à un

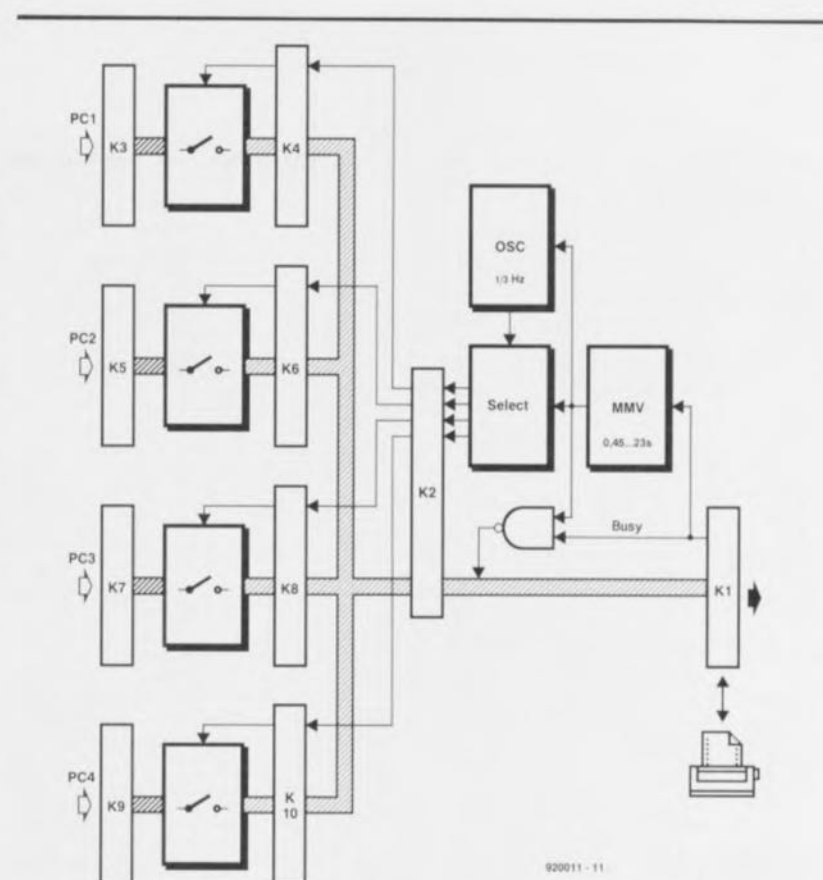


Figure 1. Synoptique du commutateur automatique pour imprimante. Les 4 entrées sont balayées en permanence pour voir s'il arrive des données destinées à l'imprimante.

moment donné. Dès que l'entrée correspondant à votre ordinateur est sélectionnée, vous disposez tout juste du temps suffisant (à condition bien entendu de ne pas en perdre trop) pour lancer l'opération d'impression. Le seul impératif pour réussir cette intervention humaine est, faut-il vraiment le préciser, que vous puissiez voir les LED du **commutateur automatique pour imprimante** depuis votre poste de travail, l'ordinateur en l'occurrence.

Le second problème auquel on peut être confronté se pose lorsque l'on a affaire à un programme qui, à mi-chemin d'une opération d'impression, calcule les nouvelles données à envoyer vers l'imprimante pour la conclusion de ce processus. Si le temps de calcul dépasse la durée définie par le multivibrateur monostable, un autre ordinateur pris dans le réseau aura sa chance d'envoyer vers l'imprimante ses données en attente. Il vous faudra donc demander à vos collègues d'être patients et de ne pas démarrer, pour le moment..., d'impression.

