

ELEKTOR

électronique

**carte Z-80 Europe
ordinateur mono-carte**

antiparasitage professionnel:

- **suppresseur de crêtes**
- **maton-secteur**



**distributeur
RS232**

**stroboscope
bifonctionnel**



M 1531 - 141 - 21,00 F



3791531021004 01410

SONMAIRE



n°141
mars 1990

Six rubriques différentes, ni plus ni moins!! Après avoir lu ce numéro, vous ne devriez plus, grâce au dispositif de surveillance du secteur, **maton-secteur** et d'un second montage, pratique, l'**écrêteur-secteur** chargé d'éliminer les pics de tension, voir votre PC XT/AT se "croiser les bras" à la moindre surtension du secteur. Un peu d'informatique, avec le **central de distribution RS232** et un **micro-ordinateur mono-carte à Z80**, un rien de vidéo, un zeste d'HF: chacun de nos lecteurs devrait trouver de quoi attendre le prochain numéro d'Elektor.

Services

- 18 **elektor software service (ESS)**
- 18 **liste des circuits imprimés (EPS)**
- 41 **circuits imprimés en libre service**

Informations

- 21 **le ba-ba de l'analogique**
- 40 **chip select**
- 40 **elekture**
- 61 **marché**
- 61 **fort d'elektor: inductancemètre HF - relayeur FM multifonctions**

RÉALISATIONS

Domestique

- 26 **maton-secteur**
- 52 **écrêteur-secteur**

Mesure

- 30 **giga-diviseur**
- 38 **adaptation 10-MHz étalon**

Micro-informatique

- 32 **central de distribution RS232 (1ère partie)**
D.v/d Vliet
- 56 **carte Z-80 Europe**
H. Kolter

Audio-Vidéo

- 43 **commutateur d'intervalle pour caméscope**
Ph. Bosma

Loisirs

- 46 **stroboscope bifonction**

Circuits HF

- 62 **l'après-MEFISTO**
J., J.C. et R. Toussaint

Comparateur de tension

LM311

elektor compocarte

Description générale

Le LM311 est un comparateur de tension qui se contente d'un courant d'entrée extrêmement faible (100 fois moindre que celui du LM710C par exemple). La plage des tensions de service possibles s'étend de 5 V (asy-métrique) jusqu'à ± 15 V (tension d'alimentation standard des amplifi- teurs opérationnels). Sa sortie est compatible TTL et CMOS.
Le LM311 est capable de commander directement des afficheurs ou des relais jusqu'à une tension de 40 V et un courant de 50 mA. Son entrée et sa sortie peuvent être isolées par rapport à la masse du circuit.
Ce circuit intégré est disponible avec différents boîtiers.

Applications:

Oscillateurs, circuits de commande, circuits d'interface.

Fabricants:

Signetics (types LM311 H, N, J, D)
Motorola, Texas Instruments, Thomson, National Semiconductor

Boîtiers 8-PIN DIL (LM311N, LM311J) Brochage



D49

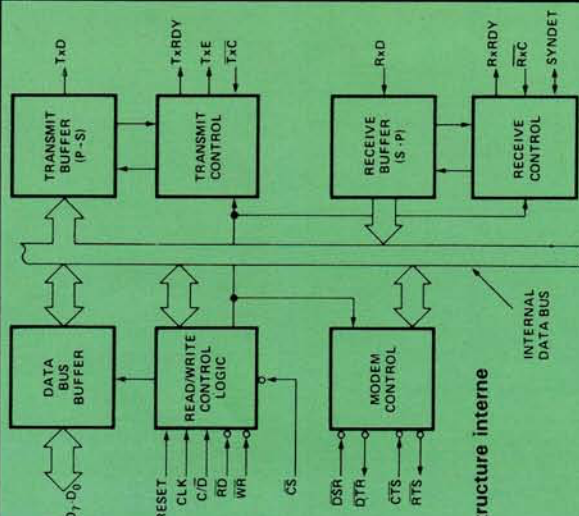
elektor - infocartes

elektor infocarte 168

Le 8251 conçu à l'origine par Intel, et repris depuis par plusieurs fabricants au nombre desquels Toshiba, est un circuit destiné tout spécialement à assurer le transfert de données vers les, et en provenance des, différents microprocesseurs d'Intel. Cette interface d'émission/réception synchrone/asynchrone universelle, puisque c'est très exactement cela que signifie l'abréviation USART (*Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter*) reçoit les caractères en provenance du micro- processeur en format parallèle pour les convertir en un flux de données sérielles. Simultanément, ce circuit peut recevoir des données sérielles auxquelles il donne un format parallèle adapté aux exigences du micro- processeur.

USART 821

Circuits intégrés pour μ -ordinateurs 22



Structure interne

le b.a. – ba de l'analogique

2^{ème} partie: ampli op/comparateur avec hystérésis

L'utilisation d'un amplificateur opérationnel comme simple comparateur de tension permet fort bien de se passer de toute circuiterie externe. La mise en place d'une réaction positive, constituée par deux résistances, il n'en faut pas plus pour disposer de deux seuils de réponse définis.

L'amplificateur opérationnel se transforme ainsi en trigger de Schmitt doté d'une caractéristique intéressante: une forte immunité contre le bruit.

La mise en oeuvre d'un amplificateur opérationnel standard dans le petit circuit de comparateur décrit dans la première partie de cette série d'articles (n°140, février 90) présente un fonctionnement lent. La variation de la tension de sortie n'atteint que $1\text{ V}/\mu\text{s}$, d'où une durée de passage de $+12\text{ V}$ à -12 V de quelque $24\text{ }\mu\text{s}$. Il existe pourtant des circuits intégrés comparateurs "de course" comme le LM311 (temps de réponse typique de 200 ns) et le 710 (réponse typique de 40 ns seulement). Ces circuits intégrés spéciaux se caractérisent par une capacité de commande directe (sans intermédiaire quelconque) de la plupart des circuits numériques. L'amplificateur opérationnel LM311 est doté d'une sortie à collecteur ouvert; la sortie du 710 est, dès l'origine, compatible TTL. Les caractéristiques du LM311 sont reprises dans l'une des infocartes de ce numéro.

Un rien de circuiterie externe suffit à adapter le signal de sortie d'un amplificateur opérationnel standard, tel que le 741, aux exigences des circuits TTL ou CMOS. Dans la figure 1a une diode zener limite la tension positive de sortie à $+4,7\text{ V}$ et la tension négative de sortie à $-0,6\text{ V}$, valeurs permettant l'application du signal de sortie de l'amplificateur opérationnel

aux entrées logiques TTL d'autres circuits intégrés. En choisissant une valeur plus élevée pour la résistance R1 ($1\text{ k}\Omega$ à $10\text{ k}\Omega$) et une valeur de tension zener (pour la diode) qui soit égale à la tension de service du circuit CMOS que le 741 attaque, plus rien ne s'oppose à l'utilisation de l'amplificateur

opérationnel 741 avec un circuit intégré CMOS.

La variante du circuit de la figure 1b comporte deux diodes universelles qui limitent la tension de sortie à $U_b + 0,6\text{ V}$ (D1 conductrice) ou à $U_b - 0,6\text{ V}$ (D2 conductrice). La tension U_b est la tension de service (d'alimen-

tation) du circuit intégré numérique. Pour un circuit intégré TTL cette tension est inévitablement de $+5\text{ V}$, avec une marge tolérée de $\pm 10\%$. Dans le cas des circuits CMOS, la tension d'alimentation devra être comprise entre $+3\text{ V}$ et $+15\text{ V}$ et, nous l'avons déjà mentionné, la valeur de la résistance R1 pourra être augmentée jusqu'à $10\text{ k}\Omega$.

Avec hystérésis: trigger de Schmitt

Un trigger de Schmitt se caractérise par la différence entre la tension d'enclenchement et la tension de déclenchement. Ces deux tensions différentes constituent alors deux seuils de commutation. La différence entre ces deux seuils est appelée tension d'hystérésis, U_H , ou encore tout simplement **hystérésis**.

La figure 2 montre le schéma d'un trigger de Schmitt (inverseur) basé sur un amplificateur opérationnel standard du type 741. L'hystérésis naît d'une réinjection de la tension de sortie à l'entrée non-inverseuse à travers un diviseur de tension (résistances R1 et R2). Puisque la sortie est reliée à l'entrée positive on parle de *réaction positive*. Dans le circuit de la figure 2 le rapport entre les résistances R1 et R2 est de $3:1$; dans ces conditions, on ne trouve

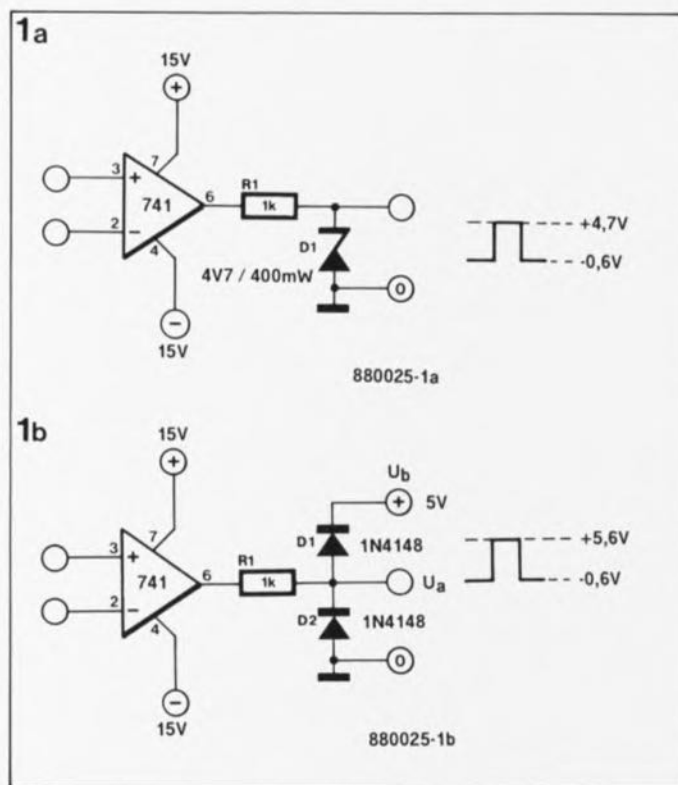


Figure 1. Circuit de limitation de la tension de sortie d'un amplificateur opérationnel destiné à faciliter son utilisation avec des circuits numériques TTL ou CMOS. Cette limitation prend la forme d'une diode zener (figure 1a) ou d'une paire de diodes standard (figure 1b).

toujours à l'entrée positive de l'amplificateur opérationnel qu'un quart de la tension maximale de sortie existante. Comme le montre la figure 2, la tension de sortie U_a peut prendre deux valeurs maximales: $+U_{amax}$ de +13 V et $-U_{amax}$ de -13 V. En accord avec ces valeurs la tension à l'entrée positive sera égale au quart de ces valeurs, c'est-à-dire de +3,25 V ou de -3,25 V. On aura ainsi deux points, appelés seuils de commutation pour la tension d'entrée U_e : le premier seuil, dit "seuil supérieur" (U_{S1}), se manifeste lorsque la tension d'entrée est plus positive que +3,25 V et entraîne un passage (commutation) de la sortie de +13 V à -13 V. Le second seuil, le "seuil inférieur" (U_{S2}), produit une commutation de la sortie de -13 V à +13 V quand la tension d'entrée est plus négative que -3,25 V.

La réaction positive a un double effet: la commutation s'accélère en raison de la "réinjection" du signal de sortie sur l'entrée positive. Simultanément on constate une stabilisation de l'état de la sortie puisque la tension à l'entrée positive passe à l'autre niveau de commutation.

Il existe, entre les deux seuils de commutation de +3,25 V et -3,25 V, une "zone morte" dans laquelle il ne se passe rien: l'hystérésis.

Un changement minime de la tension d'entrée, dû par exemple à une superposition de bruit, n'a plus d'effet sur l'amplificateur opérationnel. La figure 3 donne une représentation graphique du comportement de commutation. La direction des flèches fournit une indication quant au sens de la variation de tension lors d'un suivi de la courbe de l'hystérésis. Si la tension d'entrée U_e se trouve dans le domaine de l'hystérésis, la tension de sortie U_a dépend de ce qui s'est passé auparavant: si U_e était plus positive que U_{S1} , U_a sera négative; si U_e était, au contraire, plus négative que U_{S2} , U_a sera positive.

Le rapport du diviseur de tension joue un rôle primor-

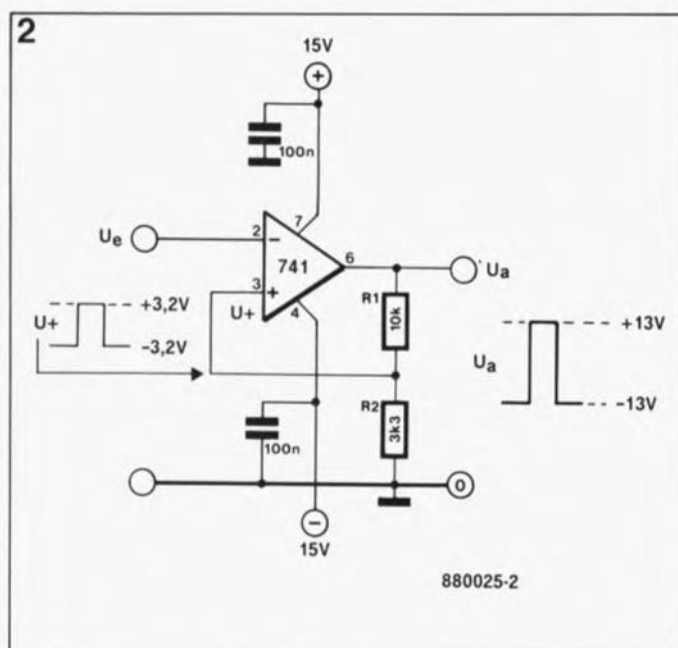


Figure 2. Trigger de Schmitt inverseur. Lors d'une commutation, la réinjection à travers le diviseur de tension que constituent les résistances R1 et R2 de la tension de sortie entraîne une variation de la tension U_+ appliquée à l'entrée positive. A l'inverse de ce que l'on constate dans le cas d'un comparateur, les tensions de déclenchement et d'enclenchement ont des valeurs différentes (les seuils de commutation).

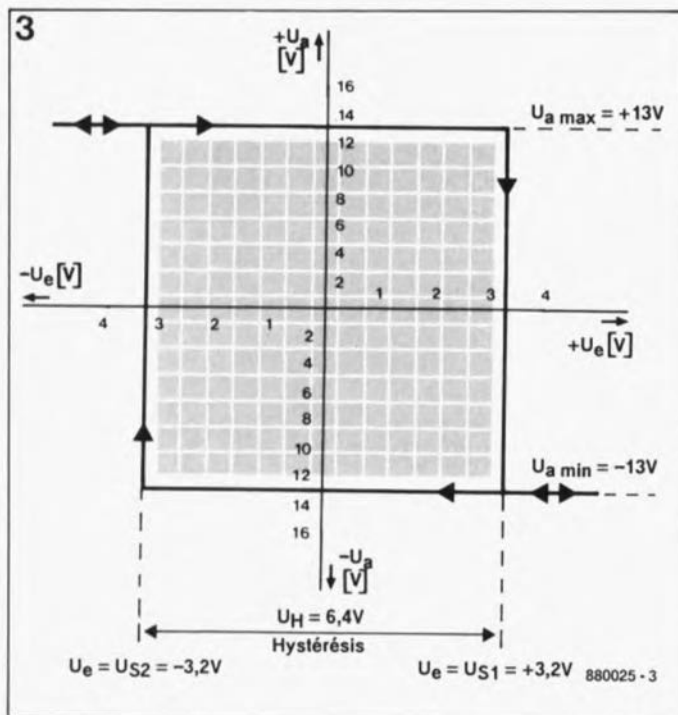


Figure 3. Courbe statique des caractéristiques du trigger de Schmitt de la figure 2. Le domaine entre les deux seuils de commutation constitue l'hystérésis.

dial dans le calcul des seuils de commutation et dans celui de l'hystérésis. Les deux formules ci-après permettent de déterminer les seuils de commutation:

$$U_{S1} = U_{amax} \cdot \frac{R2}{R1 + R2} \text{ et}$$

$$U_{S2} = U_{amin} \cdot \frac{R2}{R1 + R2}$$

L'hystérésis est représentée par la différence entre les seuils de commutation, $U_{S1} - U_{S2}$, ce qui donne l'équation suivante:

$$U_H = [U_{amax} - U_{amin}] \cdot \frac{R2}{R1 + R2}$$

En prenant les valeurs de la figure 2, on aura comme résultat:

$$U_H = [+13 \text{ V} - (-13 \text{ V})] \cdot \frac{3\text{k}\Omega}{13\text{k}\Omega}$$

$$U_H = 26 \text{ V} \cdot 0,248 = 6,45 \text{ V.}$$

La figure 4 illustre l'une des applications des plus importantes du trigger de Schmitt: la transformation de n'importe quel signal d'entrée (un signal triangulaire dans le cas présent) en signal rectangulaire bien propre.

Trigger de Schmitt non-inverseur

Le signal d'entrée U_e du trigger de Schmitt de la figure 2 est appliqué à l'entrée inverseuse (négative). Cette approche entraîne une variation du signal de sortie inverse de celle du signal d'entrée, phénomène que les deux graphiques de la figure 4 montrent éloquemment. Si l'on veut avoir un comportement non-inverseur il faut faire en sorte que la tension U_e attaque l'entrée positive. Comme l'illustre la figure 5, U_e est appliquée à l'extrémité du diviseur de tension qui, dans la figure 2, était reliée à la masse. Maintenant c'est l'entrée négative que l'on a reliée à la masse.

Ce trigger de Schmitt fonctionne, comme on peut se l'imaginer, de la même façon que le premier, à ceci près qu'il *n'inverse pas*. Cela implique que le signal de sortie a la même apparence que le signal d'entrée, ce que démontre d'ailleurs la figure 8.

Afin de comprendre le fonctionnement du trigger de Schmitt il suffit d'en examiner les entrées: puisque l'entrée négative est reliée à la masse, il y aura une commutation de la sortie à chaque fois que le niveau de l'entrée positive passe par 0 V. La valeur de U_e produisant une tension égale à 0 volt est à nouveau fonction du rapport des résistances R1 et R2 du diviseur de tension et aussi de la tension de sortie U_a . Tant que la valeur des résistances n'est pas trop élevée, le courant appliqué à l'entrée de l'amplificateur opérationnel est négligeable et le diviseur de tension est flottant. Pour éviter que la figure 6 ne

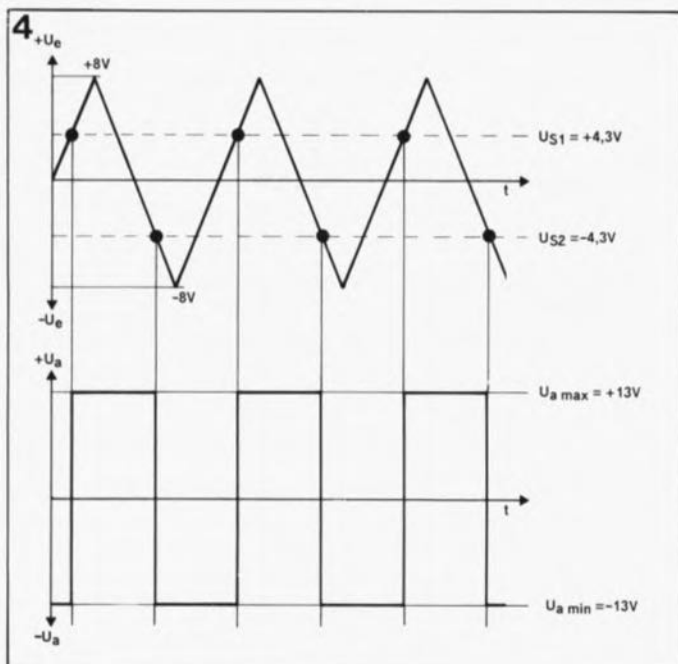


Figure 4. Illustration graphique de la transformation d'une tension d'entrée triangulaire en un signal rectangulaire par le trigger de Schmitt.

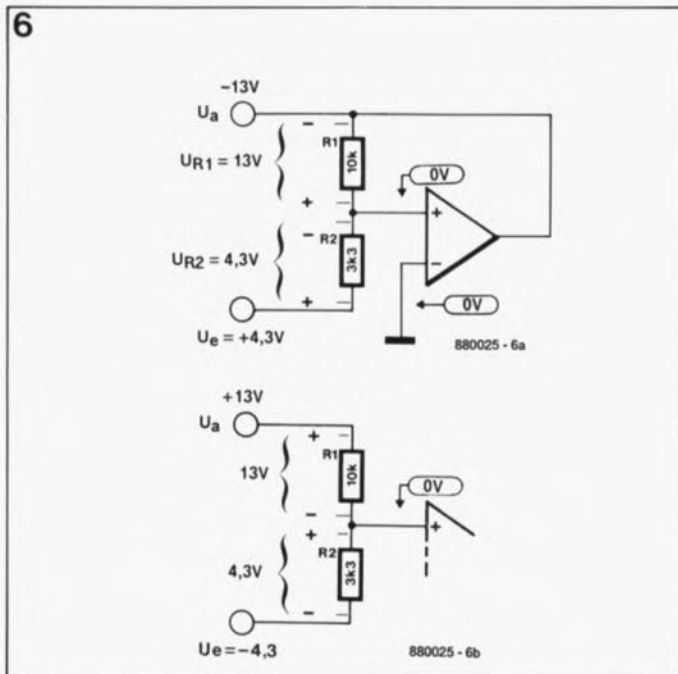


Figure 6. La tension se répartit entre l'entrée et la sortie en fonction des valeurs des résistances. L'amplificateur opérationnel produit une commutation lorsque la tension appliquée à l'entrée positive dépasse 0 volt. Le schéma 6a montre les rapports de tension lors de la commutation avec une tension négative en sortie. Le dessin 6b illustre la situation dans le cas d'une tension positive à la sortie.

devienne trop complexe, nous avons subdivisé cette figure en deux. Ces deux illustrations montrent les tensions aux bornes des composants du diviseur de tension.

Lorsque U_a est négative ($U_{amin} = -13\text{ V}$) il existe une tension de 13 V aux bornes de la résistance R1 à l'instant de commutation ($U_+ = 0\text{ V}$). Comme le courant à travers la

résistance R2 doit être égal à celui qui circule par la résistance R1, il est très facile de déterminer la chute de tension à travers la résistance R2: puisqu'il y a une chute de tension de 13 V à travers une résistance de 10 k Ω , la situation pour la résistance de 3 k Ω devrait être la suivante:

$$\frac{13\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} \cdot 3\text{ k}\Omega.$$

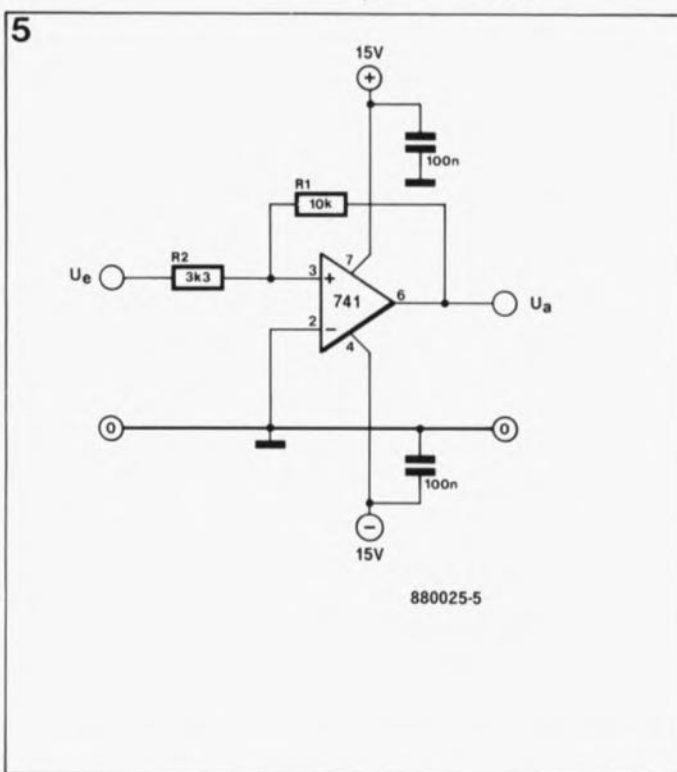


Figure 5. Trigger de Schmitt non-inverseur. Le diviseur de tension se trouve entre la tension de sortie et la tension d'entrée.