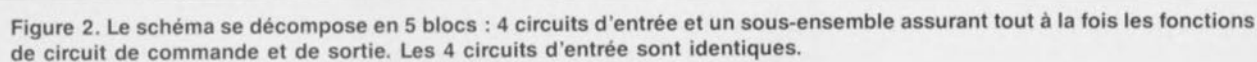
Le schéma

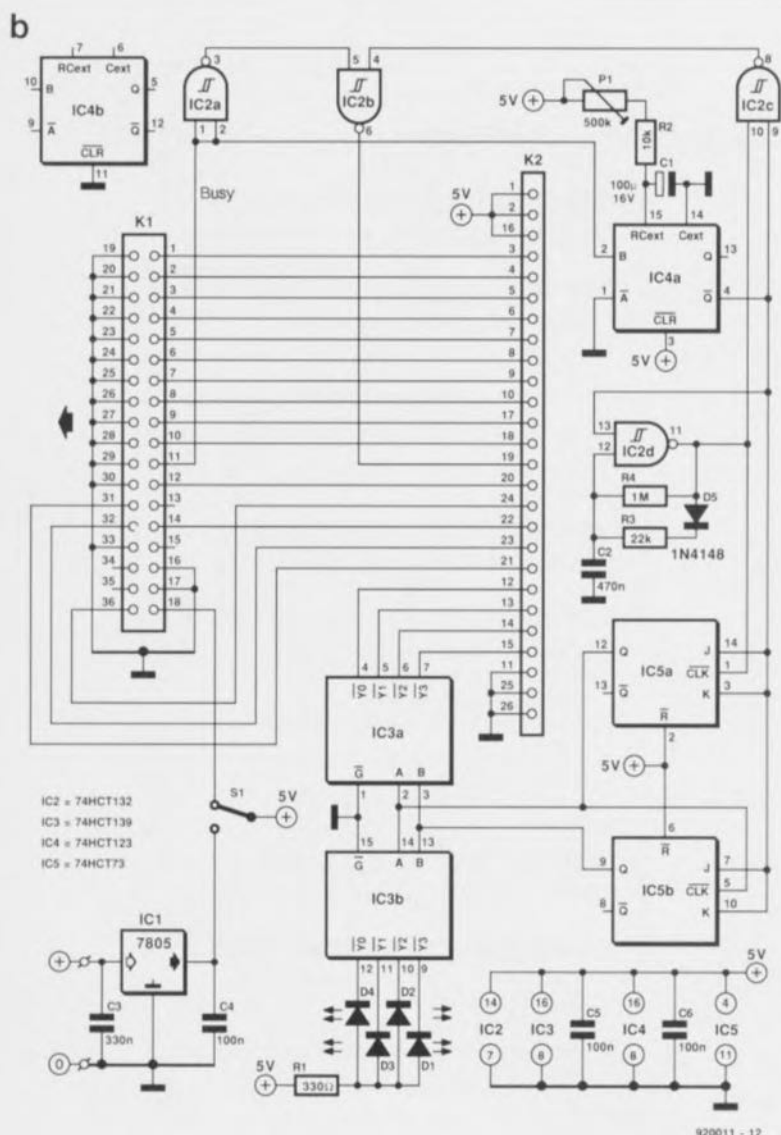
L'examen du schéma de la **figure 2** montre que notre commutateur

automatique pour imprimante se compose de 5 sous-ensembles. Le bus reliant ces différentes parties prend la forme, comme l'illustre la photo en début d'article, d'un morceau de câble plat doté de 5 connecteurs qui viennent s'enficher dans les embases de numéro paire présentes sur chacun des sous-ensembles. Nous verrons, un peu plus loin, l'utilité de ce bus en câble plat, lorsque nous nous intéresserons au circuit imprimé.

4 des 5 platines sont identiques. Chacune de ces 4 platines d'entrée comporte son connecteur (K3, K5, K7 et K9) et son commutateur électronique. Ces commutateurs sont cette fois des tampons à sorties 3 états (*tri-state*), IC6 à IC13. Tant qu'une entrée n'est pas sélectionnée, toutes les sorties du tampon se trouvent à haute impédance. Toutes les lignes en provenance de l'ordinateur ne sont plus alors reliées au bus et, partant, plus non plus à l'imprimante.

Les signaux allant de l'imprimante vers l'ordinateur en question sont eux aussi interrompus. Ces lignes sont en outre mises, par l'intermédiaire de résistances de rappel au niveau haut ou bas, à un niveau logique qui indique sans équivoque





possible que l'imprimante n'est pas en état de recevoir des données. Ce n'est que dans le cas de l'entrée sélectionnée que l'on a une liaison Centronics standard entre l'ordinateur et l'imprimante, vu que les sorties du tampon ont quitté leur état de haute impédance.

La partie la plus intéressante du montage est le cinquième circuit, pris, électriquement, entre le connecteur pour imprimante K1 et le connecteur de bus K2. C'est là que se situe l'électronique de commande centrale du commutateur automatique pour imprimante. Au repos, c'est-à-dire lorsque l'imprimante a fini d'imprimer et qu'aucun des ordinateurs n'envoie de données, la ligne « Busy » de l'imprimante (broche 11 de K1) se trouve au niveau bas, et le multivibrateur monostable, IC4a, n'est pas déclenché.

Dans ces conditions, le générateur d'impulsions centré sur la porte

NAND à trigger de Schmitt IC2d est libre, produisant, toutes les 0,3 s une courte impulsion. Le flanc descendant de cette impulsion fait office de signal d'horloge pour 2 bascules JK montées en compteur, IC5a et IC5b.

Ces compteurs ne cessent de compter de 0 à 3. Les décodeurs IC3a et IC3b différencient le contenu du compteur vers 4 lignes distinctes. Les 4 sorties de IC3a servent à la sélection successive des tampons des différentes entrées. IC3b remplit une fonction identique à celle de IC3a, à ceci près que ses sorties attaquent des LED qui visualisent quelle est l'entrée active à ce moment précis. Outre les tampons, IC3a commande également une LED implantée à proximité de chacun des connecteurs d'entrée. Nous en verrons l'intérêt un peu plus loin, lorsque nous en arriverons au circuit imprimé et à la réalisation de l'ensemble.

Les portes NAND à trigger de Schmitt IC2a à IC2c remplissent un

rôle important pour éviter les problèmes de chronologie.

La fonction logique de ces portes répond à l'équation suivante :

$$\text{busy}_{\text{sor}} = \text{busy}_{\text{ent}} + \text{clk} \cdot \overline{Q}.$$

On en déduit que le signal « Busy » de l'imprimante (busy_{ent}) est toujours transmis directement à l'ordinateur connecté au circuit ($\text{busy}_{\text{sort}}$). On voit en outre que le circuit, lorsqu'il se trouve encore au repos (\overline{Q} est alors à « 1 »), fournit également un signal « Busy » à l'ordinateur lorsque l'impulsion d'horloge est au niveau haut.

À partir de cet instant, l'ordinateur sélectionné ne peut plus envoyer de données. Que se passe-t-il si l'ordinateur a, tout juste avant, envoyé son premier octet et que l'imprimante n'a pas encore réagi à cette émission par un signal « Busy » ? Hé bien, la longueur de l'impulsion d'horloge est suffisante pour garantir l'arrivée de ce premier signal « Busy » avant la fin de l'impulsion d'horloge, de sorte que le circuit maintiendra activé l'ordinateur sélectionné. S'il n'arrive pas, au cours de cet intervalle de temps, d'impulsion « Busy » en provenance de l'imprimante, nous savons qu'il n'y a pas de risque à passer à l'ordinateur suivant, opération prenant place sur le flanc descendant de l'impulsion d'horloge.

Après ce flanc, l'ordinateur sélectionné reçoit immédiatement un signal « Busy » de niveau « bas » — l'imprimante n'était pas « occupée » et il en était de même du circuit — lui indiquant ainsi qu'il lui est permis d'envoyer des données (au cas où il en aurait). Sachant qu'il faut à ces dernières 0,5 μ s au minimum avant d'être prêtes, il n'y a pas de crainte à avoir, à ce moment précis, de la commutation.

Lorsque l'imprimante répond à l'arrivée de données par un signal « Busy », on a déclenchement du multivibrateur monostable IC4a, qui définit le temps d'attente pour l'arrivée de nouvelles données après que l'imprimante ait fini d'imprimer. Le déclenchement de IC4a fait passer sa sortie \overline{Q} au niveau bas; pendant la durée de la pseudo-période l'oscillateur et le compteur sont bloqués, les portes IC2a à IC2d servant uniquement de sas pour la transmission du signal « Busy » en provenance de l'imprimante. Tant que la ligne « Busy » reste haute ou à chaque fois que

cette ligne repasse au niveau haut à l'intérieur de la durée d'attente de IC4a, on a redéclenchement du monostable.

La résistance ajustable P1 permet à l'utilisateur de régler cette durée d'attente sur une plage très large allant de 0,45 à 23 s. En cas d'écoulement de la durée d'attente sans qu'il ne soit arrivé de signal « Busy », la sortie Q repasse au niveau haut, basculement qui se traduit par la libération de l'oscillateur et du compteur. Le circuit a retrouvé son état de repos où l'on a balayage des différentes entrées à la recherche de données à émettre vers l'imprimante.