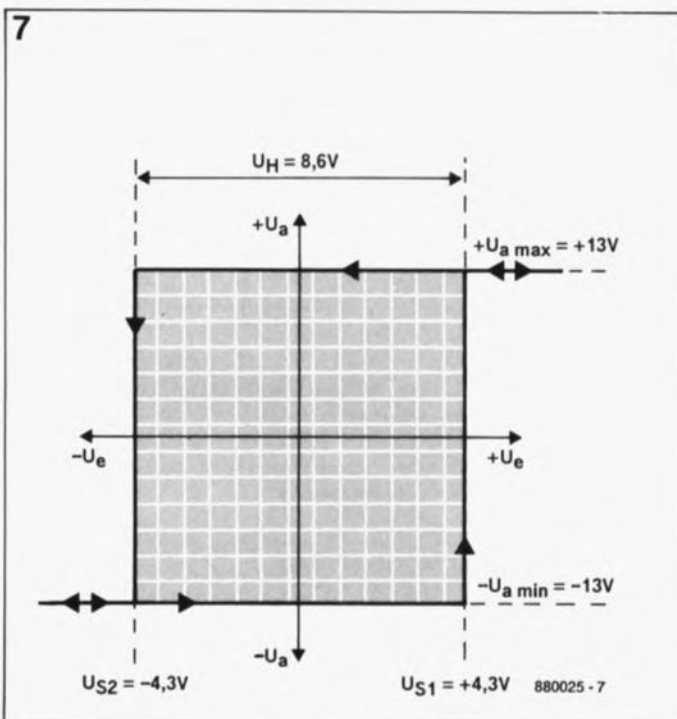


Figure 7. Représentation graphique de la courbe caractéristique du trigger de Schmitt non-inverseur de la figure 5.

Le résultat de ce calcul, 4,3 V environ, nous donne aussi le premier seuil de commutation, dont la vraie formule est:

$$U_{S1} = -U_{amin} \cdot \frac{R2}{R1}.$$

Le moins donne le signe du résultat de cette équation: tant que la tension U_{amin} est négative, la tension de seuil U_{S1} est positive.

Dans l'exemple de la figure 6a, la tension au point nodal du diviseur de tension dépassera 0 V quand la tension d'entrée U_a franchira le seuil de commutation de 4,3 V dans le sens croissant. La sortie sera positive et passera à une tension de +13 V. La réaction positive à l'aide de la résistance R1 entraîne une accélération de ce processus. A cause de la

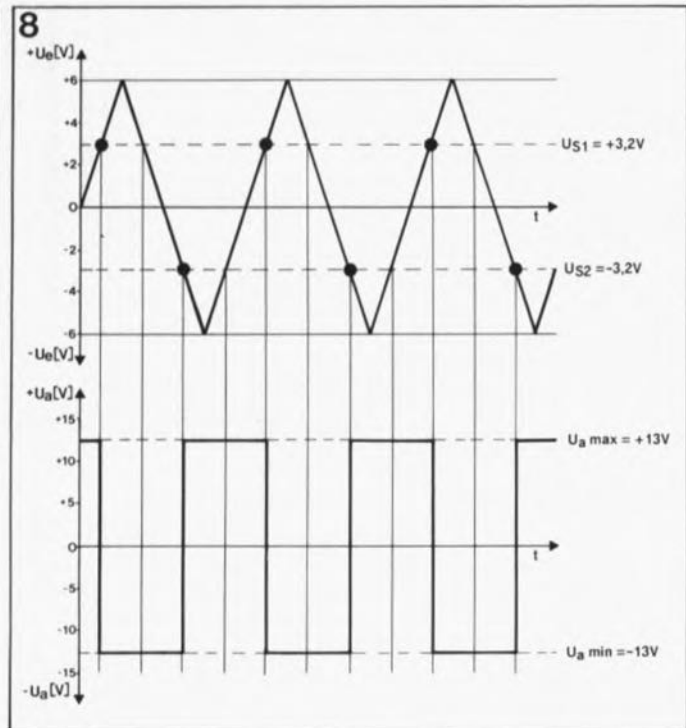


Figure 8. Transformation d'un signal triangulaire en signal rectangulaire par un trigger de Schmitt non-inverseur.

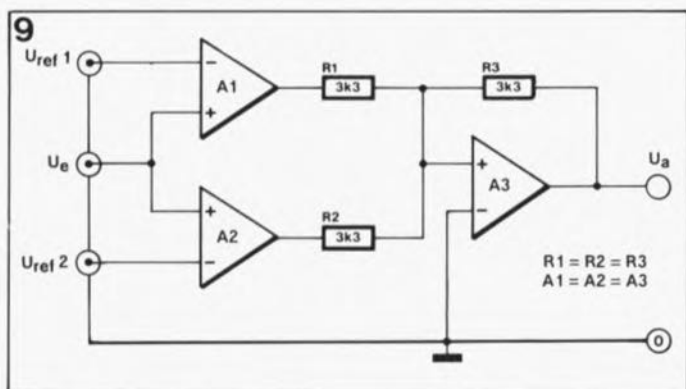


Figure 9. Trigger de Schmitt de luxe à trois amplificateurs opérationnels. Les seuils de commutation de ce trigger de Schmitt ultra-précis sont définis par les tensions de référence U_{ref1} et U_{ref2} . Pour ne pas trop compliquer les choses, nous n'avons pas représenté les tensions d'alimentation.

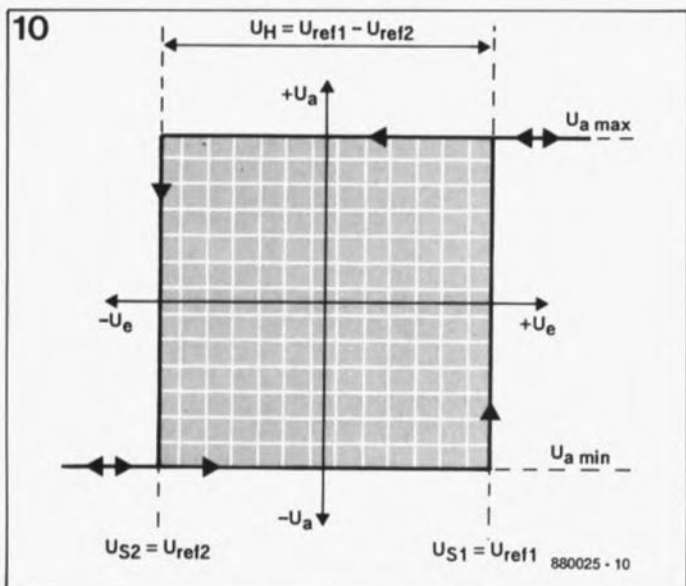


Figure 10. Comportement de commutation du trigger de Schmitt de précision de la figure 9.

tension positive de +13 V à la sortie, la polarité des tensions appliquées aux résistances du diviseur de tension changera elle aussi. Pour obtenir à nouveau une tension de 0 V à l'entrée positive de l'amplificateur opérationnel il est nécessaire que la tension U_e appliquée à la résistance R_2 soit de -4,3 V. Ceci nous donne une nouvelle formule dont le résultat indique le second seuil de commutation:

$$U_{S2} = -U_{amax} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Le calcul de l'hystérésis s'effectue à l'aide de la formule ci-après:

$$U_H = \frac{R_2}{R_1} \cdot U_{amax} - U_{amin}$$

Trigger de Schmitt version de luxe

Le trigger de Schmitt de la figure 9, faisant appel à trois amplificateurs opérationnels, permet un réglage à la fois précis et confortable à l'aide de deux tensions de référence (U_{ref1} et U_{ref2}). Les deux amplificateurs opérationnels d'entrée sont des comparateurs "ordinaires" effectuant une comparaison de la tension d'entrée U_e et des tensions de référence U_{ref1} et U_{ref2} . Le troisième amplificateur opérationnel constitue un trigger de Schmitt non-inverseur qui additionne (sommateur) les signaux de sortie des deux comparateurs par l'intermédiaire d'une paire de résistances (R_1 et R_2). Puisque les résistances R_1 , R_2 et R_3 ont toutes la même valeur on peut se passer de calculs compliqués pour déterminer les seuils de commutation.

A condition que la tension de référence U_{ref1} ait toujours une valeur supérieure à celle de U_{ref2} , U_{ref1} représente le seuil de commutation supérieur alors que le seuil de commutation inférieur est défini par la tension de référence U_{ref2} :

$U_{ref1} = U_{S1}$ et $U_{ref2} = U_{S2}$. Naturellement l'hystérésis, U_H , devient: $U_{S1} - U_{S2}$ ou, si vous préférez: $U_{ref1} - U_{ref2}$.

Le comportement de ce trigger de Schmitt de luxe (et

de précision!) est identique, comme on peut le voir dans la figure 10, à celui de son homologue non-inverseur de la figure 5.

Comparateur avec hystérésis

Le trigger de Schmitt est doté de seuils de commutation fixes et d'une seule entrée. Afin d'améliorer son immunité contre les parasites, on peut doter toutefois un comparateur, avec ses deux entrées, d'une hystérésis en faisant appel à une réaction positive. Le principe du schéma de la figure 11 est identique à celui du trigger de Schmitt inverseur de la figure 2. A une différence près: la résistance R_2 du diviseur de tension (R_1 et R_2) de l'entrée positive de l'amplificateur opérationnel n'est pas reliée à la masse pour disposer d'une tension de référence comme sur le schéma de la figure 2. Au contraire, on applique une tension de référence variable (U_{ref}) à l'extrémité de cette résistance.

L'examen du graphique de la figure 12 nous montre fort bien que l'hystérésis n'est plus symétrique par rapport à l'axe 0 V. La tension de référence U_{ref} constitue le nouvel axe médian de l'hystérésis. Le calcul pour déterminer l'hystérésis est identique à celui utilisé dans le cas d'un trigger de Schmitt inverseur:

$$U_H = (U_{amax} - U_{amin}) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

En règle générale, on adopte une hystérésis — notons au passage que l'on dit également hystérèse — légèrement supérieure au niveau de bruit que l'on prévoit.

Dans le cas d'un comparateur utilisé dans un circuit de thermostat, l'hystérésis permet également le réglage de la fréquence des commutations et l'ajustage de la plage battue entre les températures de commutation. Un potentiomètre utilisé pour le réglage de la tension de référence U_{ref} permettra de fixer la température requise. Tant que la tension U_a est positive, l'appareil de chauffage est en fonction. La tension aux

bornes du capteur de température ($= U_e$ du comparateur) va augmenter. Lorsque cette tension dépasse la valeur choisie, d'un nombre de volts donné ($U_H/2$ plus précisément), la sortie passe du niveau positif au niveau négatif et met le chauffage hors fonction. Avant qu'il n'y ait une nouvelle mise en fonction, la température ($= U_e$) devra chuter d'une valeur égale à l'hystérésis; de 20°C à 19°C par exemple. La température réelle se situe alors aux environs de $19,5^\circ\text{C}$.

Pour obtenir une hystérésis faible par rapport à la tension de référence U_{ref} , il faut modifier les valeurs des résistances $R1$ et $R2$ de sorte que la résistance $R1$ soit plus grande que $R2$. Si l'on adopte les valeurs du schéma de la figure 11 on obtient l'hystérésis suivante:

$$U_H = (U_{amax} - U_{amin}) \cdot \frac{R2}{R1 + R2} = 26 \text{ V} \cdot \frac{3\text{k}\Omega}{103\text{k}\Omega} = 0,83 \text{ V}.$$

Pour éviter toute dérive, il est primordial, surtout lors de l'utilisation de résistances de valeur élevée, de placer à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel une résistance de valeur identique à celle attaquant l'entrée non-inverseuse ($R3 = 3\text{k}\Omega$). Les courants d'entrée de l'amplificateur opérationnel produisent une chute de tension, qui, dans le cas de résistances d'entrée de valeurs différentes, est la cause d'une différence de tension entre les entrées et partant d'un "décalage" (offset) supplémentaire. Un courant d'entrée de 500 nA — valeur la plus défavorable pour un 741 — entraîne, aux

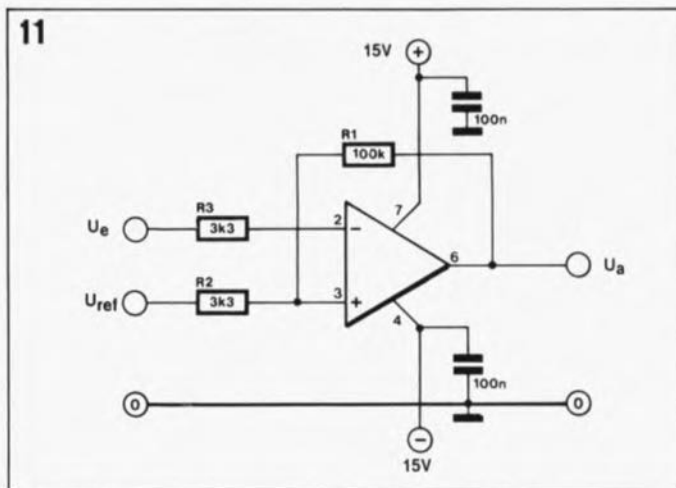


Figure 11. La mise en place d'une résistance de réaction positive ($R1$), dote le comparateur d'une hystérésis.

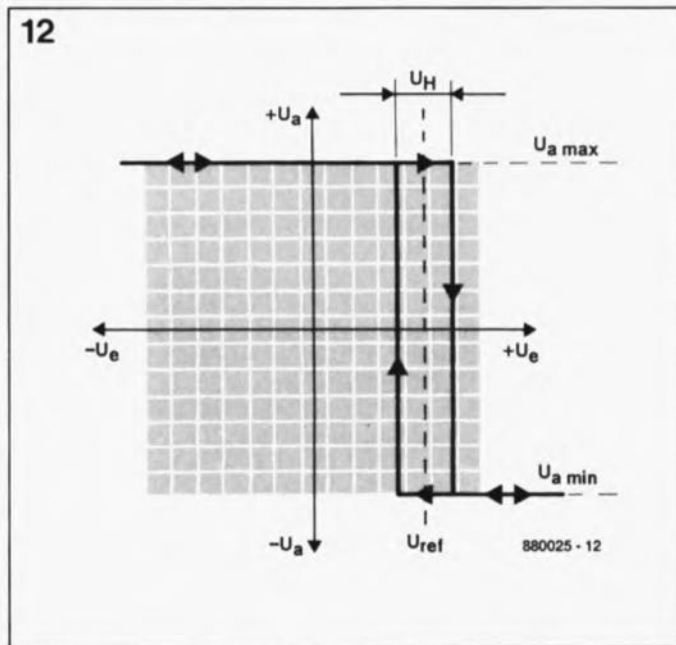


Figure 12. Comportement de commutation du comparateur avec réaction positive. L'hystérésis U_H produit un retard de la commutation. Avec ce circuit, il ne peut y avoir de commutation que pour une tension d'entrée dont la valeur est inférieure ou supérieure à la somme de la tension de référence et de la moitié de l'hystérésis, U_H .

bornes d'une résistance de $100 \text{ k}\Omega$, une chute de tension de 50 mV .

Conseils pratiques

Dans tous les schémas de cet

article on retrouve des condensateurs de 100 nF connectés aux lignes d'alimentation de l'amplificateur opérationnel. Ces condensateurs, céramiques de préférence, servent au

découplage de la tension d'alimentation; il est recommandé de les placer aussi près que possible des broches concernées.

Il est également important de veiller à ce que les fils de câblage ou les pistes qui véhiculent le signal de sortie ne soient pas disposés trop près des connexions ou des pistes des signaux d'entrée. Il faut réduire au strict minimum la longueur de toute connexion aux entrées d'un amplificateur opérationnel pour éviter l'intrusion de signaux parasites qui se traduisent par du ronflement, de la surmodulation ou un couplage réactif indésirable.

Les **résistances d'entrée** auront, de préférence, une valeur faible, non seulement pour se mettre à l'abri de problèmes de décalage, mais aussi pour réduire la sensibilité du montage aux parasites. Des résistances importantes associées à des capacités parasites, produisent un couple R.C. qui introduit des constantes de temps, causes de ralentissement des commutations.

Il faut savoir que des circuits à résistances de valeur faible présentent un fonctionnement plus rapide. Dans le cas de l'amplificateur opérationnel 741, une valeur de résistance d'entrée inférieure à $10 \text{ k}\Omega$ est favorable; elle est acceptable (à la rigueur) jusqu'à $100 \text{ k}\Omega$ et devient source de problèmes au-delà de $500 \text{ k}\Omega$.

Dans la troisième partie de cette série d'articles nous poursuivons notre (re)découverte de l'analogique et vous proposerons quelques exemples d'applications pratiques.

THCT12016N, THCT12024N et THCT12316

Devant le succès rencontré par sa gamme actuelle de codeurs incrémentaux (la famille THCT2000 de "Smart PartsTM"), Texas Instruments a développé trois nouvelles versions de ces circuits.

Ce sont les THCT12016N, THCT12024N et THCT12316.

Les codeurs incrémentaux sont des mono-circuits facilitant l'interface d'un microprocesseur avec des systèmes mécaniques.

Les codeurs enregistrent les

signaux à partir des détecteurs inclus dans le système et les utilisent pour déterminer la direction et le déplacement de l'équipement. Ils sont particulièrement utiles dans des applications telles que les robots, les imprimantes, les traceurs, les boules suiveuses, les machines-outils, les tours de précision et les convoyeurs.

Les THCT12016NJ et THCT12024N sont des versions améliorées des circuits THCT2000.

Le THCT12016N utilise un compteur 16 bits cascable (comme le THCT2000) mais fonctionne à une fréquence d'horloge atteignant

CHIP SELECT

20 MHz (contre 6,7 MHz pour le THCT2000).

Le THCT12024N utilise un compteur 24 bits non cascable et peut donc être fabriqué en boîtier plat de 24 broches, offrant une solution plus économique que le THCT2000.

Le THCT12316 est constitué de trois THCT2000 intégrés sur le même circuit.

Il peut ainsi être utilisé pour

contrôler des systèmes mécaniques opérant en trois dimensions. Cette caractéristique est particulièrement intéressante dans les applications robotiques.

Il possède trois registres 16 bits cascable et fonctionne à une fréquence d'horloge de 15 MHz.

*Texas Instruments France
BP 67*

78141 Vélizy-Villacoublay Cedex

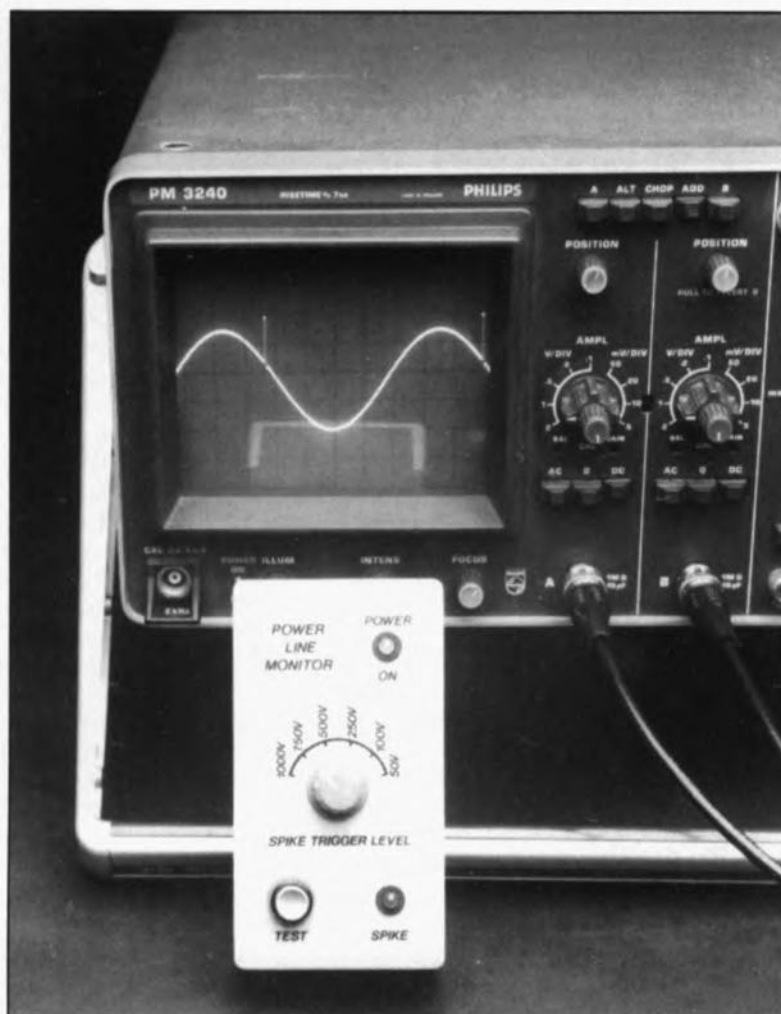
maton-secteur

220 V: l'ultime limite

Il n'est pas exceptionnel aujourd'hui que le possesseur d'un ordinateur ou tout autre système numérique rencontre occasionnellement des problèmes dont l'origine reste mystérieuse. S'il est évident que la raison de cette perturbation n'est ni matérielle, ni logicielle il ne reste qu'une seule explication: la source des problèmes est d'origine extérieure. Dans quatre vingt dix pour cent des cas c'est à une crête de la tension secteur (ou "spike" comme disent les anglophones) que sont dûs ces mystérieux ennuis.

Le montage décrit dans cet article vous permet d'évaluer "in situ" la qualité de la tension secteur et d'envisager, si nécessaire, la mise en place d'un filtre secteur. Le circuit fournit une indication sonore et lumineuse, au passage de chaque crête de tension.

maton: gardien(ne) de prison; surveillant incorruptible et intraitable ayant l'oeil à tout dans un établissement pénitencier.



Caractéristiques techniques

- sensibilité (niveau de déclenchement) ajustable par pas: 50 V, 100 V, 250 V, 500 V, 750 V, 1000 V;
- temps de réponse < 50 ns;
- découplage galvanique de la sortie par opto-coupleur ($U_{CEmax} = 32 V$);
- Alimentation par le secteur;
- Signalisation lumineuse et sonore lors de la détection de crête de tension.

Ceux de nos lecteurs qui se servent régulièrement d'un ordinateur vous confirmeront sans aucun doute que ces appareils font parfois montre d'un comportement étrange, *black out* de l'écran, pertes de mémoire, redémarrage impromptu, tous phénomènes que l'on peut attribuer aux crêtes de tension. Il n'est pas inhabituel qu'un appareil branché sur le secteur soit endommagé ou — pire encore — détruit irrémédiablement à cause d'une crête de tension; il n'est pas exceptionnel en effet qu'un pic de tension atteigne une valeur dépassant de plusieurs centaines de volts celle de la tension normale.

À l'énumération de quelques-unes des exigences du cahier des charges auquel doit se conformer un détecteur de "spikes", il est clair que sa réalisation risque de rencontrer certains problèmes:

- L'apparition d'une crête de tension est imprévisible;
- La durée de l'augmentation de tension est extrêmement brève;
- Il n'est pas exceptionnel que l'on ait affaire à une tension supérieure à 1000 V;
- Il y a inévitablement un couplage galvanique (électrique) entre l'appareil de détection et le secteur.

Et pourtant voici un montage!

La figure 1 illustre le principe de fonctionnement de notre détecteur-de-crêtes-de-tension-véhiculées-par-le-secteur, que, pour des raisons évidentes de facilité, nous avons baptisé "maton-secteur".

La première étape du traitement consiste en un redressement de la

tension du secteur à l'aide du pont de redressement que constituent les diodes D1 à D4. Le circuit comporte une résistance de charge, R9; à ses bornes nous retrouvons la tension secteur redressée et présentant une fréquence de 100 Hz, ainsi que les crêtes, redressées elles aussi. Puisque les crêtes de tension ont une caractéristique de haute fréquence (H.F.), il est très facile de les séparer de la tension normale en faisant appel à un filtre passe-haut, constitué ici par le condensateur C1 et la résistance d'entrée du détecteur, R_i ($f_{-3\text{dB}} = 16\text{ kHz}$, $\tau = 10\text{ }\mu\text{s}$). Dans ces conditions, on ne trouve plus à l'entrée du détecteur que les crêtes de tension. L'impression que l'on pourrait avoir de l'inutilité de la résistance R9 est fautive; ce composant est extrêmement important. En absence de cette résistance, le condensateur C1 se chargerait jusqu'à la valeur de crête de la tension du secteur (310 V). Dans ce cas-là les diodes du pont de redressement ne redeviendraient conductrices que lors d'un dépassement de cette valeur de crête. Par conséquent, une crête de tension de 200 V proche du passage par zéro, serait bloquée par le pont de redressement. Il est évident que ceci empêcherait toute détection, enlevant toute efficacité au circuit. La

présence de la résistance R9 force la tension aux bornes du condensateur C1 à suivre assez fidèlement la tension redressée du secteur. Le pont de redressement ne bloque plus les crêtes, qui, puisqu'elles sont trop rapides pour que le condensateur C1 puisse les suivre, arrivent aux bornes de la résistance R_i. Ce ne sont pas uniquement des crêtes de tension produisant une surtension que l'on trouve à l'entrée du détecteur mais aussi des creux de tension — "dips" — en anglais — sources de sous-tension. Il nous faut toutefois avouer, qu'en raison de sa simplicité, notre circuit ne signale (par informations visuelle et acoustique) que les crêtes de tension produisant une surtension.

Le détecteur

La figure 2 vous propose le schéma électronique complet de notre "maton-secteur". Comme nous l'avons vu lors de l'examen de la figure 1, la tension secteur subit un redressement à double alternance par la présence des diodes D1 à D4. Le choix des diodes du type 1N4007 s'explique par l'une de leurs propriétés: elles sont capables de bloquer des tensions de crête jusqu'à 1 500 V_p, caractéristique essentielle, est-il nécessaire de le préciser, dans le cas d'un circuit de

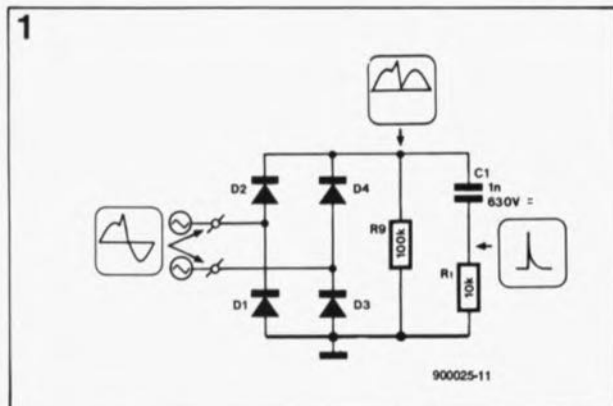


Figure 1. Le schéma de principe d'un circuit séparant les crêtes de surtension véhiculées par la tension secteur de celle-ci.

détection des crêtes de la tension du secteur.

La valeur de 100 k Ω attribuée à la résistance R9 répond à une double exigence: il faut trouver une valeur maximale qui entraîne une dissipation acceptable et une valeur minimale qui permette une décharge efficace du condensateur C1. Un filtre passe-haut, constitué par le condensateur C1 et les résistances R1 à R8, est pris en parallèle sur la résistance R9. Il est primordial que le condensateur C1 ait une tension de service de 630 V puisqu'on lui applique la tension redressée du secteur (plus de 300 V).

Seules les crêtes de tension arrivent au diviseur de tension constitué par

2

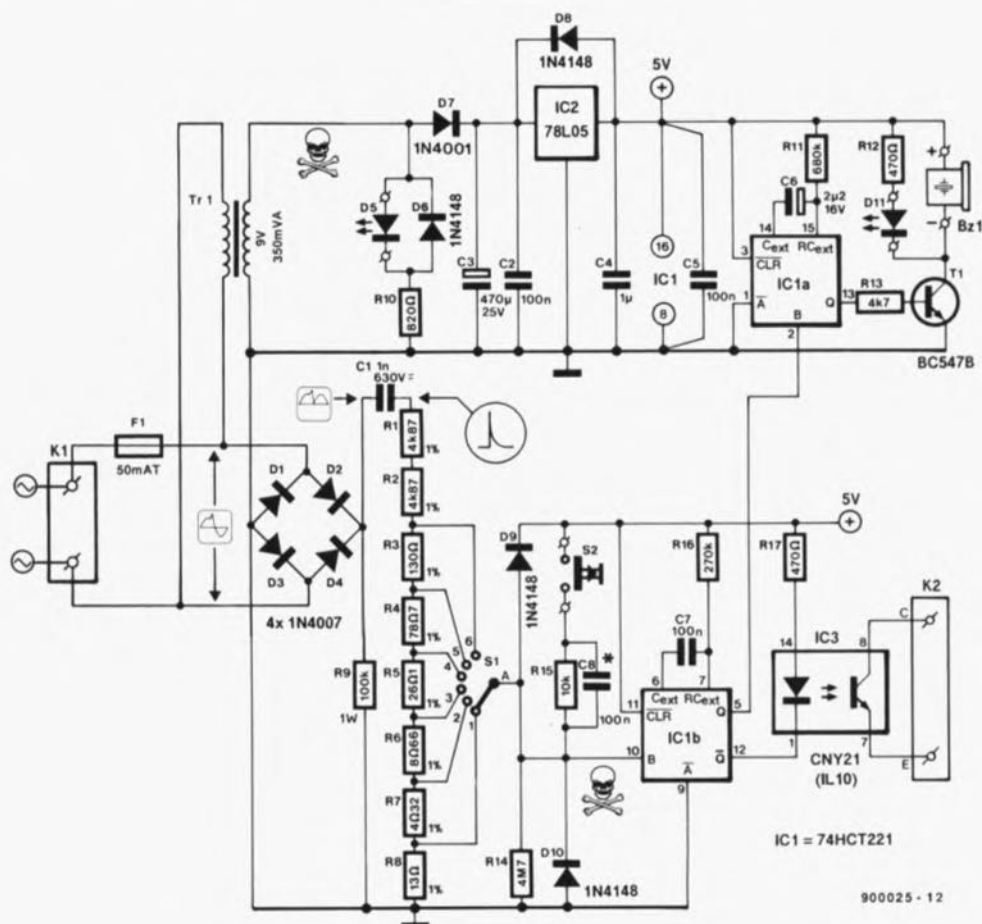


Figure 2. L'électronique complète de "maton-secteur".

Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du détecteur de crêtes superposées à la tension du secteur.

Pour obtenir une information correcte du fonctionnement des multivibrateurs en cas d'action sur le bouton-poussoir S2, il faudra ajouter un condensateur, C8, à l'endroit correspondant sur cette sérigraphie.

Liste des composants

Résistances:

R1, R2 = 4k Ω 87/1%
R3 = 130 Ω /1%
R4 = 78 Ω 7/1%
R5 = 26 Ω 1/1%
R6 = 8 Ω 66/1%
R7 = 4 Ω 32/1%
R8 = 13 Ω /1%
R9 = 100 k Ω /1W
R10 = 820 Ω
R11 = 680 Ω
R12, R17 = 470 Ω
R13 = 4k Ω 7
R14 = 4M Ω 7
R15 = 10 k Ω
R16 = 270 k Ω

Condensateurs:

C1 = 1 nF/630 V
C2, C5, C7, C8* = 100 nF
C3 = 470 μ F/25 V radial
C4 = 1 μ F
C6 = 2 μ F/16 V radial

Semi-conducteurs:

D1 à D4 = 1N4007
D5 = LED 5 mm verte
D6, D8 à D10 = 1N4148
D7 = 1N4001
D11 = LED 5 mm rouge
T1 = BC547B
IC1 = 74HCT221
IC2 = 78L05
IC3 = CNY21 (Telefunken) ou IL10 (Siemens)

les résistances R1 à R8. L'amplitude de chaque crête est atténuée plus ou moins fortement, en fonction du réglage du commutateur S1, entraînant une sensibilité plus ou moins élevée de "maton-secteur". À travers le contact central A du commutateur rotatif S1, les impulsions atténuées arrivent à l'entrée positive de déclenchement (*trigger*) du circuit intégré IC1b qui constitue le détecteur proprement dit.

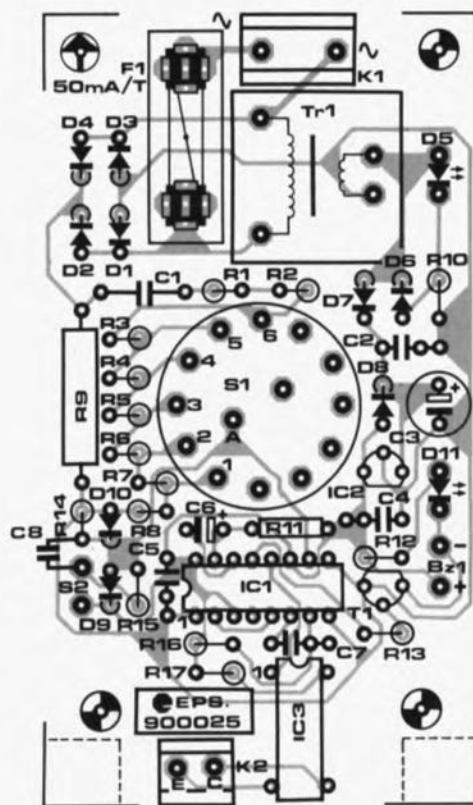
Nous avons utilisé, pour le 74221, une variante HCT pour différentes raisons:

- Ses entrées comportent une protection interne contre les surtensions (valeur typique de 2,5 kV).
- La capacité d'entrée de ce type de circuit intégré est très faible (valeur typique de 3,5 pF).
- Il se contente d'une impulsion de déclenchement d'une durée de 14 ns seulement.

En plus des caractéristiques favorables énumérées ci-dessus, le circuit intégré 74HCT221 présente un niveau de déclenchement (*trigger*) précis, fixé à 1,3 V. Ceci permet l'utilisation d'un simple diviseur de tension pour adapter le niveau de déclenchement à un niveau convenant mieux aux crêtes de tension. Il ne nous semble pas nécessaire de palabrer sur l'utilité de la protection interne contre les surtensions qu'intègre ce circuit HCT; il en va de même en ce qui concerne la très faible largeur de l'impulsion de déclenchement requise. La largeur minimale de cette impulsion nécessaire à notre circuit n'est pas déterminée par les caractéristiques de celui-ci, mais plutôt par le circuit d'atténuation d'entrée (résistances R1 à R8), la capacité des diodes de protection additionnelles, D9 et D10, ainsi que par la capacité de l'entrée de déclenchement. Toute cette circuiterie constitue un filtre passe-bas qui ne permet la détection de crêtes que si leur durée dépasse 50 ns environ.

À l'arrivée d'une crête dont la tension dépasse le niveau de déclenchement ajusté à l'aide du commutateur S1, le multivibrateur monostable IC1b est déclenché. On dispose alors à ses sorties Q et Q' d'une impulsion de 20 ms; ce multivibrateur déclenche à son tour le multivibrateur monostable IC1a. Celui-ci allonge cette impulsion de 20 ms pour en faire une impulsion de 1 seconde environ; c'est la durée de la signalisation sonore (par le buzzer Bz1) et de la visualisation lumineuse (par la diode électroluminescente D11) qui indiquent le

3



passage d'une crête de tension. Le poussoir S2 permet le déclenchement manuel du multivibrateur monostable IC1b en vue de contrôler le fonctionnement correct de cette partie du circuit.

L'impulsion de sortie de IC1b commande en outre l'opto-coupleur (IC3) qui dote notre circuit d'une sortie hors-potential, c'est-à-dire découplée de la tension secteur. Rien ne s'oppose à la connexion à cette sortie d'un instrument de mesure qui vous procurera de plus amples informations sur les crêtes véhiculées par le secteur. Le branchement d'un dispositif de comptage à cet opto-coupleur fournit une indication sur le nombre de "spikes" constatés au cours d'une période donnée. En utilisant cet opto-coupleur pour commander une horloge, il sera possible, par exemple, de déterminer l'heure exacte de l'apparition d'une crête et donc d'en déduire la provenance (probable). On peut même brancher un oscilloscope (à mémoire) afin d'examiner la raison pour laquelle l'ordinateur ou un autre circuit réagit d'une façon si bizarre aux crêtes de tension secteur. Comme la commande de l'opto-coupleur par le multivibrateur monostable IC1b n'est pas très efficace, puisqu'il s'agit d'une variante HCT, il est primordial

que la résistance externe prise dans la ligne du collecteur du phototransistor du circuit intégré IC3 ait une valeur égale ou supérieure à 10 k Ω . Cette condition est indispensable à la commande en saturation du phototransistor.

Le circuit ne s'alimente pas directement sur le secteur comme il aurait été pratique de l'envisager dans le cas présent. Il se procure sa tension d'alimentation de façon "classique": à travers le transformateur Tr1 et le régulateur de tension tripode IC2. Attention cependant! L'absence de découplage galvanique entre les deux parties du circuit sous-entend qu'il est extrêmement dangereux de toucher même la partie de basse-tension du circuit lorsque celui-ci est relié au secteur.

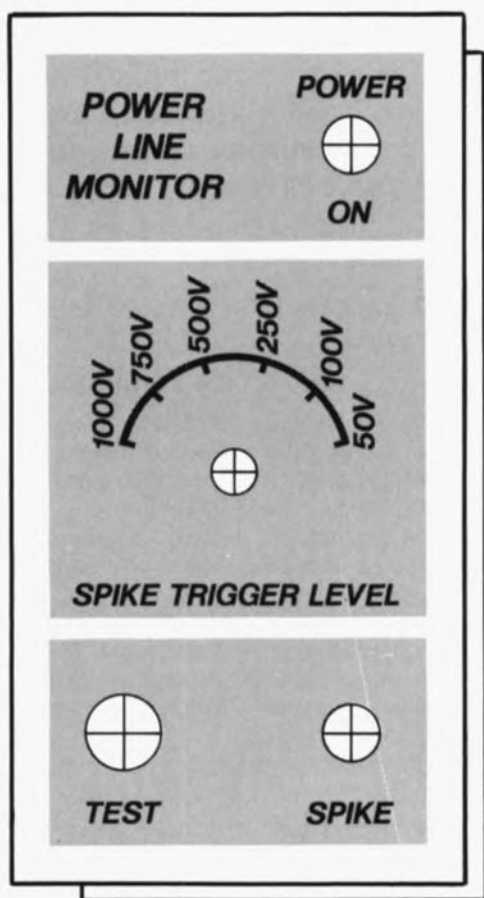
Le circuit imprimé

Afin de vous permettre la réalisation d'un appareil présentant toutes les garanties de sécurité, nous avons prévu un circuit imprimé sur lequel prennent place tous les composants; il pourra être implanté dans un boîtier en plastique à fiche secteur incorporé. Une extrême prudence est requise lors d'essais de ce circuit puisque l'ensemble est relié au potentiel du secteur.

Ce n'est qu'en aval de l'opto-coupleur IC3 (bornier K2) que l'on



4



900025-F

Notice d'emploi:

- Commutateur S1: réglage de la sensibilité (niveau de déclenchement). Seules sont détectées les crêtes qui dépassent le niveau ainsi prédéfini.
- Poussoir S2: test des multivibrateurs.
- LED D5: indicateur marche/arrêt.
- LED D11 et Bz1: indicateurs de détection de crêtes.

se trouve en présence d'un découplage galvanique. Pour éviter de rétablir un couplage électrique entre ce bornier et le reste du circuit, il est primordial d'alimenter tout appareil y étant connecté soit à l'aide d'un module d'alimentation distinct soit par piles. Pour les mêmes raisons de sécurité, il est impératif d'utiliser un commutateur rotatif à axe plastique et d'encastrement le bouton-poussoir dans le boîtier de manière à interdire tout contact avec ses parties métalliques.

Il existe un moyen très simple pour vérifier le fonctionnement du "maton-secteur". Vous le branchez à proximité (10 m au maximum) d'un ensemble d'éclairage à tubes lumineux (TL), appelé en langage courant éclairage au néon. Il suffit ensuite d'allumer et d'éteindre plusieurs fois l'éclairage. Nous avons remarqué qu'en cas de mise du commutateur S1 à sa sensibilité maximale, le circuit répond tout de suite aux crêtes produites par ces commutations de l'éclairage. Nous avons également constaté une diminution progressive de la sensibilité du circuit, soit lors de l'accroissement de la distance entre le circuit et l'éclairage TL, soit lors du choix d'une sensibilité moindre par action sur le commutateur S1.

On peut également vérifier le fonctionnement du circuit intégré IC1 en appuyant sur le poussoir S2. Pour assurer un fonctionnement correct de ce poussoir il faudra cependant ajouter un condensateur de découplage (C8), que l'on montera en parallèle sur la résistance R15.

Nous n'avons malheureusement eu cette idée de test qu'une fois lancée la fabrication des circuits imprimés; ceci explique que vous ne trouviez pas, sur la première série de circuits imprimés, d'îlots de soudure pour ce composant.

Cette adjonction ne pose toutefois pas de problème. Comme l'illustre la figure 3, il y a, coté pistes du circuit imprimé, un endroit qui convient parfaitement à la mise en place du condensateur C8, à savoir entre l'une des bornes du bouton-poussoir S2 et l'une des extrémités de la résistance R14, points situés l'un en face de l'autre.

(Attention cependant à ne pas faire d'erreur).

Comme le dit le proverbe: un homme averti en vaut deux. Vous disposez maintenant du moyen de suivre, in situ, la qualité de la tension du secteur.

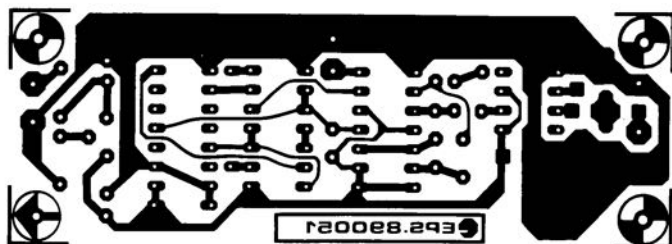
Divers:

- S1 = commutateur rotatif à axe plastique, 2 circuits/6 positions ou 1 circuit/12 positions (à limiter à 6 positions dans ce dernier cas)
- S2 = poussoir momentané avec contact travail
- Bz1 = résonateur piézo 5 V continus (à oscillateur incorporé)
- F1 = fusible 250 V/50 mA retardé
- Tr1 = transformateur miniature encartable 9 V/0,35 VA au secondaire (tel que Hahn BV20 0009 par exemple)
- K1 = bornier double pour circuit imprimé au pas de 10 mm
- K2 = bornier double pour circuit imprimé au pas de 5 mm
- boîtier plastique à fiche secteur mâle incorporée, 120 x 65 x 40 mm (tel que OKW A9020465 ou BOPLA SE430E par exemple)
- bouton pour S1

* voir texte

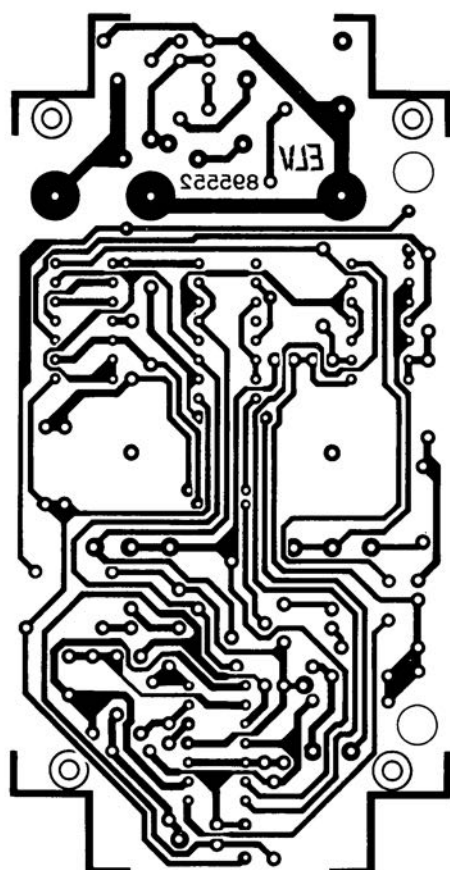
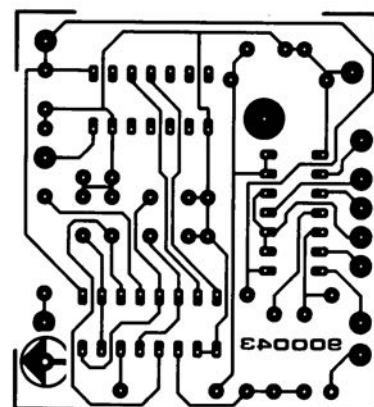
Figure 4. Dessin d'une face avant assurant à ce montage une finition professionnelle. Les tensions indiquées sur l'échelle du commutateur rotatif S1 correspondent à une variation de la sensibilité (qui se traduit elle par une variation inverse du niveau de déclenchement).