L'alimentation du montage peut se faire de 2 façons. Si l'on met l'interrupteur S1 dans la position du schéma, le circuit tire son alimentation de l'imprimante. Toutes les imprimantes ne sont pas en mesure de fournir la tension requise, ce qui explique que nous ayons également prévu la possibilité d'une alimentation externe. Il est possible, de par la

Liste des composants

Résistances :

R1,R9,R14,R19,R24 = 330 Ω
 R2 = 10 k Ω
 R7,R8,R12,R13,R17,R18,
 R22,R23 = 4k Ω 7
 R3 = 22 k Ω
 R4 = 1 M Ω
 R5,R6,R10,R11,R15,R16,R20,
 R21 = réseau résistif 8 x 4k Ω 7
 P1 = 500 k Ω ajustable horizontal

Condensateurs :

C1 = 100 μ F/16 V radial
 C2 = 470 nF
 C3 = 330 nF
 C4 à C14 = 100 nF

Semi-conducteurs :

D1 à D4,D6 à D9 = LED 3 mm rouge
 D5 = 1N4148
 IC1 = 7805
 IC2 = 74HCT132
 IC3 = 74HCT139
 IC4 = 74HCT123
 IC5 = 74HCT73
 IC6 à IC13 = 74HCT541

Divers :

K1,K3,K5,K7,K9 = embase Centronics, 36 contacts droits, encartable
 K2,K4,K6,K8,K10 = connecteur HE-10 mâle à 2 x 13 contacts droits
 S1 = inverseur à levier unipolaire encartable (au pas de 7,5 mm)
 5 connecteurs HE-10 femelles à 2 x 13 contacts à sertir sur câble plat

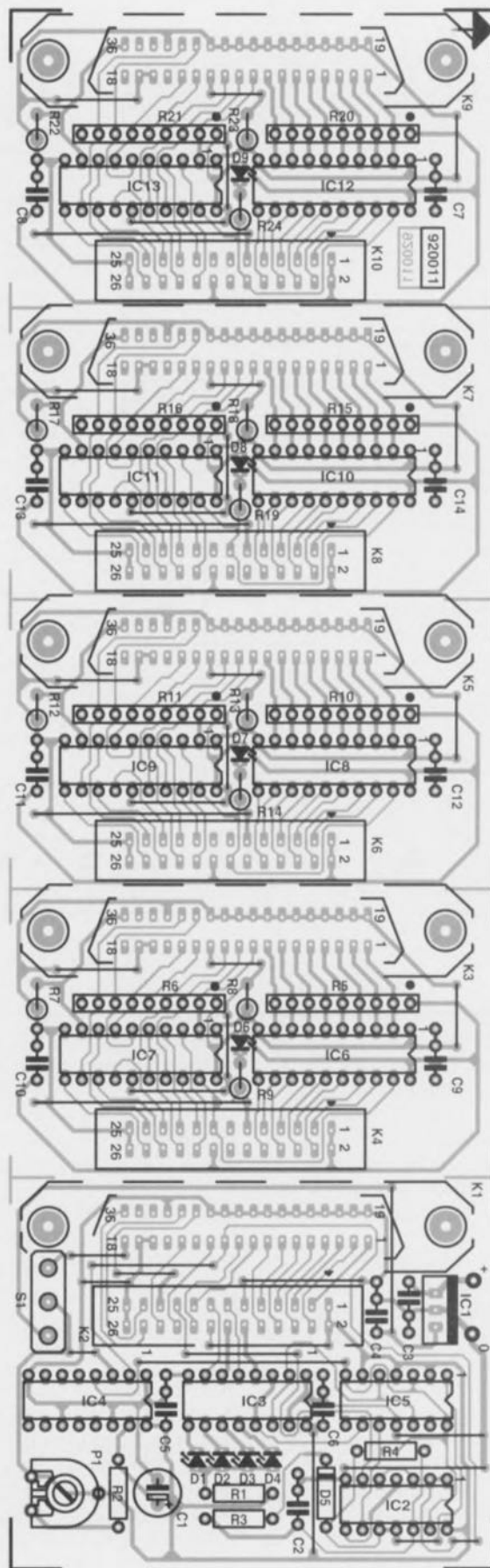
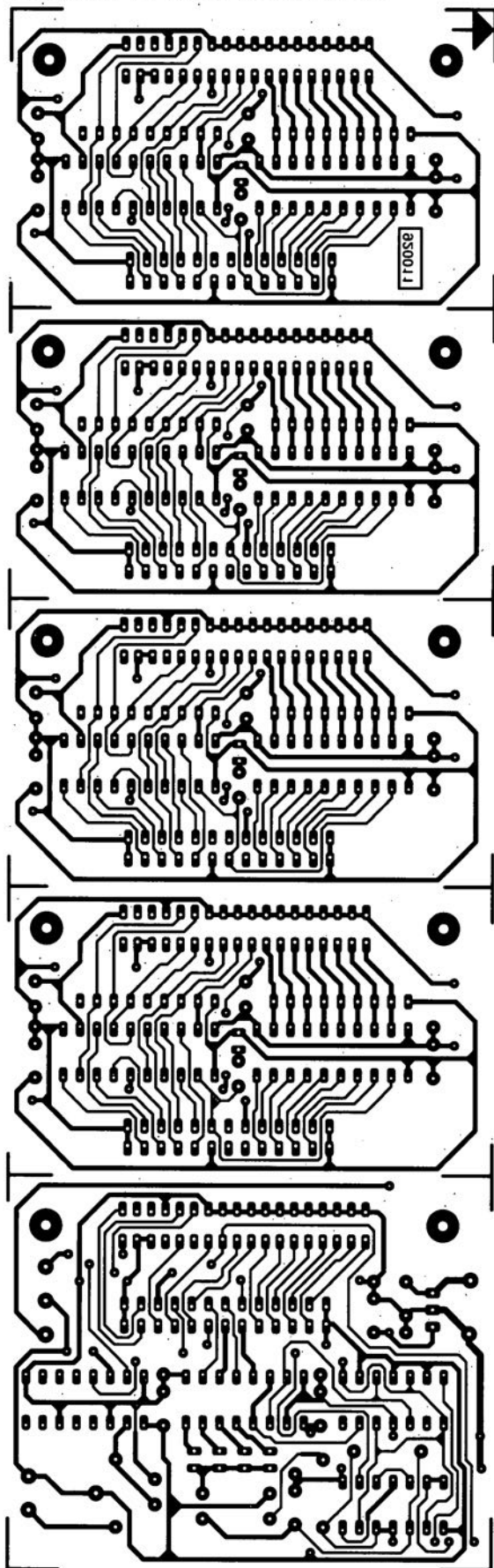