SERVICE



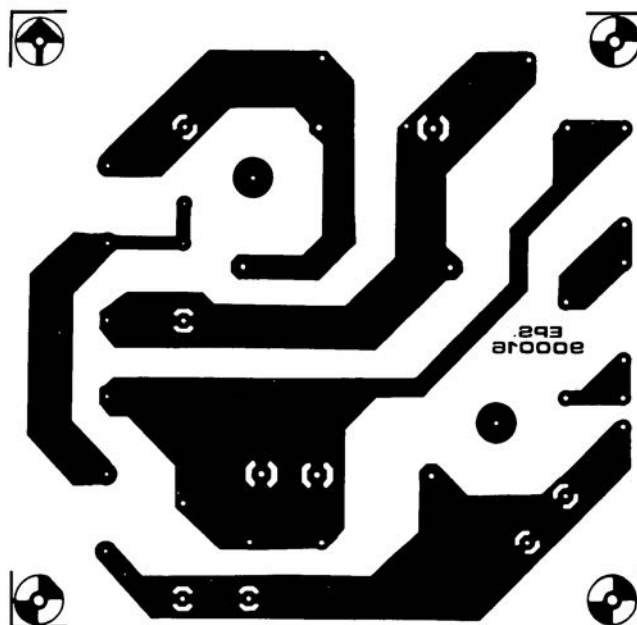
giga-diviseur

L'après-MEFISTO:
"resynchronisateur" multi-mode

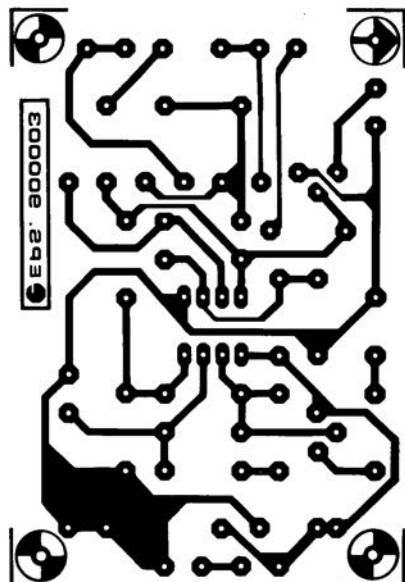
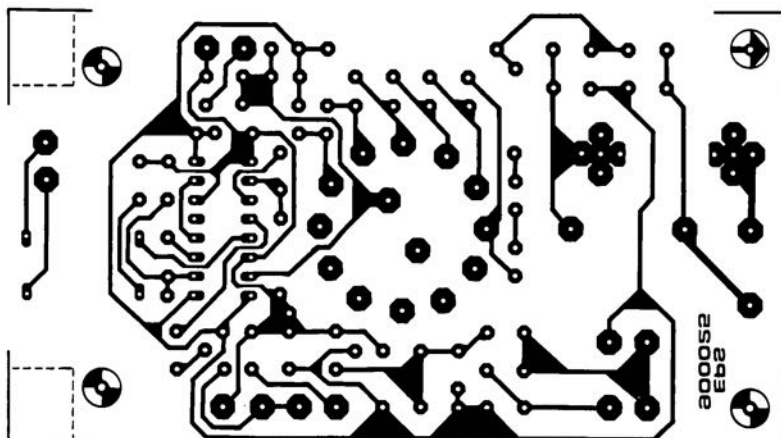


Stroboscope bi-fonction: la platine de commande

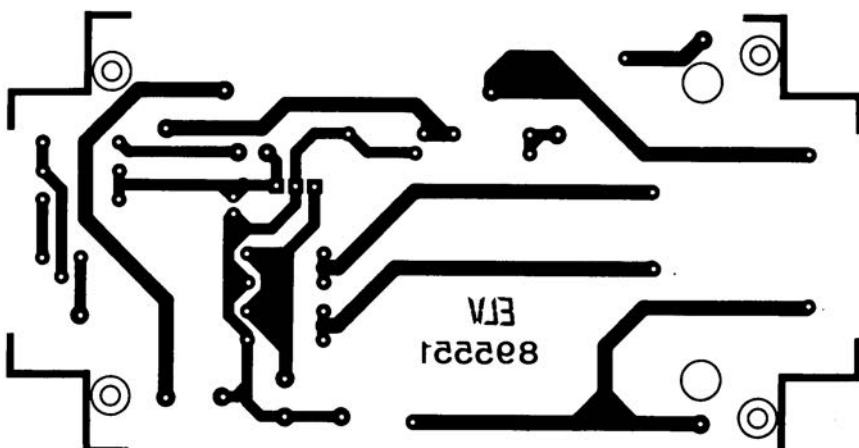
Écrêteur-secteur



Maton-secteur

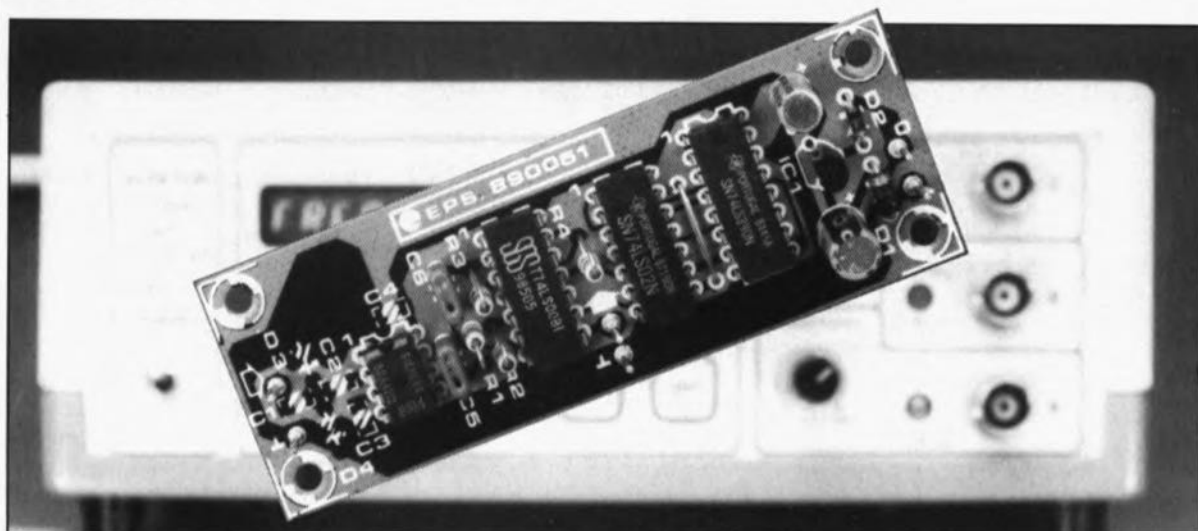


Commutateur d'intervalle pour caméscope



Stroboscope bi-fonction: la platine du transformateur

giga-diviseur



module prédiviseur 1 : 100 pour fréquencemètre

Les fréquencemètres simples ou de prix raisonnable ont souvent un grand inconvénient: leur fréquence maximale se limite généralement à une valeur inférieure à 100 MHz ou — pire encore — inférieure à 10 MHz. Les circuits intégrés prédiviseurs couvrant la plage des gigahertz (GHz), d'où le nom de ce montage, sont souvent très chers et nécessitent en outre un module d'amplification d'entrée.

Le SDA4212 de Siemens vient mettre fin à cette situation; la réalisation utilisant le circuit intégré proposé dans cet article reste d'un prix très abordable.

Le circuit intégré prédiviseur SDA4212 se caractérise par une entrée présentant une sensibilité importante et par un comportement franc et efficace à l'égard des signaux forts. Dans la plage des tensions d'entrée allant de 5 à 400 mV ainsi que dans celle des fréquences s'étendant de 70 à 1 200 MHz — valeurs typiques — il n'est pas nécessaire de procéder à une adaptation de la tension d'entrée, condition dont ne pouvaient se passer, jusqu'à présent, de très nombreuses applications. "Autrefois", il fallait tenir compte très précisément de la relation de l'amplitude en fonction de la fréquence si l'on voulait obtenir une division exacte.

Le prototype de notre montage, basé

sur ce circuit intégré prédiviseur tout neuf, accepte à son entrée toute fréquence comprise entre 20 et 1 600 MHz.

La figure 1 montre le synoptique du circuit intégré SDA4212. À l'entrée nous retrouvons un amplificateur différentiel suivi d'un étage diviseur par 64 (lors de l'application d'un niveau haut à la broche 5) ou par 256 (si la broche 5 est mise au niveau bas). À la sortie nous voyons un étage de commande symétrique, qui prend la forme d'une paire de transistors et d'une source de courant et transmet après division, vers la

broche 6 ou 7 du circuit intégré le signal de niveau ECL (*Emitter Coupled Logic*), c'est-à-dire $1 V_{CC}$.

Le fonctionnement du circuit

Les deux diodes Schottky, D3 et D4, protègent l'entrée de signal du SDA4212 contre des tension trop fortes. L'entrée M, reliée à la tension d'alimentation positive, se trouve par conséquent au niveau haut ("1") ce qui entraîne une division par 64 de la fréquence d'entrée. L'application d'un niveau bas ("0") à cette broche produit une

Figure 1. Synoptique du circuit intégré SDA4212.

Caractéristiques techniques:

Plage des fréquences d'entrée:

typ.: 70 à 1 200 MHz
max.: 20 à 1 600 MHz

Sensibilité d'entrée:

5 mV

Niveau maximum de la tension d'entrée:

400 mV

Rapport de division:

1:100

Technique de division:

Facteur double

Niveau de sortie:

TTL

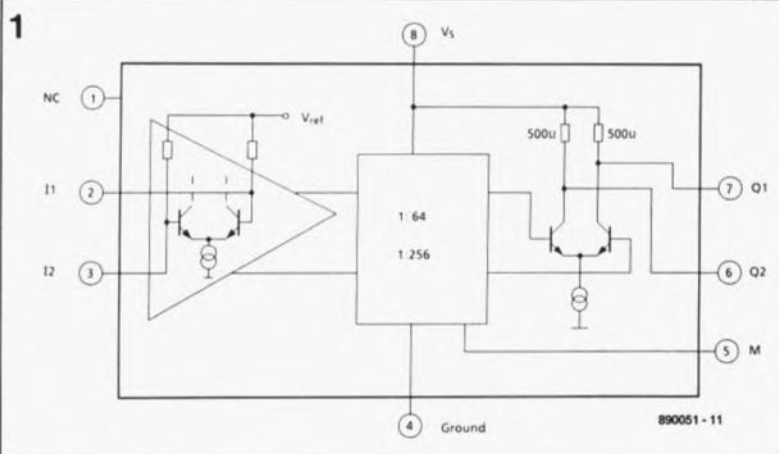
Consommation de courant:

50 mA max.

Tension d'alimentation:

min.: 8 V

max.: 20 V



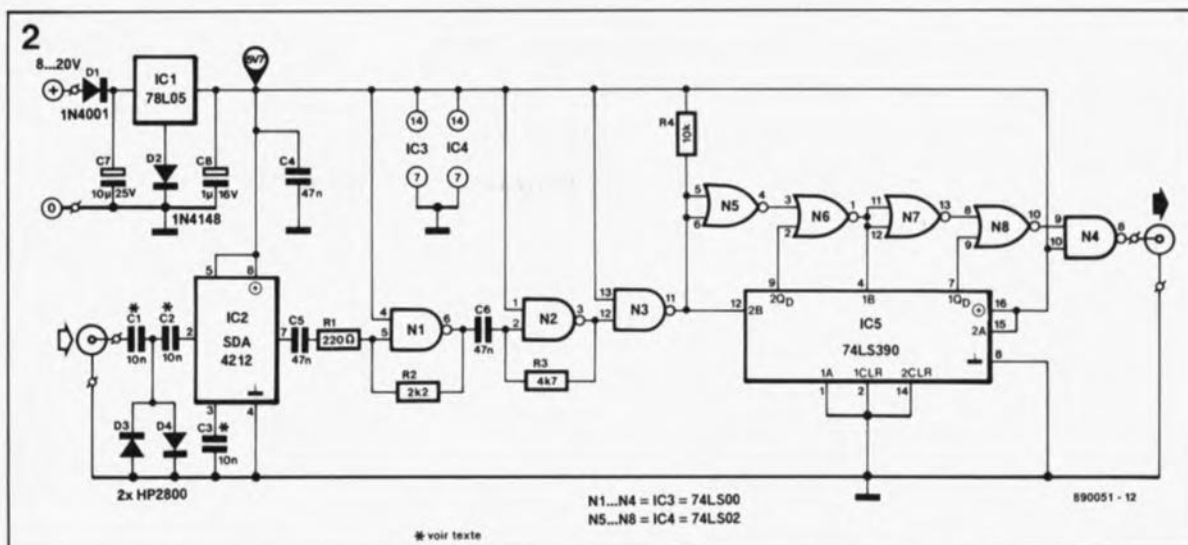


Figure 2. Le schéma du module prédiviseur 1 : 100 présente plusieurs avantages dont les plus marquants sont une grande simplicité et un excellent fonctionnement et ceci à un prix défiant toute concurrence!

division par 256; nous n'utiliserons pas ici cette seconde possibilité. À cause de la logique ECL de ce circuit le signal de sortie que nous retrouvons à la broche 7 n'est pas compatible TTL et se caractérise par des flancs relativement peu accentués.

La conversion du signal d'un niveau ECL vers un niveau TTL se réalise à l'aide de trois portes logiques "NON - ET" (NAND), N1 à N3, intégrées dans un 74LS00 (figure 2). La porte N1 constitue un amplificateur à gain de 10 (10 x) couplé en alternatif et doté d'une réaction sous la forme des résistances R1 et R2. La porte N2 amplifie une nouvelle fois ce signal tout en le limitant à un niveau TTL. On dispose ainsi d'un signal TTL impeccable à la sortie de cette porte. La technique de conversion de niveau logique tout juste décrite est facile à réaliser, n'exige aucun réglage et présente en outre une insensibilité remarquable aux variations de la température ambiante.

Le circuit intégré placé en aval, un double compteur décimal du type 74LS390, comporte deux diviseurs par 5. Le niveau de la première sortie Q_D (broche 9) n'est haut ("1") que lors de la réception de la cinquième impulsion. À cet instant le signal appliqué à l'entrée du 74LS390 apparaît sous forme inversée à la sortie de la porte N5. Le signal est donc bloqué par la porte N6 pendant 1/5 du temps alors qu'il

peut passer pendant les autres 4/5 du temps. Autrement dit: l'entrée du deuxième diviseur par 5 ne reçoit que 4 des 5 impulsions.

Dans le second diviseur l'histoire se répète. Les portes N5 et N7 servent à la compensation du retard que subit le signal dans les diviseurs et à l'utilisation de la totalité de la bande passante du 74LS390.

Nous retrouvons ainsi à la sortie un signal multiplié par:

$$\frac{1}{64} \times \frac{4}{5} \times \frac{4}{5}$$

c'est-à-dire 0,01, et qui correspond donc à 1 % de la fréquence d'entrée. Nous aurions également pu dire que le signal avait été divisé par 100. Les diviseurs fonctionnant selon ce principe sont appelés diviseurs à double facteur. Ils ont pourtant un petit inconvénient: le signal de sortie n'est pas régulier. La combinaison constituée par notre montage et un fréquencemètre est insensible à cet inconvénient. À l'inverse, un fonctionnement de ce montage avec des circuits de PLL (*Phase Locked Loop* = boucle à asservissement de phase) est parfaitement impossible.

L'alimentation de notre montage est la simplicité même et ne devrait pas poser le moindre problème. Elle comporte un régulateur de tension du type 7805 dont la tension de sortie est augmentée jusqu'à 5,7 V en raison de la présence de la diode D2 dans la ligne de masse. Cette

tension d'alimentation légèrement accrue a un effet favorable sur la bande passante de IC2.

La diode D1 sert à protéger le circuit contre une inversion de polarité, danger qui est loin d'être imaginaire puisque la consommation faible de notre circuit (30 à 50 mA) permet d'envisager l'utilisation de piles.

Le montage

L'examen de la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la figure 3 permet de retrouver quelques composants CMS qui nous ont permis de réaliser une connexion HF des plus courtes entre l'embase d'entrée et le SDA4212. Les caractéristiques HF du dessin du circuit imprimé (présence d'un plan de masse, interconnexions courtes) contribue à l'insensibilité du circuit face aux parasites. Pour cette même raison il ne saurait être question d'utiliser un support pour le SDA4212. Bien que les diodes D3 et D4 ne soient pas du type CMS, elles prennent place sur le côté cuivre de la platine. Après l'implantation des composants il faudra disposer une tôle de blindage du côté des pistes du circuit imprimé. Est-il nécessaire de préciser qu'il faudra disposer l'ensemble dans un boîtier métallique ?

Utilisation

La connexion du module prédiviseur au signal à mesurer peut se faire de deux façons. La miniaturisation de notre circuit permet de le munir d'un morceau de fil qui fera office d'antenne; on réalise ainsi une connexion capacitive. Si vous préférez une connexion inductive pour des applications à faible impédance, vous pourrez doter l'entrée d'une boucle filaire. On arrive, de cette façon, à maintenir la charge de circuits résonants ou celle appliquée à un oscillateur à une valeur aussi faible que possible. ■

Liste des composants:

Résistances:

R1 = 220 Ω
R2 = 2kΩ
R3 = 4kΩ
R4 = 10 kΩ

Condensateurs:

C1 à C3 = 10 nF
céramique (CMS)
C4 = 47 nF céramique (CMS)
C5, C6 = 47 nF
céramique
C7 = 10 μF/25 V
radial
C8 = 1 μF/16 V radial

Semi-conducteurs:

D1 = 1N4001
D2 = 1N4148
D3, D4 = HP2800
IC1 = 78L05
IC2 = SDA4212
(Siemens)
IC3 = 74LS00
IC4 = 74LS02
IC5 = 74LS390

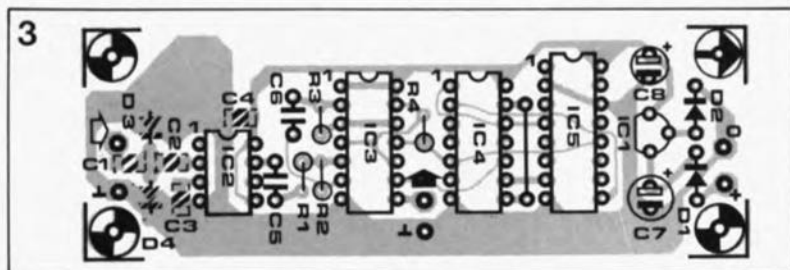
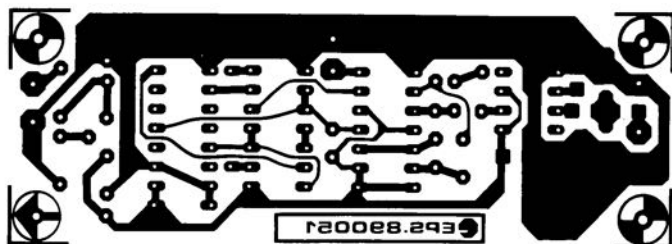


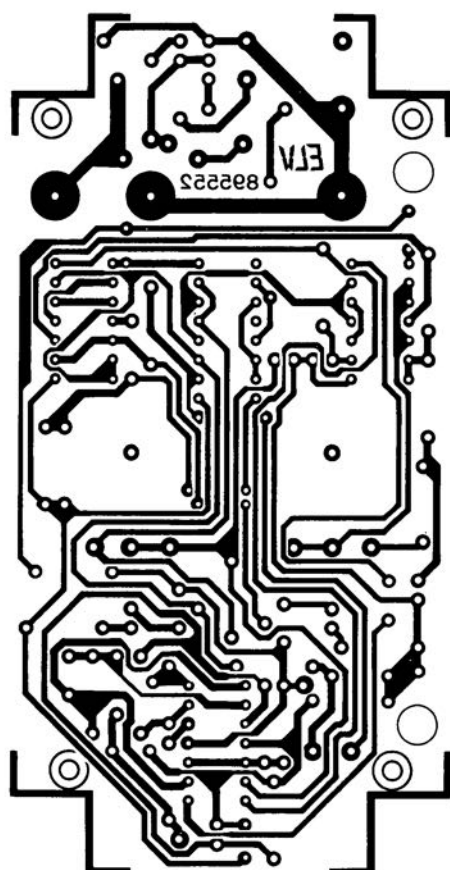
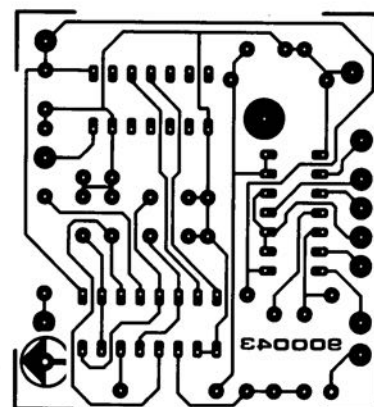
Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du module giga-diviseur. Le dessin des pistes (comme le montre clairement la page "circuits imprimés en libre-service") rappelle beaucoup celui d'un circuit imprimé HF.

SERVICE



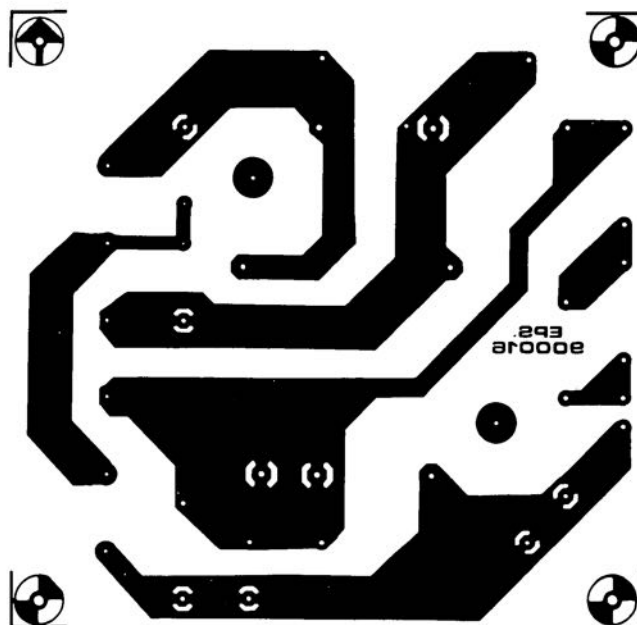
giga-diviseur

L'après-MEFISTO:
"resynchronisateur" multi-mode

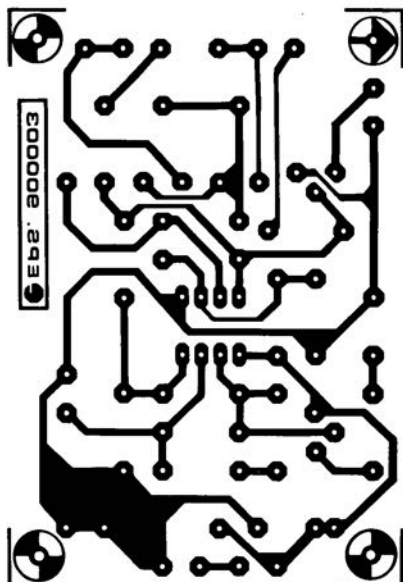
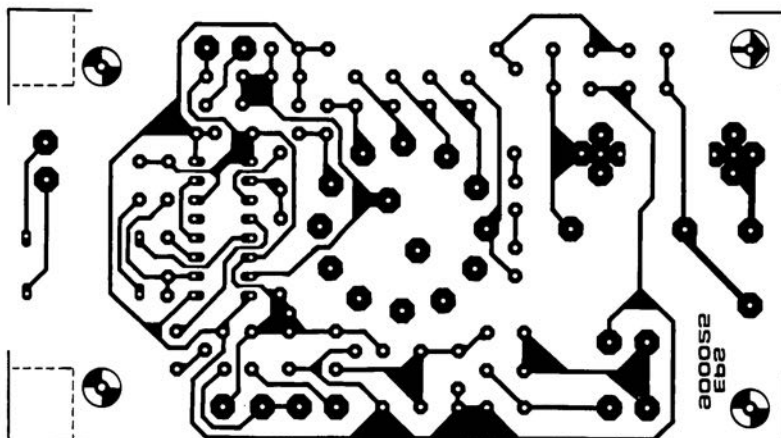


Stroboscope bi-fonction: la platine de commande

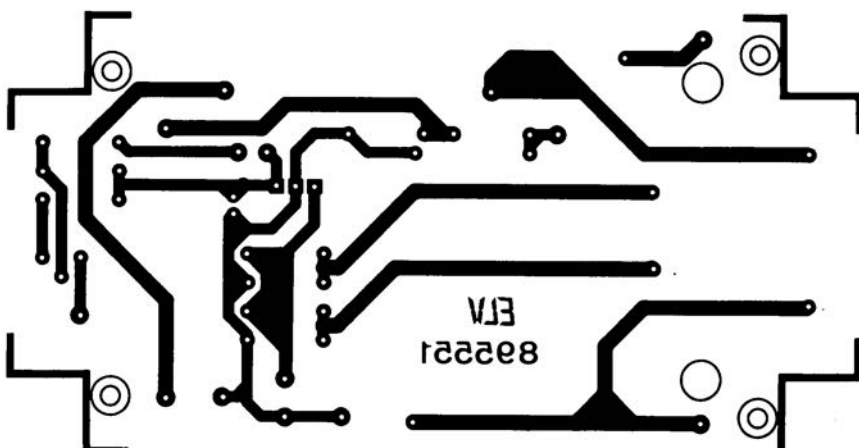
Écrêteur-secteur



Maton-secteur



Commutateur d'intervalle pour caméscope



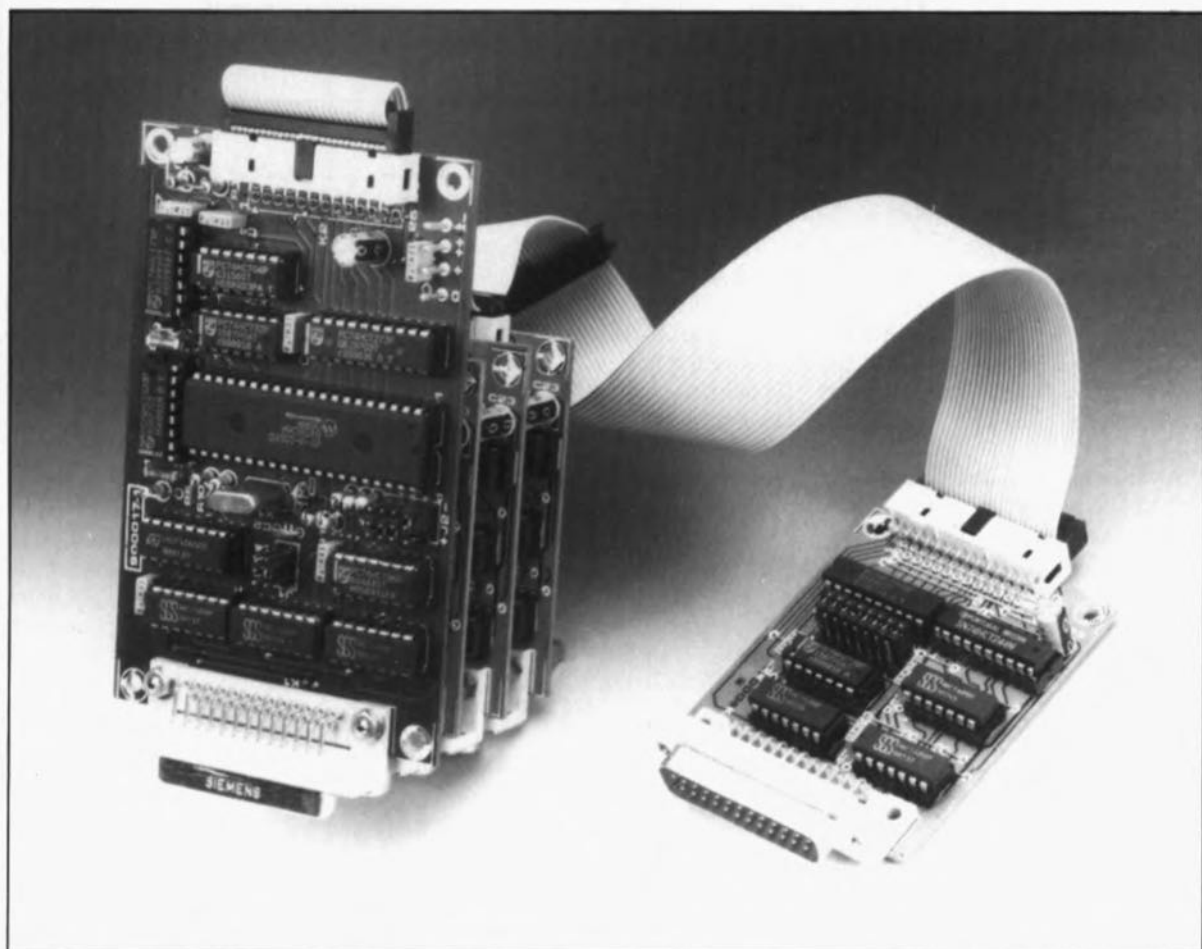
Stroboscope bi-fonction: la platine du transformateur

central de distribution RS232

256 ports RS232 indépendants pour votre ordinateur

D. v/d Vliet

1^{ère} partie:
l'approche
théorique



De nos jours, tout ordinateur digne de ce nom, comporte, outre un port d'imprimante parallèle (Centronics), aussi un port sériel (RS232). Ce type de port a l'avantage de permettre la commande de périphériques situés à une distance relativement importante de l'ordinateur. Comme de plus en plus de périphériques possèdent une interface RS232, la nécessité de disposer d'une sortie RS232 supplémentaire se fait, en pratique, de plus en plus pressante.