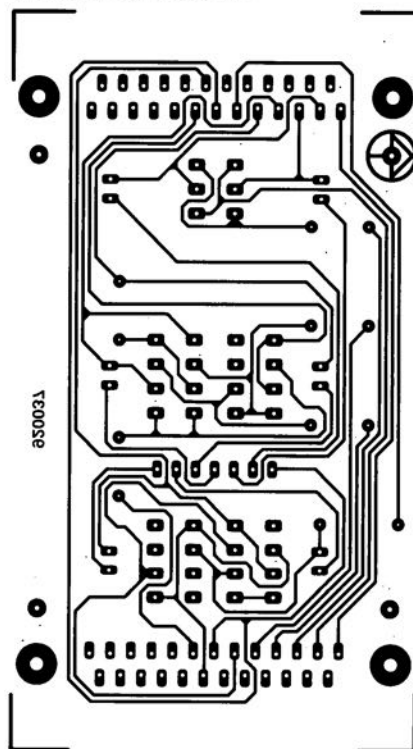
Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée pour le commutateur automatique pour imprimante. On pourra, le cas échéant, découper la platine en cinq parties.

SERVICE

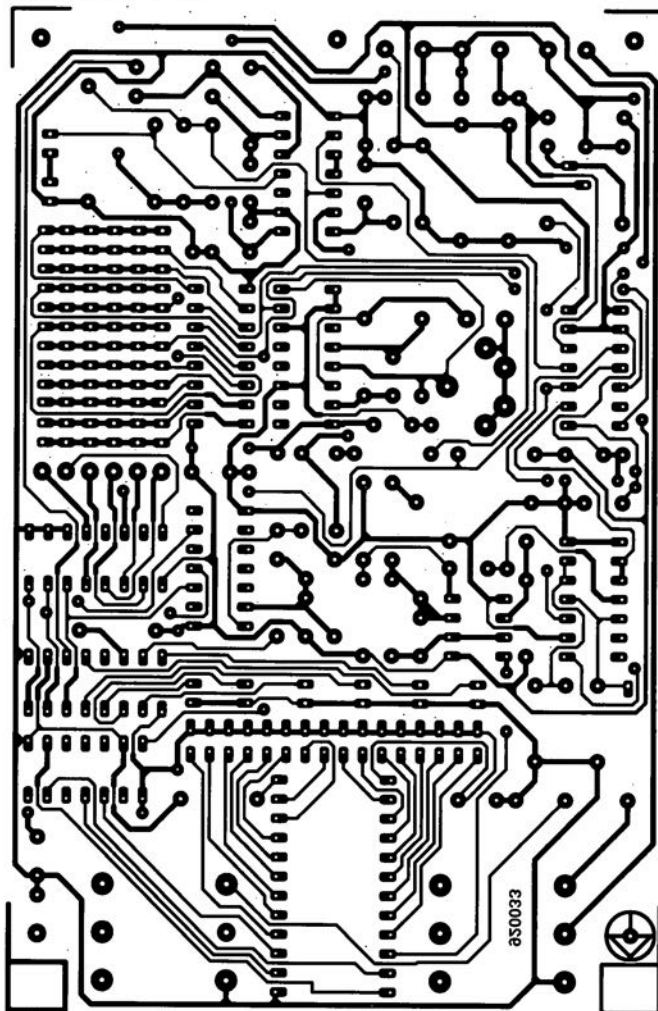
commutateur automatique pour imprimante

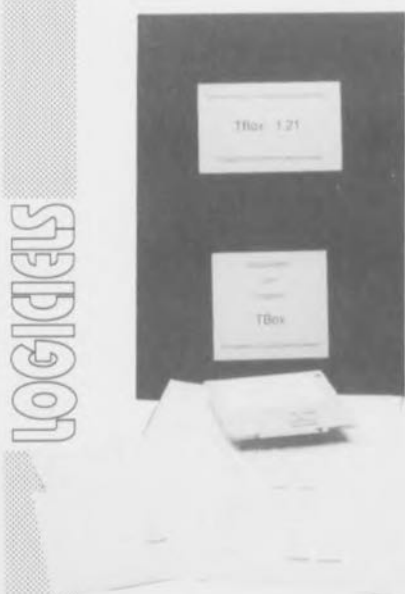


testeur de lignes RS232



diapason pour guitare





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.

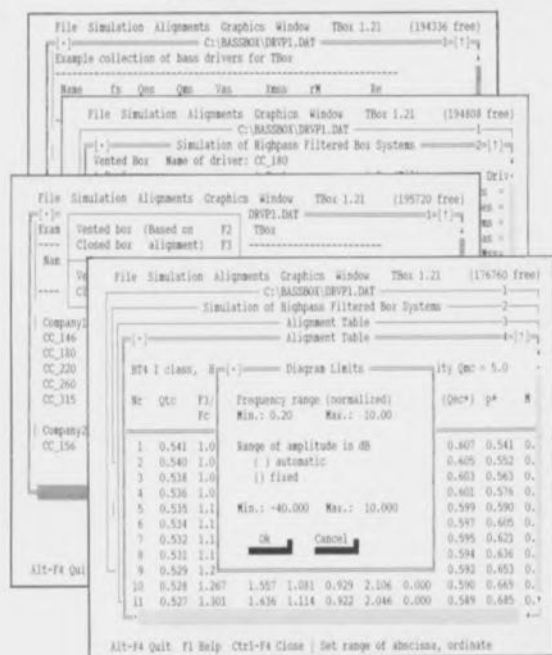


Figure 1. Quelques recopies d'écran sur imprimante prises au hasard des pérégrinations dans le programme.

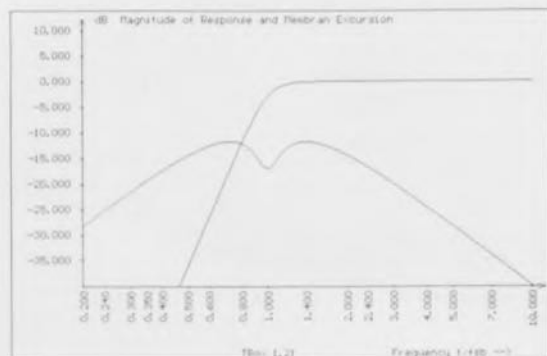


Figure 2. Le résultat de quelques secondes (!!!), avec un coprocesseur de calculs.

TBox 1.21

Jörg Panzer

Construction d'enceintes acoustiques

TBox, qu'est-ce ?

TBox est un logiciel de simulation du comportement d'enceintes de graves, du même auteur que celui auquel nous devons l'ouvrage « Calcul des enceintes acoustiques » (cf. Ref [1]). Il permet le calcul d'enceintes closes, d'enceintes reflex, d'enceintes closes et d'enceintes reflex à filtre passe-haut du second ordre.

Pour qui ce logiciel ?

À chaque fois que nous participons à un salon, nous sommes étonnés de voir combien nombreux sont nos lecteurs enthousiastes à réaliser eux-mêmes leurs enceintes. Il n'existe, jusqu'à présent, que fort peu d'ouvrages et de programmes méritant, d'après les spécialistes, l'intérêt des connaisseurs. Notons cependant qu'il faut déjà avoir une certaine idée de ce que signifient les abréviations f_s , Q_{es} , Q_{ms} , V_{as} et autres R_g , r_M et X_{ms} , pour savoir ce qu'il faut en faire pour obtenir les résultats recherchés. Quoiqu'il en soit, l'ouvrage cité en référence pourra constituer une aide très précieuse.

Et le matériel ?

TBox 1.21 tourne sur tout PC-XT/AT & Compatibles utilisant un DOS (PC- ou MS-) de version 3.2 ou plus récente. L'écran pourra être un écran VGA, EGA, ou Hercules. L'ordinateur doit disposer d'une mémoire de 380 Koctets au minimum, la commande se faisant par souris ou par le clavier. Les graphiques pourront être imprimés par la majorité des imprimantes tant qu'il s'agit de texte, par les imprimantes compatibles HP-PCL, NEC P6 pour les graphiques (diagrammes). Un coprocesseur accélère très sensiblement les calculs mais n'est pas indispensable au fonctionnement du programme. Le programme est écrit en Turbo-Pascal et son environnement est du SAA, avec fenêtres pour les objets.

Comment ça marche ?

C'est ce qu'essaient, très imparfaitement d'ailleurs, d'illustrer, les recopies d'écran utilisées ici en illustration. La prise en main du logiciel (en langue anglaise S.V.P.) ne pose pas de problème. Il suffit de s'aider de la souris pour désigner la fonction que l'on veut voir calculée pour écran après écran,

arriver au résultat recherché qui est un très joli, en VGA surtout, graphique visualisé à l'écran, que l'on peut, si on le désire, faire imprimer par son imprimante matricielle ou laser.

Le prix de ce logiciel est, port, manuel et TVA compris, de 370 DM.

Des améliorations possibles ?

On pourrait reprocher à ce programme d'être, en l'état actuel de son développement, trop statique, ne laissant pas une liberté totale à son utilisateur pour déterminer de A à Z tous les paramètres d'une enceinte dont il aurait imaginé lui-même les caractéristiques. Mais peut-être qu'une version ultérieure... Il faut reconnaître que la concurrence dans le domaine des programmes destinés au calcul des caractéristiques d'enceintes commence à se faire plus acharnée. Nous aurons sans doute l'occasion après les vacances, de vous proposer un programme de ce type nous venant des antipodes, à savoir d'Australie.

En guise de conclusion

Ce programme nous a semblé fort intéressant par sa clarté et ses possibilités en particulier. Nous ne disposons malheureusement pas de suffisamment de place pour entrer plus dans le détail. Nous avons, une fois n'est pas coutume, dérogé à nos règles, décrivant un logiciel doté d'une documentation en allemand, mais nous ne nous sommes décidés à le faire qu'après que l'auteur nous ait assuré, voici plusieurs mois, que la documentation était en cours de traduction par le même traducteur, Mr Kreutz, que celui qui avait effectué la traduction de l'ouvrage donné en référence et qu'elle serait très avancée.

Bibliographie :

[1]. *Le calcul des enceintes acoustiques*
Méthode simple de conception
Jörg Panzer
Publitrone 1990

Ce logiciel a été gracieusement mis à notre disposition par :

Jörg Panzer
Brudermühlstraße 3
W 8000 Munich 70
(République d'Allemagne)
tél. : (89) 72.42.962