Le distributeur RS232 objet de cet article permet la connexion d'un maximum de **256 appareils à un seul port RS232**, la commutation de l'un à l'autre étant purement logicielle.

Caractéristiques techniques:

- Possibilité de connexion d'un maximum de 256 périphériques à un unique port RS232;
- Pas de limitation de la vitesse de transmission;
- Fonctionne avec tous les logiciels;
- Ne nécessite pas d'intervention matérielle sur l'ordinateur;
- Commute les lignes TxD, RxD, RTS, CTS, DTR, DSR, DCR et RI
- N'exige pas d'initialisation;
- Fonctionne indépendamment de la RAZ de l'ordinateur;
- Modulaire, d'où extension facile;
- Fréquence de commutation maximale: 1 000 Hz.

Imprimantes, tables traçantes, digitalisateurs, *scanners*, appareils de mesure en tous genres, voici quelques-uns des périphériques que l'on peut connecter à un port RS232. Le seul problème (et il est d'importance) qui se pose est que la grande majorité des ordinateurs ne possèdent qu'une seule sortie RS232. L'adjonction de sorties RS232 additionnelles n'est pas simple, si tant est qu'elle est possible. La

solution d'ajouter des canaux sériels supplémentaires, lorsqu'elle est envisageable, coûte souvent fort cher. La conséquence de cette situation est que l'on découvre, "honteusement" camouflé derrière l'ordinateur, un enchevêtrement de câbles dans lequel il faut trouver le bon pour connecter le périphérique concerné au système. Et à chaque nouvelle application on enlève le câble précédent pour le remplacer par le suivant. Scénario que connaissent tous les amateurs de systèmes complexes. Qu'il serait agréable de disposer d'un central de distribution RS232 pratique, bon marché et simple, qui permettrait une commutation confortable d'un périphérique à l'autre sans avoir à intervenir sur le câblage. On trouve dans le commerce spécialisé des "boîtes noires" (*switchbox*) qui permettent la connexion de deux périphériques à un port, mais la pratique apprend qu'il s'agit là d'une solution "boiteuse". Il ne faut pas être difficile pour trouver spectaculaire une possibilité d'extension permettant de passer de un à deux périphériques. Comme de plus cette solution nécessite une action sur la boîte de commutation, celle-ci est inévitablement à mettre à proximité immédiate de l'ordinateur, d'où des échafaudages monstrueux.

Le central de distribution décrit ici ne présente pas ces inconvénients spécifiques: il est en effet possible de connecter un nombre impressionnant de périphériques à l'ordinateur et comme la commutation est logicielle, on peut placer le central de distribution relativement loin de l'ordinateur.

RS232, un protocole universel

Le port RS232 est un port de communication utilisé de longue date. Les avantages principaux de ce port sont une insensibilité relative aux parasites, la possibilité d'effectuer des liaisons à distance importante (comparée aux faibles distances "franchissables" en Centronics) et de travailler à toutes sortes de vitesses de transmission. Ce protocole a un autre avantage, intéressant tout particulièrement dans le cas des télécommunications - qui comme l'indiquent leur nom sont des communications à distance en général et ne sont donc pas réservées aux seuls P&T et Telecoms - celui de permettre la transmission des données sur une unique ligne. Ainsi il suffira, pour effectuer la liaison entre l'ordinateur et l'imprimante, de disposer de trois lignes, la première pour l'émission des données, Tx (Transmitted Data), la seconde, Rx (Received Data), pour leur réception) et une ligne de masse (GND). Une liaison parallèle classique ne demande pas moins de 11 lignes - huit pour les données, une ligne pour le signal de validation (*strobe*), une autre pour le signal d'occupation (*busy* ou d'acquiescement (*acknowledge*) et enfin une ligne de masse.

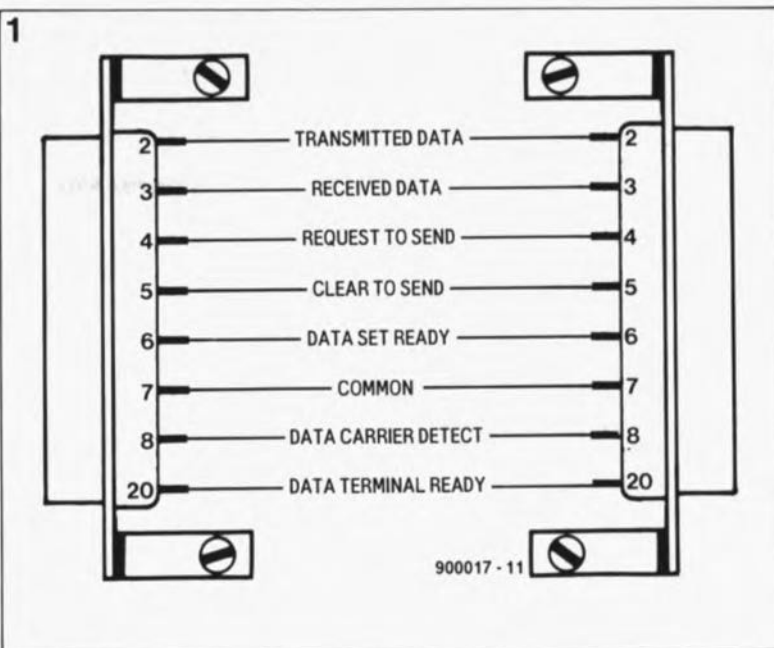


Figure 1. La liaison RS232 la plus élémentaire est celle reliant un DTE (terminal ou ordinateur) : un DCE (modem, imprimante etc). Dans le cas d'une liaison à 8 fils, c'est le matériel qui se charge des processus d'acquiescement.

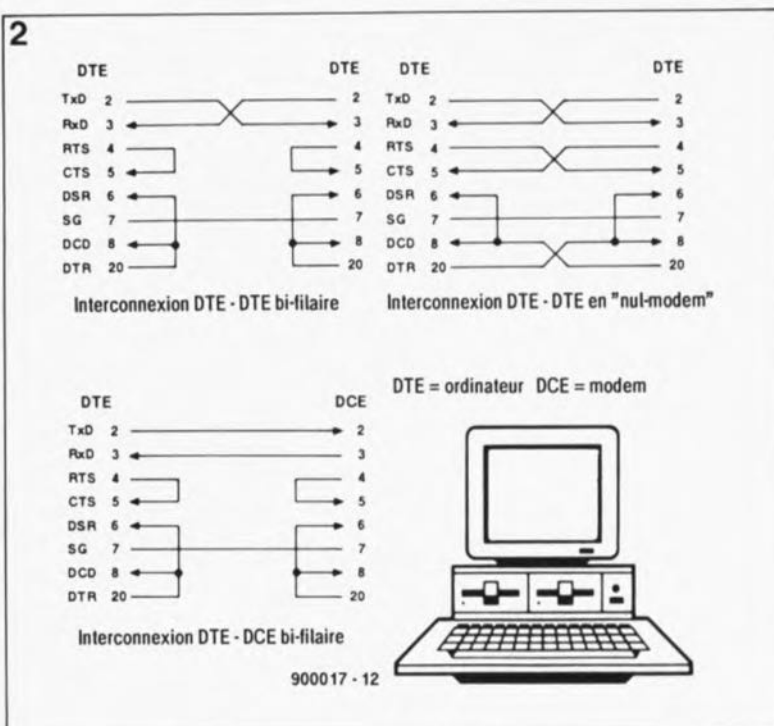
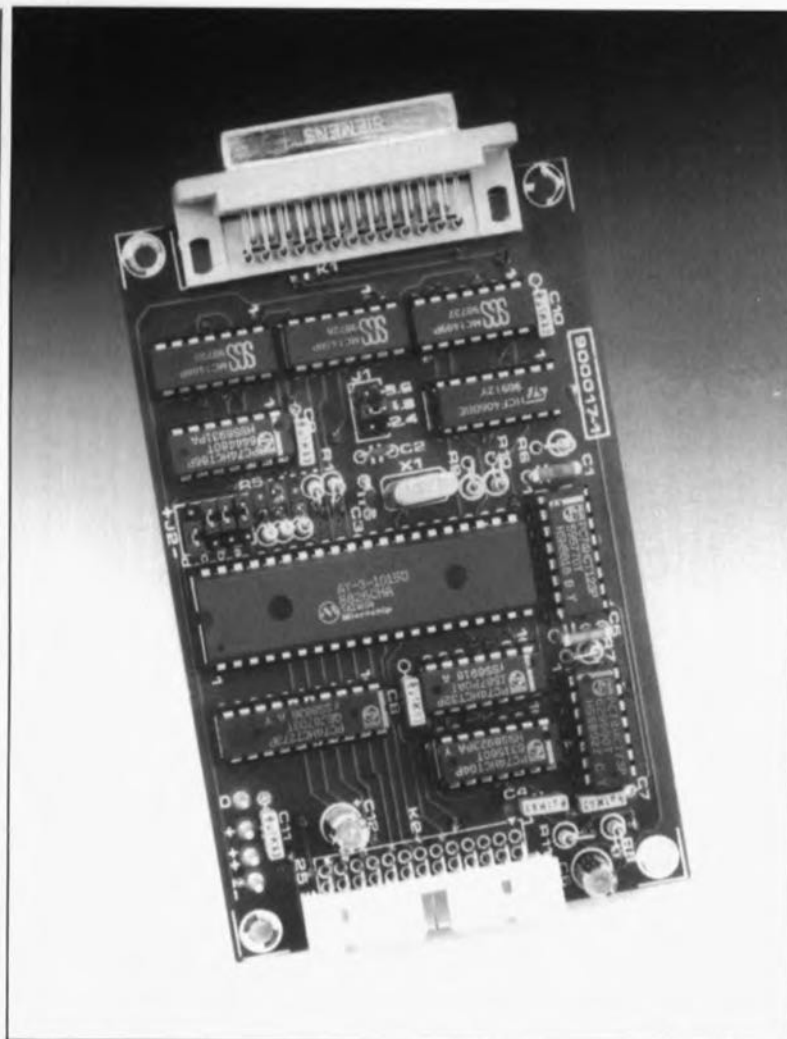


Figure 2. Une liaison en modem nul (ou zéro) permet de relier deux appareils sans utiliser toutes les lignes d'acquiescement de l'interface RS232.

Bien que dans le cas d'une liaison RS232 selon le protocole Xon/Xoff on ait assez, officiellement, de trois lignes, on adopte cependant, en général, un protocole matériel pour établir la communication entre deux appareils. Dans la pratique, un protocole matériel, par opposition à un protocole logiciel, est notablement plus rapide que ce dernier; le logiciel de gestion est en outre sensiblement plus simple à écrire. Dans le cas d'un protocole matériel, le flot de données est "guidé" à l'aide de différents signaux de commande, alors que dans le cas d'un protocole logiciel, on émet, à intervalle régulier, des mots de donnée spéciaux pour arrêter le flot de données, puis le relancer.

La figure 1 donne le synoptique classique d'une liaison de communication sérielle. On suppose toujours que l'on effectue l'interconnexion d'un DTE (*Data Terminal Equipment*) et d'un DCE (*Data Communication Equipment*). Dans la pratique, le DTE est un ordinateur et le DCE un périphérique.

Il existe cependant des différences sensibles entre les configurations

**Vue rapprochée de
la platine
principale.**

utilisées. Il peut arriver que l'ordinateur concerné ne dispose pas de certaines des lignes de commande et de vérification requises. Dans ces conditions, il faut utiliser à l'autre bout de la ligne série ce que l'on appelle un modem nul ou modem zéro, un simulateur de modem en fait. Ce type de connexion permet la communication entre deux appareils, en dépit de l'absence de certains signaux de commande.

S'il s'agit de faire communiquer sérielement deux ordinateurs (ce que l'on appelle une liaison DTE-DTE) on procédera à une interconnexion croisée des lignes de données et de vérification.

La figure 2 illustre les interconnexions à modem nul les plus courantes. Il manque à tous ces synoptiques une ligne, à savoir la ligne RI (*Ring Indicator*), que l'on trouve en standard sur certains ordinateurs et utilisée plus particulièrement avec un modem. Lorsque le modem signale un appel extérieur sur la ligne téléphonique, la ligne RI de l'ordinateur est activée. Tant que le modem ne détecte pas d'appel, l'ordinateur peut être en attente ou effectuer d'autres tâches. Cette ligne ne remplit pas de fonction dans le cas d'une communication sériele "ordinaire".

Commutation par logiciel

Comme nous n'avons pas de dons de diseuse de bonne aventure et ne pouvons pas savoir lesquelles des lignes disponibles votre interface RS232 utilise, notre central de distribution RS232 effectue une commutation de toutes les huit lignes de l'interface RS232. Seules les masses de tous les appareils sont interconnectées et ne nécessitent pas, de ce fait, de commutation.

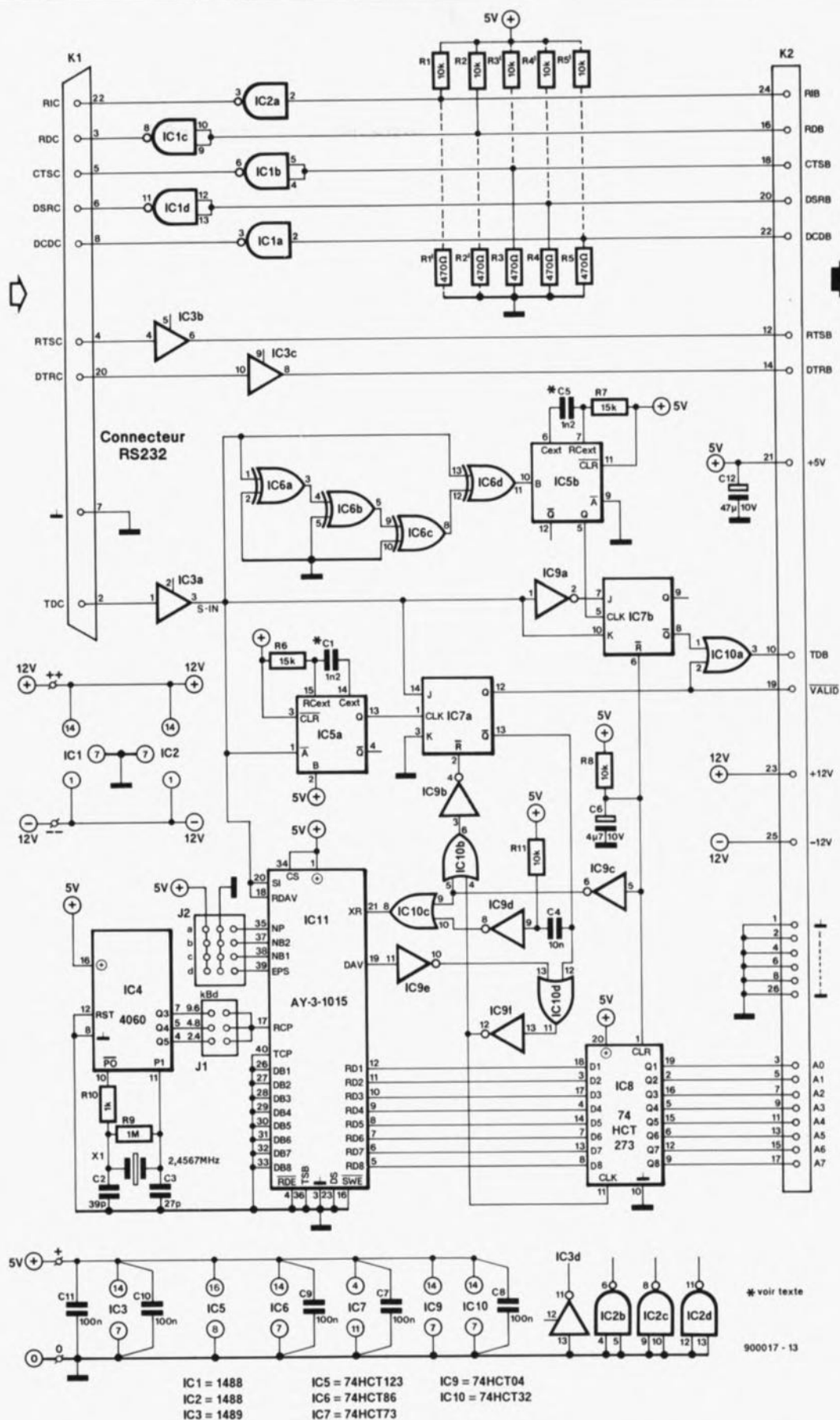
Supposons que nous voulions relier l'ordinateur à une imprimante. Il nous faudra dans ce cas effectuer l'interconnexion de toutes les lignes de communication de la connexion RS232 du central de distribution (à laquelle est reliée l'imprimante) avec les broches correspondantes de l'interface RS232 de l'ordinateur. Tous les autres appareils connectés au central de distribution sont parfaitement déconnectés - du point de vue électrique s'entend - de l'interface RS232 de l'ordinateur. La commutation entre l'ordinateur et le périphérique concerné doit se faire de la manière la plus simple possible. Nous avons opté pour une solution logicielle très simple.

Cette commutation fait également

appel à l'interface RS232 de l'ordinateur. La seule condition posée pour l'utilisation de cette technique est la nécessité pour le central de distribution de pouvoir faire la distinction entre les données envoyées vers le périphérique par l'intermédiaire de l'interface RS232 et un ordre de commutation lui étant destiné. Une simple astuce apporte une solution à ce dilemme. Si l'on envoie sur la ligne TxD une impulsion de déclenchement très brève - de longueur moindre que celle qu'elle devrait avoir en fonction des vitesses de transmission normales - le central de distribution sait que l'octet suivant lui est destiné. Ni l'impulsion de déclenchement, ni l'octet de donnée qui la suit n'atteint le périphérique, puisque le central de distribution l'élimine de la ligne de signal. Les périphériques ne s'apercevront pas ainsi que l'ordinateur a procédé à une commutation de canal.

Il existe différentes techniques de production d'impulsions de déclenchement courtes. La technique à adopter dépend de caractéristiques de votre ordinateur et de vos qualités de programmeur. Il existe ainsi des ordinateurs dont il est aisé de programmer les lignes de l'interface RS232 en faisant appel au langage machine ou à un autre langage de programmation tel le C. Une mini-routine suffit alors pour mettre la ligne TxD au niveau bas, la durée d'une impulsion d'horloge par exemple. En cas d'impossibilité, on pourra toujours utiliser le taux de transmission le plus élevé que connaisse l'ordinateur et envoyer à cette vitesse le caractère FF_H. À l'émission d'un FF_H, le central de distribution ne reconnaît que le bit de départ sachant que le reste du mot sériel se trouve constamment au niveau haut. L'inconvénient de cette solution est qu'elle interdit l'utilisation du taux de transmission le plus élevé avec les périphériques (pour la simple et bonne raison que le central de distribution traduit chaque envoi de ce type d'impulsion brève comme étant un ordre de commutation); il faut en outre redimensionner quelque peu 2 réseaux RC du circuit. Il existe des ordinateurs, tels que l'Amiga 500 de Commodore par exemple, qui sont capables d'atteindre un taux de transmission de 250 000 bd. L'émission d'un FF_H à cette vitesse se traduit par la mise sur la ligne d'une impulsion extrêmement courte, 4 μ s seulement. Cependant, comme cette vitesse est inutilisable pour les applications courantes, devoir s'en passer n'a pas de conséquence dramatique.

3



4

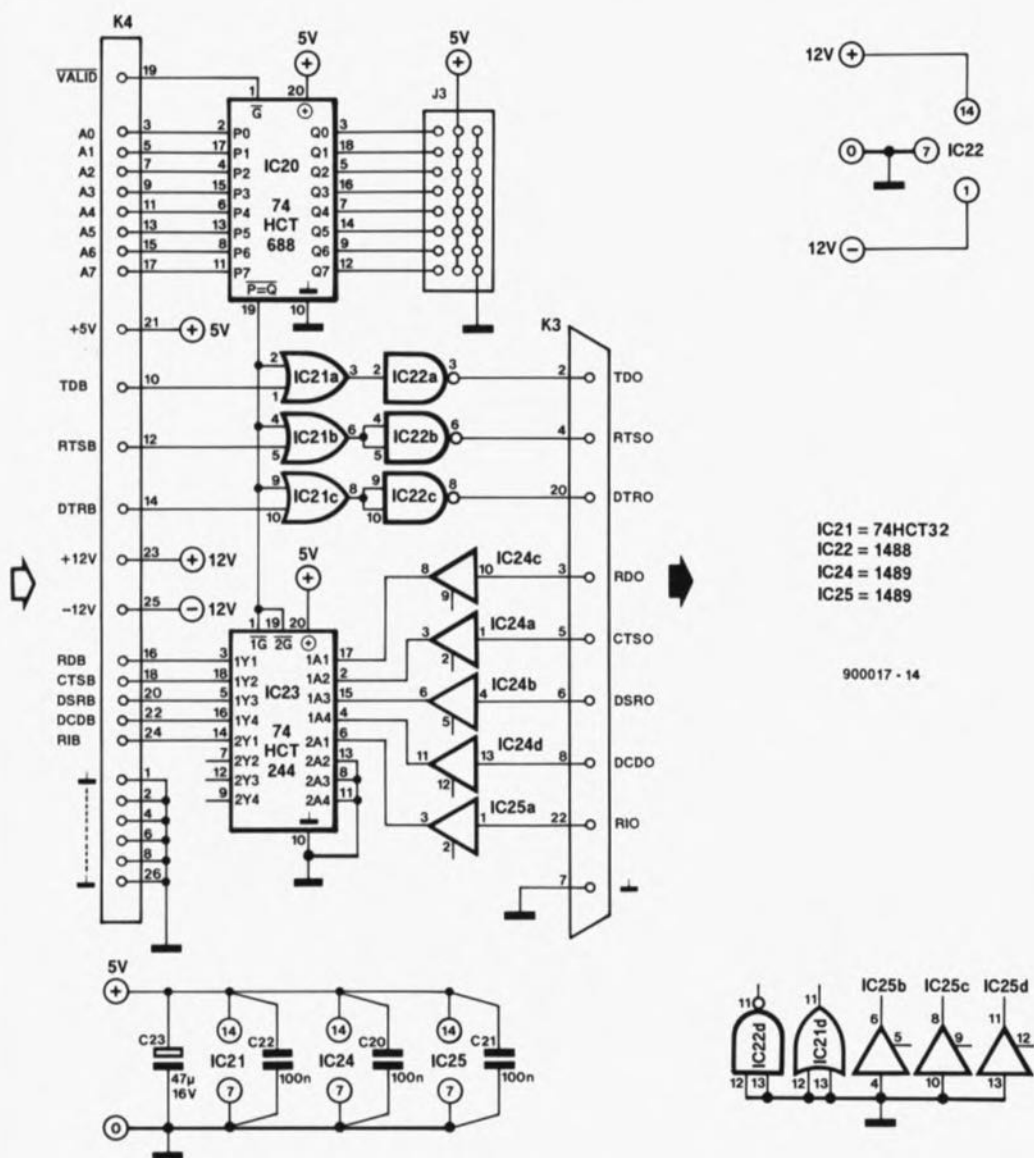


Figure 4. Il faudra réaliser autant de circuits d'extension que l'on prévoit de connecter de périphériques. On pourra connecter jusqu'à 256 de ces platines à un circuit principal.

logique de sélection du canal sériel requis. Pour chaque canal sériel additionnel il faut ajouter un circuit d'extension dont on retrouve le schéma en figure 4. Ce sous-ensemble électronique prend place sur une platine distincte reliée au circuit imprimé principal par l'intermédiaire d'un morceau de câble plat. On construira le nombre de circuits d'extension exigé par le nombre de périphériques sériels à connecter à l'ordinateur. L'adjonction d'un nouveau circuit d'extension est simple comme bonjour.

La partie gauche du schéma de la figure 3 illustre le côté du montage qui répond aux normes RS232. On y reconnaît trois inverseurs qui font office de tampons pour les signaux entrants et cinq portes NAND qui servent de tampons pour les signaux de sortie. Ces tampons remplissent une fonction d'adaptateur de niveau de signal. Le circuit proprement dit travaille en niveaux TTL, tandis que l'interface RS232 utilise des tension

de ± 12 V. Bien que de plus en plus d'ordinateurs acceptent l'application de niveaux TTL sur l'interface RS232, il est recommandé d'utiliser une tension symétrique de ± 12 et -12 V. Tous les ordinateurs et périphériques acceptent ces niveaux de tensions de sorte que l'on ne risque pas de problèmes de compatibilité. Autre avantage digne d'être relevé, la marge d'insensibilité aux parasites est notablement plus importante.

Décodage à l'aide d'une impulsion brève

De tous ceux disponibles sur le connecteur RS232, seul le signal TxD de l'ordinateur est utilisé par le central de distribution. Tous les autres signaux sont purement et simplement transmis vers les périphériques. Le signal TxD devenu signal SIN après inversion, déclenche, avec chacun de ses flancs descendants, le multivibrateur monostable IC5a. La pseudo-période de ce monostable

est, avec les valeurs du schéma données à la résistance R6 et au condensateur C1, de $6 \mu s$. Si, après écoulement de cette durée, le signal SIN se trouve encore au niveau logique bas, l'impulsion à laquelle a réagi le multivibrateur n'était pas une impulsion de déclenchement. Nous utilisons la bascule bistable IC7a pour la détection réelle de l'impulsion de déclenchement (l'impulsion est-elle plus longue ou plus courte que la durée de la pseudo-période?). L'entrée d'horloge de cette bascule est en effet reliée à la sortie Q de IC5a. Pendant le flanc descendant, c'est-à-dire à la fin de la pseudo-période, les sorties de la bascule prennent un niveau logique qui est fonction de l'information présente à ses entrées J et K. L'entrée K est mise à la masse. Lorsque l'entrée J se trouve au niveau logique bas, ce qui est le cas pour des impulsions de durée supérieure à $6 \mu s$, les sorties de IC7a ne changent pas d'état: la bascule garde l'état dans lequel elle se

trouve. Si au contraire l'impulsion présente une durée inférieure à $6\ \mu\text{s}$, l'entrée J sera passée au niveau logique haut à la fin de l'impulsion d'horloge. Dans ces conditions la sortie A de la bascule sera haute. Nous avons détecté une impulsion de déclenchement! Pour s'assurer que la tolérance des composants utilisés n'ait pas d'effet sur la fiabilité du montage, il est judicieux de respecter un facteur de 1,5 entre la longueur d'impulsion et la durée servant à la détection. Un exemple: pour une durée de pseudo-période de $6\ \mu\text{s}$, la durée d'impulsion ne doit pas dépasser $4\ \mu\text{s}$.

Les portes IC6a à IC6d associées à la combinaison IC5b, IC7b et IC9a servent à filtrer (éliminer) l'impulsion de déclenchement pour l'empêcher d'arriver au périphérique. À chaque changement de niveau présenté par le signal SIN, il arrive au multivibrateur monostable IC5b une impulsion d'horloge transmise par l'intermédiaire des portes EXOR IC6a à IC6d. La longueur de cette impulsion, quelque 60 ns, est due au retard introduit par les quatre portes concernées: il s'agit de l'addition de ce que l'on appelle les durées de transfert. $6\ \mu\text{s}$ très exactement après l'arrivée de l'impulsion d'horloge, la sortie Q de IC5b revient au niveau logique bas et la bascule JK IC7b prend à son compte l'information présente à ses entrées J et K. Les signaux de durée inférieure à $4\ \mu\text{s}$ ne peuvent pas être détectés pour la simple et bonne raison qu'ils ont déjà disparu et ne peuvent donc pas apparaître dans le signal de sortie sériel.

Toutes les autres impulsions présentes sur la ligne SIN comme donnéesérielles sont transmises à la bascule. Le signal SIN est transmis de la sortie Q de IC7b au périphérique concerné via la porte OR IC10a et les tampons de sortie présents sur le circuit d'extension.

Comme après une impulsion de déclenchement la sortie Q de IC7a passe au niveau logique haut, IC10a bloque, de sorte que le mot de donnée transmis après l'impulsion de déclenchement ne peut pas arriver au périphérique jusqu'à ce que IC7a ait été repositionné (*reset*).

Après émission de l'impulsion de déclenchement, il faut encore qu'ait lieu la reconnaissance du canal concerné. Cette fonction est remplie par une vieille connaissance, un AY-3-1015. Nous avons déjà utilisé cet UART (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter* = émetteur/récepteur asynchrone universel)

dans plusieurs de nos montages. Après positionnement du monostable IC7a à l'aide de l'impulsion de déclenchement, l'UART est remis à zéro par l'intermédiaire d'un réseau différentiel constitué par la paire R11/C4 et l'inverseur IC9d. Nous sommes assurés ainsi que l'UART démarre dans de bonnes conditions à la réception du mot de donnée. Le cavalier J1 permet la sélection de l'un des trois taux de transmission disponibles, qui déterminent la vitesse à laquelle le mot de donnée sera transmis vers le périphérique.

Le générateur de taux de transmission fait appel à un compteur binaire à oscillateur intégré associé à un quartz. Les trois taux de transmission disponibles sont 2 400, 4 800 et 9 600 bauds, vitesses les plus courantes convenant à la majorité des applications.

En fonction de la position du cavalier J1, le mot de donnée est transmis à la vitesse choisie à la suite de l'impulsion de déclenchement. Bien qu'il n'y ait aucune limitation quant au choix de la vitesse de transmission, il est plus pratique d'adopter pour le mot de donnée la même vitesse de transmission que celle utilisée pour communiquer avec les périphériques.

Après lecture du mot de donnée par l'UART, celui-ci confirme ce processus par la mise au niveau logique haut de la sortie DAV. Le flanc montant entraîne le stockage dans l'octuple bascule de type D, IC8, du mot de donnée présent aux sorties RD1 à RD8 de l'UART. Le signal d'horloge de cette bascule arrive en effet de la sortie DAV de l'UART par l'intermédiaire des inverseurs IC9e et IC9f et de la porte OR IC10d. La sortie Q de IC7a élimine les impulsions DAV erronées avant qu'elles n'atteignent IC8. Ces données parasites peuvent naître du fait que l'UART se voit appliquer toutes les donnéesérielles, même s'il ne s'agit pas de mots de donnée destinés à la sélection de l'un ou l'autre canal. Le niveau haut présenté par la sortie Q de la bascule IC7a entraîne un blocage des dites impulsions par IC10d. Une impulsion DAV valide entraîne en outre une remise à zéro de la bascule IC7a, de sorte que la donnée suivante présente sur la ligne SIN est elle envoyée comme simple donnée vers les périphériques.

Le réseau R8/C6 effectue une remise à zéro du système lors de l'application de la tension d'alimen-

tation (*power up reset*). Les bascules IC7a et IC7b, le registre IC8 et l'UART IC11 sont alors initialisés (remis à zéro). Dans ces conditions on est assuré qu'après mise sous tension de l'ensemble, l'ordinateur est connecté au périphérique relié au canal 0. Ni les périphériques, ni l'ordinateur, "n'auront conscience" de l'initialisation du central de distribution RS232 et ne seront pas remis à zéro, eux. Il est possible dans ces conditions de ne mettre le central en fonction qu'à l'instant où il est d'une quelconque utilité. On peut également, le cas échéant, initialiser le central par une coupure momentanée de sa tension d'alimentation lorsque pour une raison ou une autre les choses ont "mal tourné".

La figure 4 donne le schéma de la platine d'extension à utiliser en combinaison avec le circuit imprimé principal. Chaque périphérique sériel connecté à l'ordinateur exige la présence d'une platine d'extension. Un comparateur de mot, IC20, présent sur chaque platine d'extension sert à déterminer laquelle d'entre elles est adressée. Le mot de donnée codé par l'UART est appliqué aux entrées P0 à P7 du 74HCT688; de l'autre côté, à ses sorties, l'utilisateur aura préprogrammé, par la mise en place de cavaliers de court-circuit, le canal sélectionné. Dès que la valeur binaire de

la préprogrammation est identique à la valeur binaire du code reçu, la sortie $\overline{P=Q}$ de IC20 passe au niveau bas. Selon que le cavalier concerné est relié à la masse ou au +5 V, la ligne concernée de J3 prend la valeur 0 ou 1. Ainsi la mise de toutes les lignes Q0 à Q7 à la masse définit l'adresse 0, leur mise au +5 V l'adresse 255.

Dès que le mot préprogrammé et le mot reçu sont identiques, les tampons IC23 et IC21a à IC21c sont libérés par la sortie de IC20. Ce faisant on établit la liaison entre l'ordinateur et le périphérique. Les convertisseurs de tension IC22a à IC22c, IC24a à IC24d et IC25a font en sorte que les données présentes sur les lignes RS232 aient les niveaux de tension adéquats.

Nous voici arrivés à la fin de ce premier article consacré au central de distribution RS232, la partie théorique. N'allez pas soupçonner des intentions inavouables derrière cette division en deux d'un article qui aurait été bien trop encombrant. Le mois prochain nous passerons aux actes...

adaptation du 10 MHz-étalon à France-Inter

Les montages consacrés à la mesure que publie Elektor rencontrent en règle générale un franc succès. Aussi ne fût-ce pas sans une certaine surprise, désagréable celle-ci, que nous vîmes arriver un certain du nombre de réactions de lecteurs ayant rencontré et continuant de rencontrer des problèmes lors de l'utilisation du montage que nous avons baptisé 10 MHz-étalon.

Il est heureusement parmi nos lecteurs des accrocheurs qui ne s'avouent jamais vaincus avant d'avoir trouvé la solution à un problème donné. Qu'ils en soient ici tous remerciés, en particulier celui qui nous a proposé cette adaptation.

Prévu initialement pour exploiter les émissions de l'émetteur allemand DLF, le 10 MHz-étalon décrit dans le n°136 d'Elektor se révèle d'une utilisation problématique sur une bonne partie du territoire français. En effet, si les émissions de ce puissant émetteur débordent largement des frontières allemandes, elles n'atteignent l'hexagone que passablement affaiblies, trop en tout cas pour permettre à un tel montage de les utiliser valablement.

L'émetteur de France-Inter, situé approximativement au centre géographique de la France (Allouis) et lui aussi fort puissant, est évidemment reçu dans de bien meilleures conditions, mais, et c'est là le hic, sa fréquence est de 162 kHz contre 153 pour DLF.

Rien n'est plus simple, pensez-vous peut-être que de décaler légèrement d'accord du cadre ferrite de réception..., mais une adaptation des circuits logiques s'impose ensuite!

De 162 kHz à 10 MHz

Le principe du montage consiste, rappelons nous, à produire un signal d'erreur en soustrayant à la fréquence incidente une fréquence de 150 kHz, elle-même dérivée des 10 MHz de l'oscillateur à quartz.

Conserver cette valeur, dont la modification obligerait à bouleverser complètement le montage, entraîne donc un passage de 3 à 12 kHz de la fréquence différence.

Il faut donc accorder les deux premiers filtres sur 12 kHz, ce qui est facile en modifiant simplement la valeur de quelques composants: les selfs L1 et L3 passent de 100 mH à 10 mH, les condensateurs C6 et C9 de 1 nF à 2 nF, C7 et C10 de 27 nF à 15 nF.

Dans la foulée, il faut cependant aussi faire passer à 12 kHz la fréquence du signal appliqué au second mélangeur, précédemment fixée à 3 kHz et obtenir par division du 150 kHz destiné au premier mélangeur.

12 n'étant pas sous-multiple de 150, il a été imaginé de prélever le signal à 300 kHz existant entre deux des étages du premier compteur IC5: une simple division par 25 (deux compteurs par 5 en cascade) donne exactement du 12 kHz!

Pratiquement, cela consiste à éliminer un diviseur par 2 dans l'interconnexion des étages de IC6, le second compteur.

Le synoptique de la **figure 1** résume le principe que nous venons de définir, tandis que la **figure 2** détaille les modifications que son application entraîne au niveau du schéma de principe. Les modifications sont données en gris sur les deux figures.

Figure 1. Adaptation du schéma de principe aux caractéristiques de France-Inter.

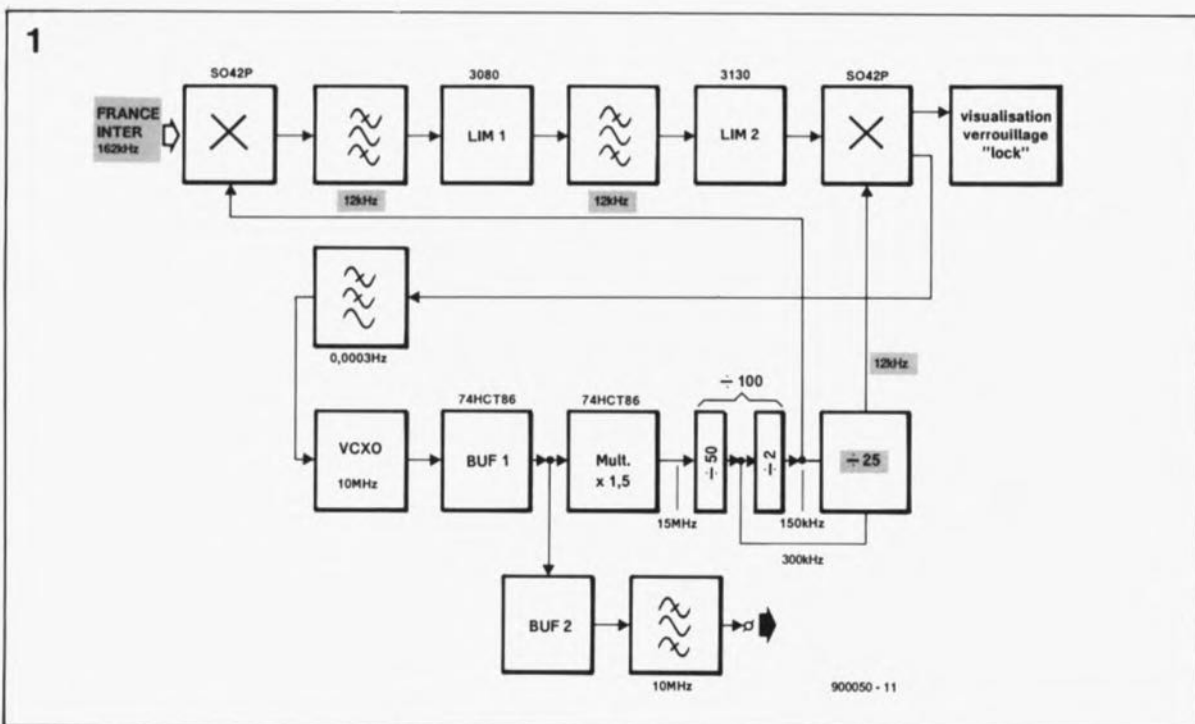
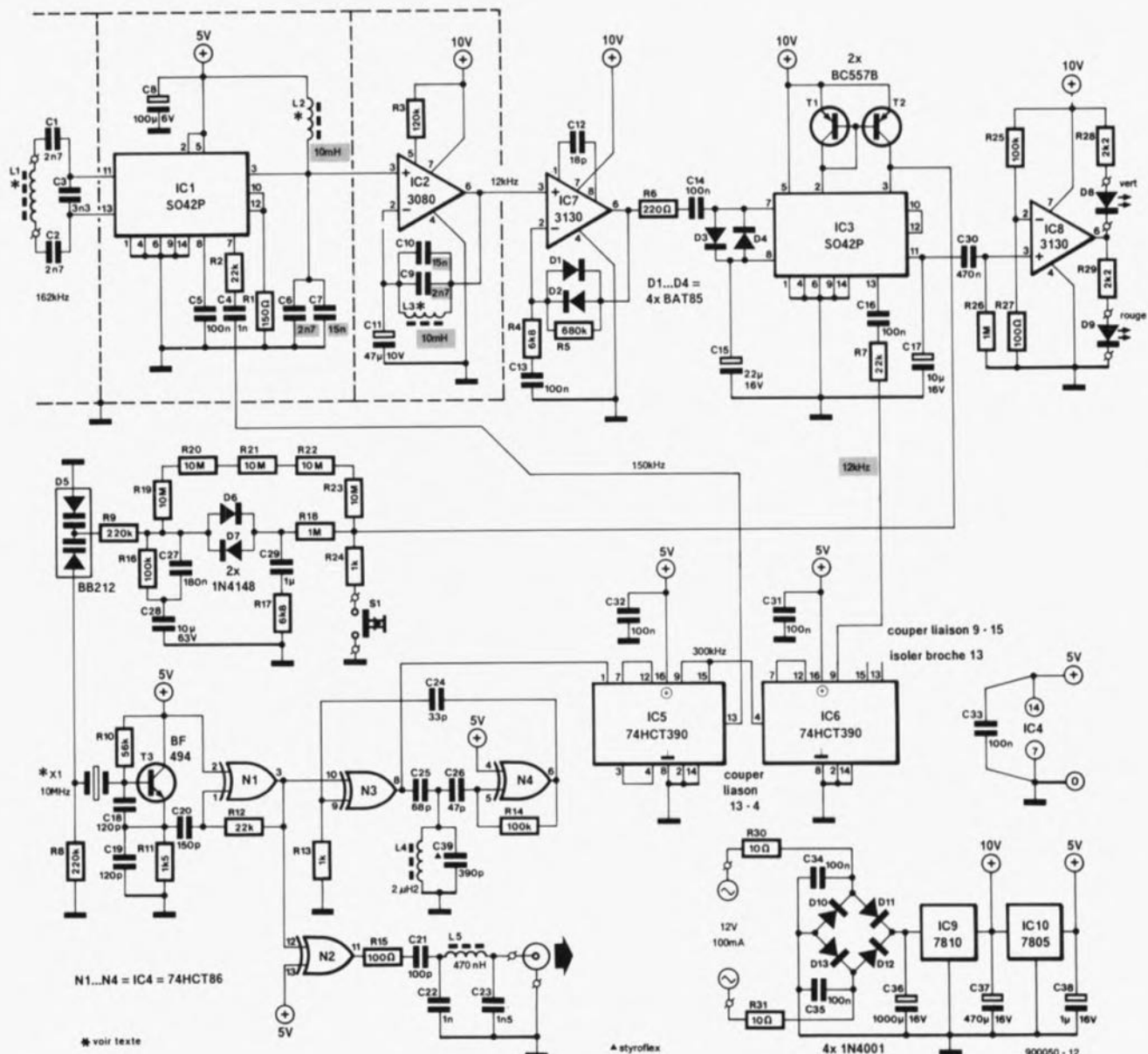


Figure 2. Les modifications nécessaires pour adapter le 10 MHz-étalon aux signaux de France-Inter restent heureusement très limitées.

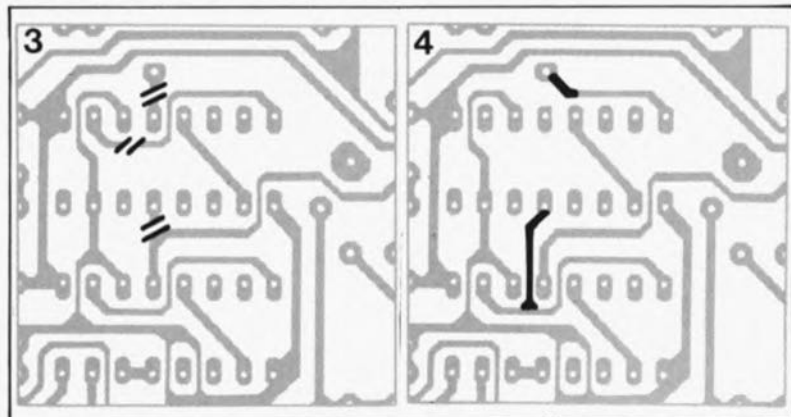
2



Modification du montage

L'avantage majeur de cette adaptation est qu'elle ne nécessite qu'une intervention mineure sur le circuit imprimé existant, même déjà câblé. Remplacer les composants dont les

valeurs changent n'est qu'une formalité, tandis que modifier l'interconnexion des étages de comptage se limite à la coupure de trois pistes (figure 3) et à la pose de deux ponts (figure 4). Ce travail peut être exécuté très proprement sans difficulté particulière.



Particularités du signal de France-Inter

Comme celui de DLF, l'émetteur de France-Inter est stabilisé en fréquence avec une précision "atomique". Par contre, sa porteuse fait l'objet en permanence d'une modulation de phase aux fins de transmission de signaux horaires. Il en résulte inévitablement une légère "gigue" dans le signal étalon, mais sur un intervalle de temps donné, le nombre de périodes ne s'en trouve pas affecté. Cette particularité de l'émetteur français n'empêche donc pas de se servir de l'appareil dans le cadre de ses applications de prédilection, telles qu'étalonnage de fréquencemètres ou compteurs, etc.

Littérature: 10 MHz-étalon, Elektor n°136, page 56 et suivantes.

Figure 3. Il suffit d'effectuer trois coupures de pistes sur le circuit imprimé pour l'adapter à sa nouvelle source de signal, France-Inter.

Figure 4. Il ne reste plus ensuite qu'à effectuer deux interconnexions pour obtenir un 10 MHz-étalon ne travaillant plus sur DLF, mais sur France-Inter. Attention les figures 3 et 4, qui représentent une partie du dessin de la platine, sont représentées en "miroir".

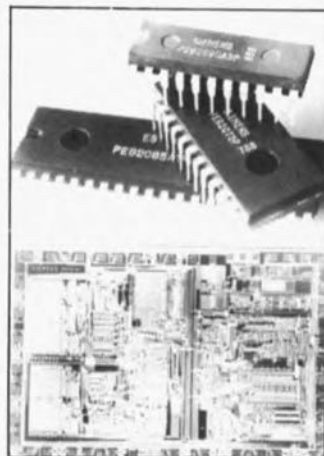
CHIP SELECT

RNIS:

accès de base simplifié

Il y a un an, Siemens a été le premier fournisseur à présenter des circuits pour l'accès de base au RNIS: le contrôleur de communication RNIS PEB 2070 (ICC = ISDN Communication Controller) transmet les canaux B (2 x 64 kbits/s), tandis que le contrôleur de bus S PEB 2080 (SBC = S-Bus Interface Circuit) permet la réalisation de liaisons quatre fils (bus S). Siemens va encore plus loin et propose désormais les deux circuits sur une seule puce, sous la forme d'un contrôleur d'accès d'abonnés RNIS PEB 2085 (ISAC-S = ISDN Subscriber Access Controller), afin de réduire encore l'encombrement, les frais de montage et le coût des puces. Des préséries de ce nouveau circuit RNIS sont déjà à la disposition des clients.

Le duo ICC/SBC se trouve dans les terminaux et réseaux de communication où il forme le point de départ du bus S à quatre fils. Les circuits (CMOS, 2 µm) réunissent, l'un 20 000 transistors sur 18 mm² (PEB 2070) et l'autre, 10 000 transistors sur 15 mm² (PEB 2080). Le circuit ISAC-B (PEB 2085), également CMOS 2 µm, en boîtier DIP 40, comprend 31 000 transis-



tors sur 31 mm². Les clients des circuits ICC/SBC au Japon, aux États-Unis et en Europe attendent le nouveau ISAC-S. Siemens met en œuvre ces circuits RNIS pour ses propres besoins, entre autres dans son système "Hicom". Dès le début, le développement des circuits PEB 2070/2080/2085 a bénéficié de l'échange de savoir-faire entre la division Communication et Informatique de Siemens et d'autres grands fabricants de matériels de télécommunication en RFA et en Europe. Le PEB 2085

permet une grande densité d'intégration dans les équipements RNIS. Une seule puce est capable de résoudre des tâches qui font normalement appel à plusieurs circuits électroniques dans le matériel de conception traditionnelle.

Siemens SA
39-37, bd Ornano
93200 St Denis
tél.: (1).49.22.31.00

Texas Instruments présente deux nouvelles familles d'amplificateurs opérationnels, les

TL031/2/4 et TL051/2/4

Ces circuits sont basés sur la technologie JFET la plus récente (Enhanced JFET Technology). Comparée aux circuits intégrés JFET ordinaires, l'offset d'entrée de ces nouveaux circuits est encore

plus faible; ici, la dérive de la tension d'entrée (offset) est pratiquement nulle. Ceci n'a pas la moindre conséquence sur les performances standard de ce type de circuits intégrés en ce qui concerne le gain en tension alternative. Les amplificateurs opérationnels TL05x ont été conçus pour travailler à des vitesses élevées et ceux de la série TL03x pour ne dissiper qu'une puissance minimale. Les deux familles de circuits intégrés se contentent de tensions d'alimentation comprises entre ±5 V et ±15 V.

Texas Instruments
8/10, av. Morane Saulnier
BP 67
78141 Vélizy-Villacoublay
tél.: (1) 39.46.97.12

Caractéristiques techniques:

	TL031/2/4	TL051/2/4
■ Offset	1,5 mV	1,5 mV
■ Taux de montée	2,9 V/µs	15,9 V/µs
■ Distorsion	0,003%	-
■ Bruit	42 nV/√Hz	21 nV/√Hz
■ Courant d'entrée	2 pA	30 pA
■ Puissance consommée	26 mW	120 mW

Equivalences THYRISTORS - TRIACS - OPTO

G. Féléto

Equivalences DIODES

G. Féléto

Encore deux de ces ouvrages dont ne saurait se passer tout concepteur de montages d'électronique.

Sur plus de 300 pages, le premier ouvrage, en cinq langues S.V.P., l'Europe Unie approche à grandes enjambées, fournit de nombreuses informations extrêmement intéressantes telles que les équivalences, cela va de soi, direz-vous, c'est le titre de l'ouvrage, les boîtiers, les abréviations utilisées par les fabricants, les préfixes etc. Pour terminer on trouve une quinzaine de pages très importantes: elles donnent les adresses en France et dans le monde des fabricants concernés. Ces seules

informations valent leur pesant d'or.

"Je n'ai jamais imaginé qu'il pouvait y avoir tant de diodes différentes" penserez-vous peut-être lors de la prise en main de ce second ouvrage. Pas moins de 500 pages!!! Un fil d'Ariane indispensable dans ce monde inhospitalier que ces listes de correspondance abréviations → fabricants!!! En résumé, un ouvrage dont on ne saurait se passer dès lors que l'on réalise des montages aux composants exotiques.

Si la page 506 de votre exemplaire est à moitié blanche elle aussi, demandez aux Editions Radio de vous faire parvenir une copie de la colonne manquante.



ELEKTURE

EDITIONS RADIO
189, rue St-Jacques
75005 Paris
tél.: (1).43.29.63.70
fax.: (1).43.29.38.52

Programmez votre Minitel

J.C. Fantou

Le Minitel est devenu un phénomène de société en France que nos voisins envisagent de reprendre très progressivement. Cela nous donne quand même 10 années d'avance. De simple annuaire de téléphone, le Minitel est devenu toutes sortes de choses: serveur, rédacteur de curriculum vitae, etc.

On a même inventé un langage pour lui, le langage M. La version proposée est destinée à enrichir le Turbo Pascal de 26 procédures et fonctions nouvelles spécialement adaptées à la gestion du Minitel (écran, clavier, modem). L'ouvrage donne les sources du langage sont fournies et commentées, ce qui vous permet de faire évoluer le langage à votre

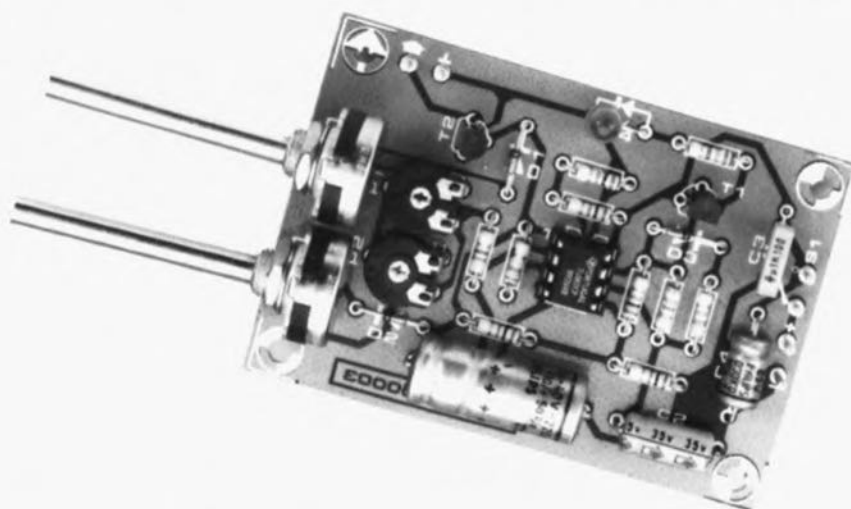


convenance pour cadrer exactement à l'application envisagée. Pour ceux que le temps presse, une disquette contenant les programmes source en assembleur ainsi que la librairie assemblée directement incorporable au Turbo Pascal (V.4 et V.5) est disponible.

EDITIONS RADIO
189, rue St-Jacques
75005 Paris
tél.: (1).43.29.63.70
fax.: (1).43.29.38.52

commutateur d'intervalle pour caméscope

l'accéléré à votre portée grâce à la prise de vue au ralenti



Ph. Bosma

Grâce aux développements rapides de l'électronique, l'achat d'une caméra vidéo, ou, en bon français, d'un caméscope, est aujourd'hui à la portée de nombreux d'entre nos lecteurs (plus ou moins fortunés). Le montage que nous proposons dans cet article constitue un accessoire fort intéressant, voire indispensable pour un caméscope. Il permet des prises de vue séparées par de très longs intervalles. Avec cette technique de prises de vue temporisées on peut visualiser en accéléré un phénomène à évolution lente, tel que par exemple l'épanouissement d'une fleur.

Comme c'est le cas pour une caméra, une prise de vue d'un caméscope est en fait l'enregistrement d'une série d'images individuelles successives. De nombreux caméscopes haut de gamme possèdent même un organe de commande de la durée d'ouverture d'obturateur. Les ouvertures très brèves permettent des prises de vue d'actions rapides rencontrées par exemple au cours de compétitions sportives. Les ouvertures de longue durée conviennent aux prises de vue dans des conditions de semi-obscurité; elles assurent un niveau de luminosité suffisant à l'élément servant à la prise de vue proprement dite, un composant électronique baptisé C.C.D. (*Charge Coupled Device*, capteur à couplage de charge).

Ces astuces techniques et électroni-

ques ne nous sont pourtant d'aucun secours pour effectuer des prises de vue de phénomènes à évolution très lente. Dans ces cas-là on fait normalement appel à une temporisation réglable intercalée entre deux images ou deux séries d'images. La visualisation à la vitesse normale d'une prise de vue effectuée dans ces conditions donne une impression de déroulement très rapide qu'un événement de durée relativement longue. Une heure entière peut être ramenée à quelques minutes voire à quelques secondes.

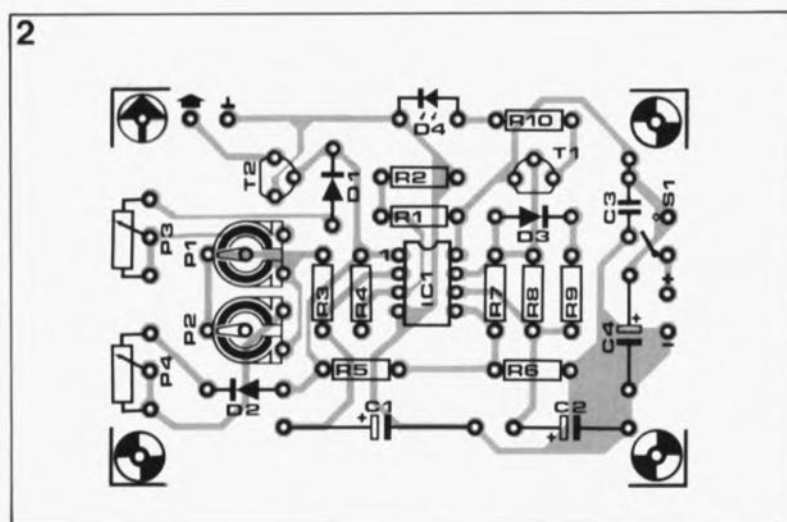
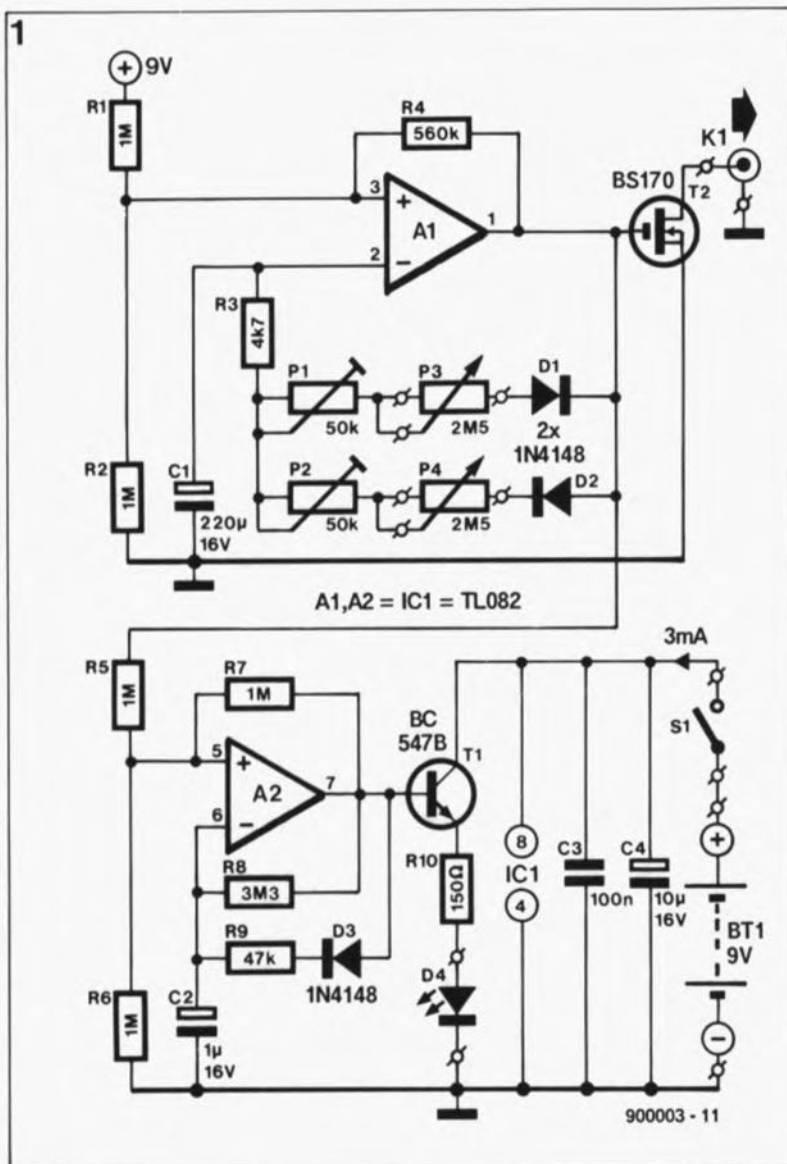
Le circuit, sujet de cet article, permet de définir un cycle d'enclenchement d'un caméscope suivi d'une temporisation (arrêt) réglable elle aussi. Pendant la période d'arrêt du caméscope celui-ci est en état d'attente. La conception du circuit est telle qu'en présence d'un

commutateur d'intervalle incorporé — bien souvent aussi rustique que peu pratique — celui-ci ne peut pas avoir d'influence sur le fonctionnement du commutateur d'intervalle d'Elektor.

En pratique, il vous suffira de pointer votre caméscope sur l'objet à filmer, une fleur dont on veut suivre l'épanouissement par exemple et de régler le commutateur d'intervalle. Après un certain temps, au cours duquel vous vous pouvez fort bien vaquer à vos occupations habituelles, la prise de vue de l'épanouissement accélérée de la fleur en question est réussie — si tout s'est bien passé, du moins. Avec un tel auxiliaire à l'infinie patience, une telle séquence, normalement réservée aux professionnels, est devenue l'une des choses les plus normales du monde.

Figure 1. Le schéma électronique du commutateur d'intervalle pour camescope. Nous sommes attachés à miniaturiser ce circuit autant que faire se pouvait.

Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du commutateur d'intervalle pour camescope. Tous les composants nécessaires trouvent place sur le circuit imprimé, dont vous trouver le dessin dans les pages "service" au centre de ce magazine.



Liste des composants

Résistances:

R1, R2, R5 à R7 = 1 M Ω
R3 = 4k Ω
R4 = 560 k Ω
R8 = 3M Ω
R9 = 47 k Ω
R10 = 150 Ω
P1, P2 = 50 k Ω ajust.
P3, P4 = 2M Ω

Condensateurs:

C1 = 220 μ F/16 V
C2 = 1 μ F/16 V
C3 = 100 nF
C4 = 10 μ F/16 V

Semi-conducteurs:

D1 à D3 = 1N4148
D4 = LED (5 mm, rouge par exemple)
T1 = BC547B
T2 = BS170
IC1 = TL082

Divers:

K1 = jack mâle 3,5 mm
S1 = interrupteur simple

Avant de vous autoriser à poursuivre votre lecture avec intérêt, il nous faut ajouter une remarque importante. Si vous voulez **pouvoir utiliser le commutateur d'intervalle**, il faut que votre **camescope** soit doté d'une **entrée de télécommande**.

L'électronique

La **figure 1** montre l'ensemble de l'électronique constituant le

commutateur d'intervalle; elle est d'une simplicité toute printanière et ne comporte qu'un seul circuit intégré. Si l'on tient compte du fait que près de la moitié de l'électronique sert à la commande d'une diode électroluminescente (LED) de visualisation, vous ne pourrez pas nous reprocher de ne pas nous être efforcés à vous simplifier la vie (électronique). De ce fait, le circuit est très compact ce qui en permet la

mise en place dans un boîtier de dimensions extrêmement compactes. La possibilité d'alimenter le circuit par une pile de 9 V pendant une longue période constitue une autre caractéristique qui ne manquera pas de vous satisfaire.

Notre commutateur d'intervalle ne se compose en réalité que d'un unique multivibrateur astable dont on peut ajuster la fréquence et le rapport cyclique. On applique, par l'intermédiaire des résistances R1, R2 et R4, soit un quart, soit les trois quarts de la tension d'alimentation à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel A1. Puisque la résistance R4 constitue un couplage réactif entre la sortie et l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel, la valeur de la tension d'alimentation est fonction de celle de la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel. Cette situation introduit une certaine hystérésis dans le comportement de commutation de l'amplificateur opérationnel qui fonctionne alors comme un trigger de Schmitt. Pourtant la présence d'un réseau RC pris entre son entrée inverseuse et sa sortie entraîne un fonctionnement de l'amplificateur opérationnel en multivibrateur.

En présence aux bornes du condensateur C1, d'une tension inférieure au quart de la tension d'alimentation, la sortie de l'amplificateur opérationnel se trouve au niveau haut. La diode D2 et les potentiomètres P2 et P4 servent à déterminer le temps nécessaire à la charge du condensateur C1 jusqu'à un niveau de tension supérieur au seuil de commutation de l'amplificateur opérationnel (égal aux trois quarts de la tension d'alimentation). En fonction de l'importance de la résistance, la période durant laquelle la sortie de l'amplificateur opérationnel se trouve au niveau haut sera plus ou moins longue. Une fois que le condensateur a atteint une charge suffisante, la sortie passe au niveau bas et le condensateur C1 se décharge à travers la diode D1 et les potentiomètres P1 et P3 jusqu'à atteindre la valeur de tension correspondant au seuil de commutation inférieur du trigger de Schmitt. Les diodes D1 et D2 donnent la possibilité de choisir entre différentes constantes de temps pour la charge et la décharge du condensateur C1.

Pendant la partie du cycle où l'amplificateur opérationnel se trouve au niveau haut, le transistor MOSFET T2 est conducteur et assure une interconnexion des deux



contacts de l'entrée de télécommande du caméscope. Celui-ci se met en marche et la prise de vue commence. Durant la décharge du condensateur C1, la sortie de l'amplificateur opérationnel est au niveau bas et le transistor T2 est bloqué. Le dimensionnement des composants proposé se traduit par une durée maximale du processus charge/décharge de quelque 400 secondes. Il vous est également possible, à l'aide de l'ajustable P1, de jouer sur la durée minimale de ce processus. Un caméscope exige une longueur minimale de cycle pour pouvoir effectuer la synchronisation nécessaire. Un cycle trop bref ne permet pas une synchronisation correcte; une prise de vue est, dans ces conditions, impossible. Dans les feuilles de caractéristiques de certains caméscopes le fabricant donne une indication du temps minimal nécessaire à la synchronisation (*backspace-time*). En absence de cette indication il ne vous restera comme solution qu'à expérimenter pour trouver cette limite.

La seconde partie du circuit est centrée sur l'amplificateur opérationnel A2, qui, à l'image de A1, est aussi monté en multivibrateur astable. Le fait que sa fréquence ainsi que son rapport cyclique soient fixes, constitue la seule différence.

Le multivibrateur entre en fonction dès que la sortie de l'amplificateur opérationnel A1 se trouve au niveau haut; conséquence: le caméscope démarre sa séquence de prise de vue. De par la présence de la diode D3, la durée au niveau haut est beaucoup plus courte que celle du niveau bas. Ceci entraîne une illumination très brève de la LED D4 qui ne se produit qu'au début de chaque période de niveau haut de la sortie de l'amplificateur opérationnel A1. Grâce à cette astuce toute bête, la consommation de courant du circuit est très faible; elle ne dépasse pas quelque 3 mA en moyenne, tout en garantissant une prise en compte de l'indication visuelle.

A vos soudures! Partez

La figure 2 représente la sérigraphie de l'implantation des composants de ce circuit miniature. Sa réalisation ne pose aucun problème, même aux débutants.

Comme d'habitude on commencera par la mise en place des picots de soudure suivie par celle des composants passifs pour finir par les composants actifs. N'ayez pas l'étain trop facile et travaillez avec précision et soin.

Les potentiomètres P3 et P4 sont connectés au circuit imprimé à

l'aide de fil de câblage isolé. Un morceau de fil souple à deux conducteurs doté d'un jack mâle de 3,5 mm sert à assurer la connexion du circuit au caméscope.

Lorsque ce montage sera terminé, on pourra l'implanter dans un petit boîtier plastique, doté de préférence d'un compartiment séparé pour la pile. Pour garantir un confort d'utilisation optimal, on positionnera les potentiomètres P3 et P4, l'interrupteur S1 et la LED D4 dans le haut du boîtier.

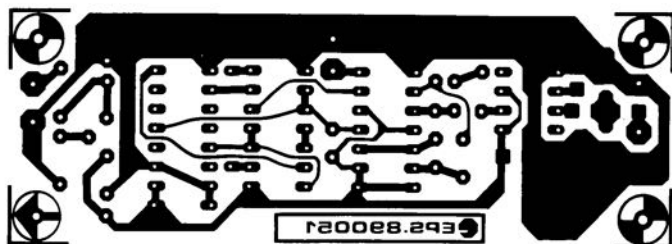
Plus rien ne peut vous empêcher maintenant de prendre votre caméscope, d'y connecter ce montage tout neuf et de réaliser quelques prises de vue (ne serait-ce que pour vérifier le bon fonctionnement du circuit).

Figure 3. Le prototype du circuit avec lequel nous avons réussi nombre de prises de vue, à classer de "fort intéressantes" à "exceptionnelles".

Le mois prochain:

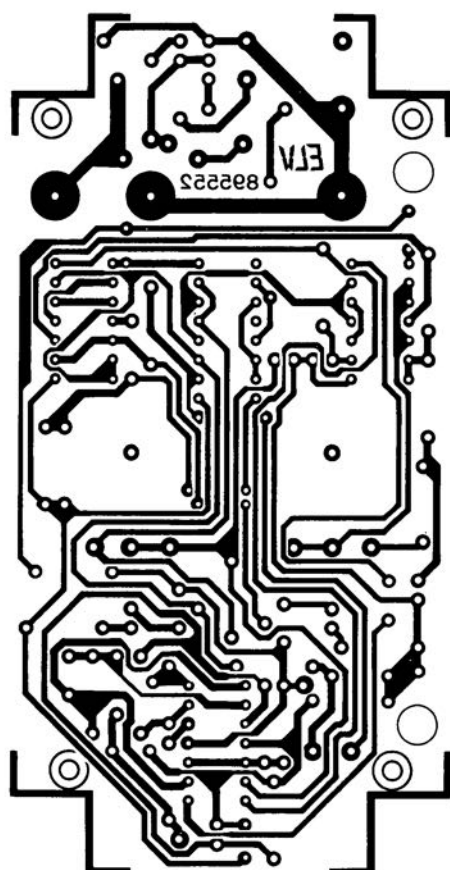
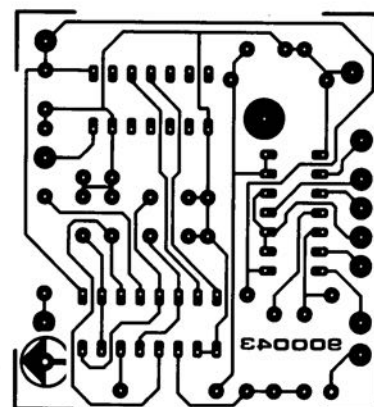
- Un convertisseur N/A pour PC à connecter à la sortie Centronics,
- Un sélecteur de ligne vidéo,
- Un Q-mètre,
- Un wattmètre stéréo analogique,
- Le central de distribution RS232 (2^{ème} partie).
- Etc. . .

SERVICE



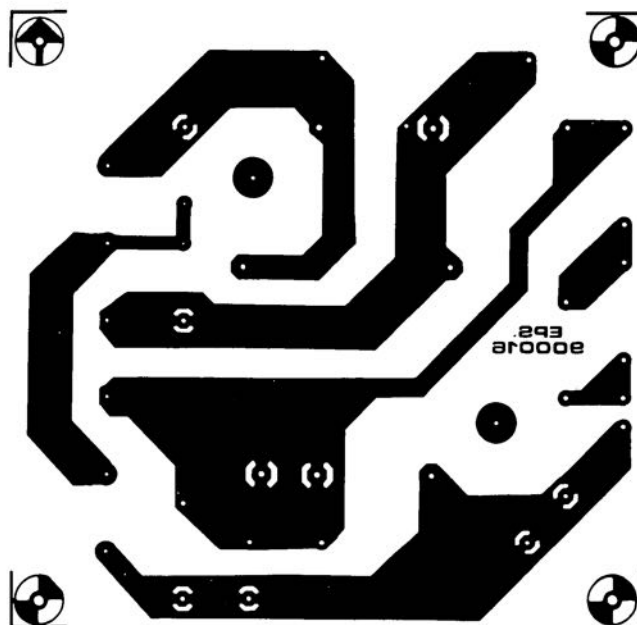
giga-diviseur

L'après-MEFISTO:
"resynchronisateur" multi-mode

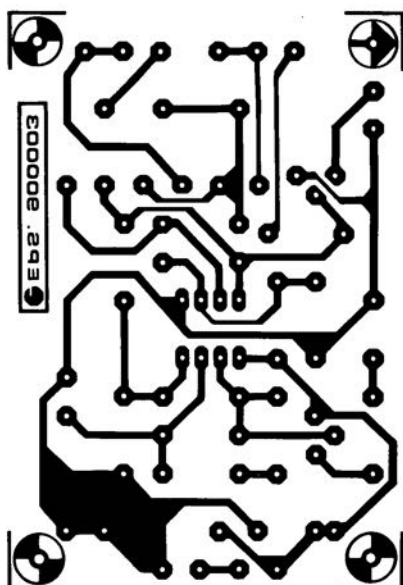
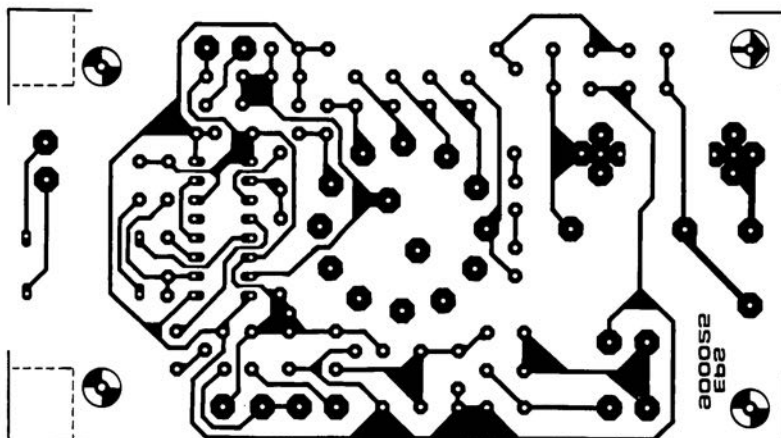


Stroboscope bi-fonction: la platine de commande

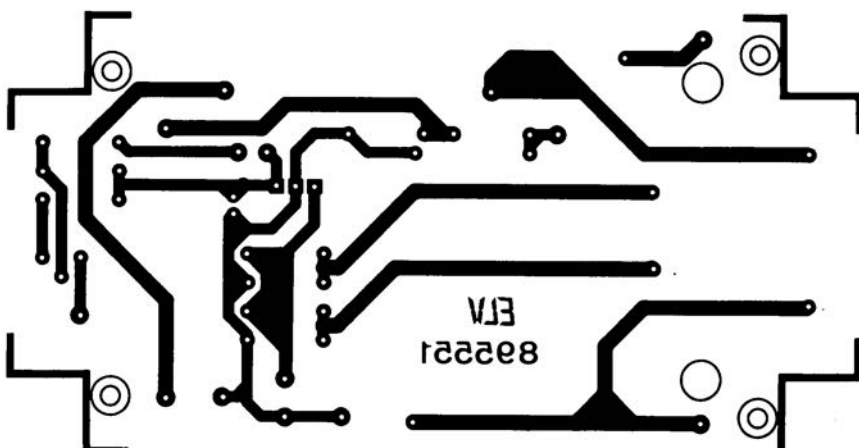
Écrêteur-secteur



Maton-secteur



Commutateur d'intervalle pour caméscope

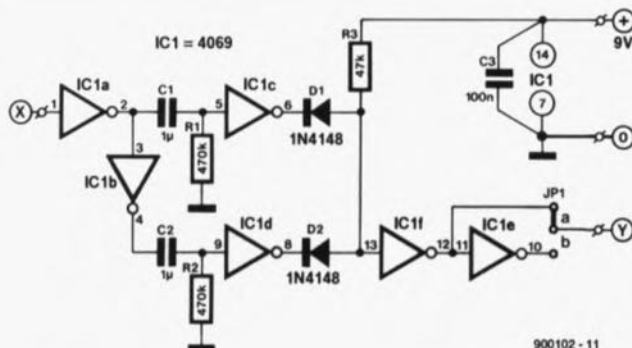


Stroboscope bi-fonction: la platine du transformateur

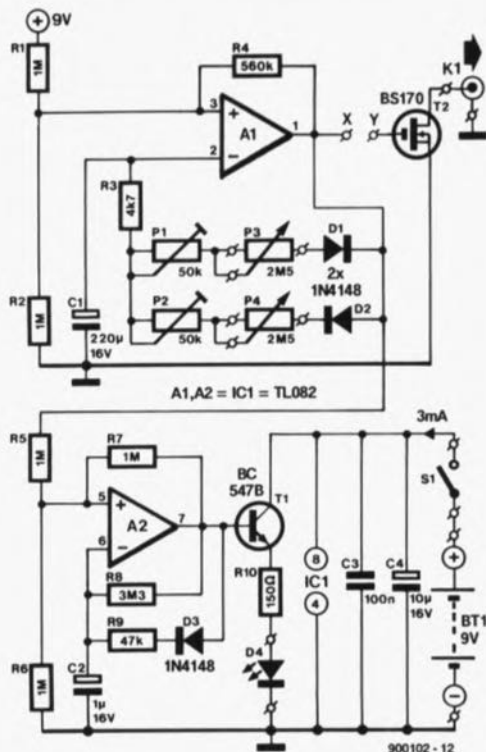
en marge

commutateur d'intervalle pour caméscope

1



2



Lors de la conception du commutateur d'intervalle pour caméscope, en mars 1990, nous sommes partis du principe que le caméscope était en fonction lors d'une action sur le bouton et qu'il se mettait hors-fonction lors du relâchement de ce même bouton-poussoir de commande. Il existe pourtant des caméscopes que se mettent en route à la suite d'une courte action sur le bouton-poussoir et qui s'arrêtent lors de l'action suivante sur cette commande.

Pour pouvoir commander ces caméscopes, eux aussi, à l'aide du commutateur d'intervalle pour caméscope, il faut ajouter le circuit représenté en **figure 1** au schéma d'origine (**figure 2**); cette adjonction sera intercalée entre les points X et Y.

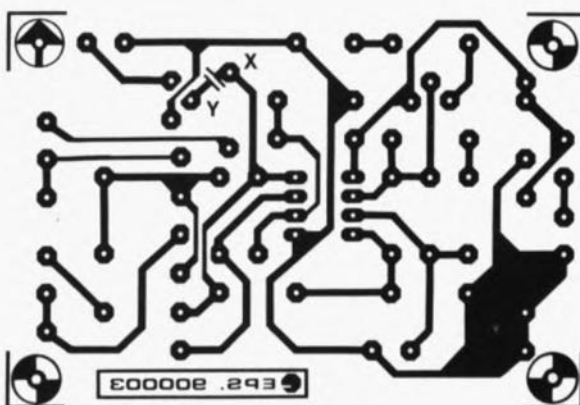
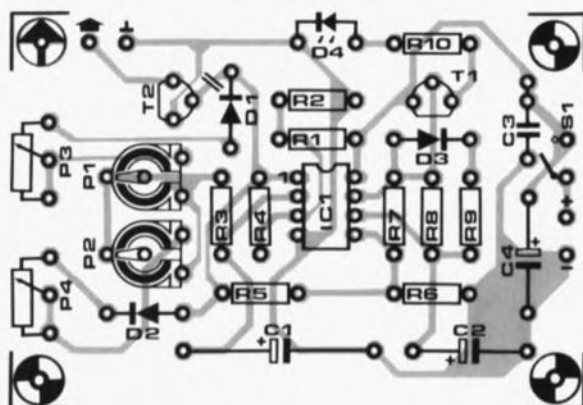
La **figure 3** montre où se trouvent ces fameux points sur le côté "pistes" de la platine.

Cette modification comporte cependant une incertitude: après la mise en fonction du montage, il n'est pas garanti à 100% que le caméscope enregistre lorsque la LED D4 clignote. Si tel n'est pas le cas, la LED clignote mais le caméscope n'enregistre pas, il suffit, par une nouvelle action sur le bouton de commande d'enregistrement, de faire en sorte que la LED clignote lorsque le caméscope enregistre.

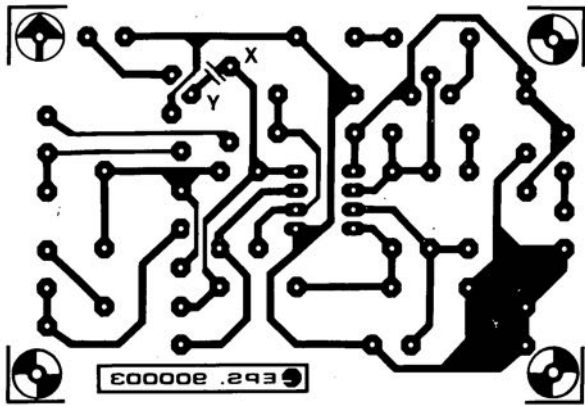
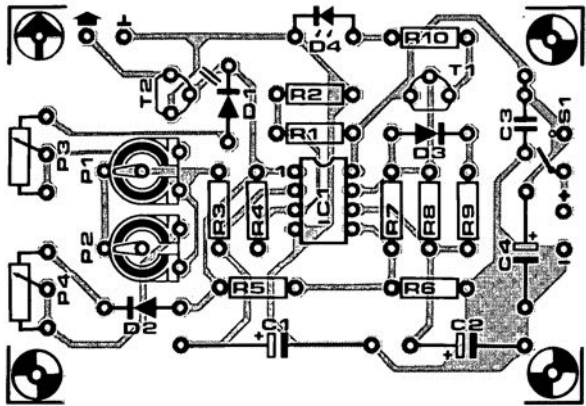
Minitel
3615
+
ELEKTOR

(le côté "pistes" est reproduit "en miroir")

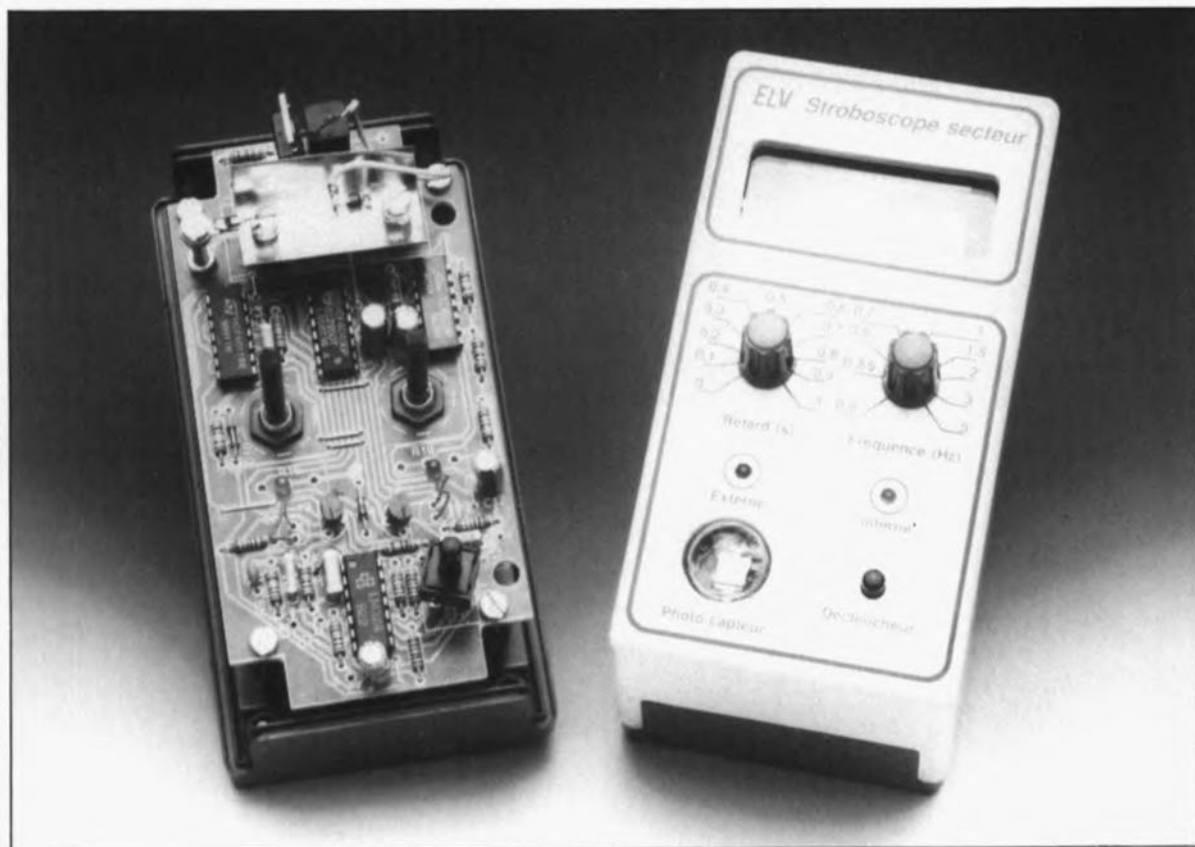
3



3



000000 .293



stroboscope bi-fonction

alimenté par le secteur et télécommandable

Destiné entre autres aux garages à surprise-party, comme aurait dit voici quelques lustres notre idole nationale Sheila, l'objet de show intéressant que constitue ce stroboscope à télécommande pourra trouver bien d'autres applications, vitrines, sécurité, visualisation de phénomènes, etc.

Le montage décrit dans cet article est un stroboscope à enficher directement dans une prise secteur; doté d'un type à éclats au xénon il sera parfaitement à son affaire dans les vitrines, les discothèques, les sous-sols à party dont il constituera la décoration la plus originale. Ce stroboscope connaît deux modes de fonctionnement:

1. Celui de générateur stroboscopique à éclats autonome; il produit alors des flashes lumineux à une fréquence ajustable par l'utilisateur, entre un éclat toutes les deux secondes et cinq éclats par seconde, ce qui correspond à une fréquence comprise entre 30 et 300 éclats par minute.

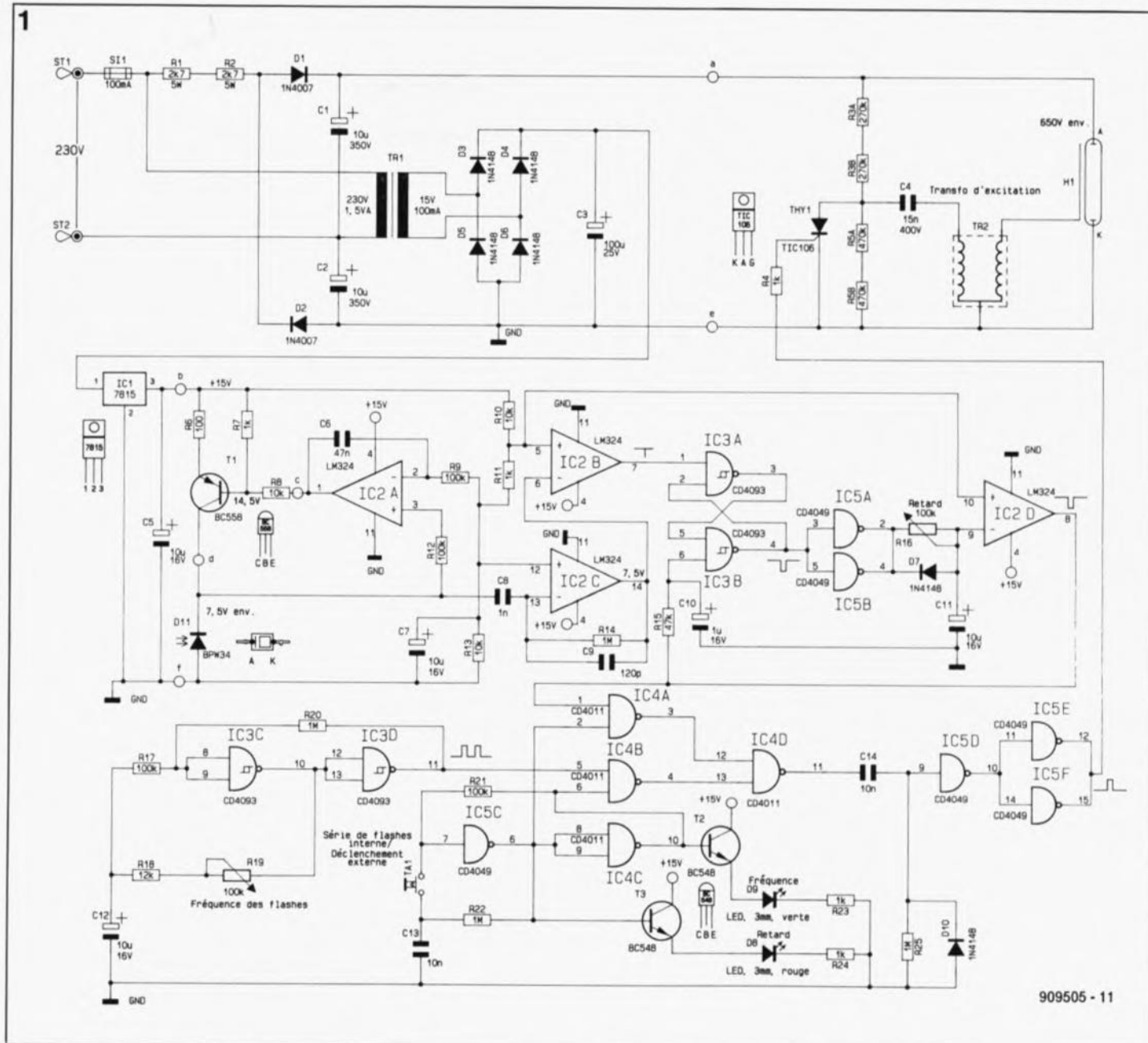
2. Celui de flash-esclave télécommandé par un autre générateur d'éclats; il peut alors présenter un retard au déclenchement ajustable entre 0 et 1 seconde. Ce second mode de fonctionnement fait appel à un photocapteur intégré. Tout flash produit dans la pièce où se trouve le flash-maître déclenche le stroboscope secteur mis en mode flash-esclave. Après écoulement de la durée de retard choisie, le stroboscope produit son flash. La mise en oeuvre de plusieurs stroboscopes-esclaves s'autodéclenchant l'un l'autre peut produire des effets extrêmement intéressants une fois obtenu le déclenchement initial à l'aide d'un stroboscope-maître (ou

tout autre flash lumineux d'intensité suffisante.

Mode d'emploi et fonctionnement

L'utilisation du stroboscope secteur est extrêmement confortable, pour une raison très simple: l'ensemble du montage prend place dans un boîtier à prise secteur incorporée. Il suffit d'enficher le boîtier dans une prise secteur adéquate et déjà le stroboscope est prêt à remplir sa fonction.

La touche placée dans la partie inférieure droite de la face avant permet un choix du mode de déclenchement: soit par déclenchement



909505 - 11

interne qui se traduit par une série continue d'éclats, soit par source de déclenchement externe. Chaque action sur cette touche entraîne un passage à l'autre mode de déclenchement. Une LED verte signale un fonctionnement autonome piloté par l'oscillateur interne, la LED rouge sert à indiquer que le montage est prêt à être déclenché de l'extérieur. L'organe de commande droit (fréquence) permet un ajustage continu de la fréquence de répétition des flashes lumineux sur une plage allant de 0,5 Hz à 5 Hz, ce qui correspond, nous l'avons dit, à un nombre d'éclats par minute compris entre 30 et 300. Le commutateur rotatif gauche (retard) permet, en mode de déclenchement externe, de choisir un retard compris entre zéro seconde pratiquement et une seconde au maximum. Le photodétecteur placé derrière la lentille située dans la partie inférieure gauche du boîtier détecte

tout flash lumineux se produisant dans la pièce pour ensuite déclencher, après écoulement de la temporisation choisie, son propre flash. La sensibilité du photodétecteur est telle que des flashes d'intensité relative faible se produisant à plus de 10 m de distance suffisent pour produire un télé-déclenchement. Notons que la mise en et hors-fonction d'ampoules à incandescence et autres chenillards n'ont pas d'effet sur le fonctionnement du stroboscope bi-fonction.

Si l'on envisage un déclenchement externe il faudra cependant tenir compte de deux choses:

1. Il faut veiller à ce que le photodétecteur ne soit pas illuminé directement par un projecteur puissant dont la lumière pourrait éclipser un flash lumineux extérieur.
2. Des tubes lumineux clignotants peuvent produire des déclenchements intempestifs

sachant qu'ils produisent des éclats lumineux qui se rapprochent par leur structure des flashes émis par un stroboscope-maître. La forme du réflecteur que comporte le stroboscope assure une bonne répartition de la lumière. Comme nous nous trouvons en présence d'un tube à éclats allongé, le réflecteur ne possède pas la forme conique de celui d'une lampe de poche, mais celle d'un demi-cylindre.

Le montage

Penchons-nous sur le schéma de la figure 1. Les 220 V (ou seraient-ce plutôt 230?) du secteur sont transmis aux points ST1 et ST2 du montage à travers la prise secteur incorporée au boîtier. Un petit transformateur, TR1 abaisse cette tension de manière à la rendre utilisable pour l'alimentation de l'électronique de commande, après redressement par

Figure 1. Schéma du stroboscope bi-fonction. On reconnaît en haut la partie H.T. et l'électronique de commande dans la partie inférieure du schéma.

les diodes D3 à D6 et filtrage à l'aide du condensateur C3. Le régulateur intégré IC1 régule à +15 V la tension disponible aux bornes du condensateur C3. C5 élimine les résidus de la tension de ronflement.

Bien que l'on soit en présence d'un enroulement du secondaire galvaniquement séparé du secteur, l'ensemble du montage est en liaison directe avec le secteur par l'intermédiaire des diodes D1 à D6. Ceci sous-entend qu'en tout point du montage il peut exister un potentiel létal. Il ne faudra donc mettre ce montage sous tension qu'après l'avoir enfermé dans un boîtier en plastique parfaitement isolé.

Avant de nous pencher sur l'ensemble de production de l'impulsion de commande, relativement complexe, intéressons-nous au dispositif de génération des flashes lumineux.

La tension du secteur arrive, par l'intermédiaire de deux résistances de puissance (5 W) montées en série, R1 et R2, à un doubleur de tension constitué par la diode D1 et le condensateur C1 (demi-période positive) et la diode D2 et le condensateur C2 (demi-période négative). Aux bornes des condensateurs-tampons C1 et C2 montés en série on dispose d'une tension redressée de quelque 650 V. En raison de la liaison directe avec le secteur et de l'importance de la tension absolue, **toute entrée en contact à ce niveau-là est létale**. Répétons-le: le montage ne peut être mis sous tension qu'une fois placé dans un boîtier en plastique hermétiquement fermé. Si l'on a sorti le stroboscope de la prise secteur, il faut attendre 30 secondes au minimum avant d'ouvrir le boîtier. Après cette attente, on peut estimer que les condensateurs C1 et C2 ont eu le temps de se décharger à

travers les résistances R3A, R3B, R5A et R5B.

La haute tension (H.T.) de 650 V disponible aux bornes des condensateurs C1 et C2 est appliquée directement au tube à éclats au xénon, H1. Le processus d'amorçage proprement dit est déclenché par une oscillation de fréquence élevée (H.F.) et d'amplitude très importante appliquée à l'électrode d'amorçage du tube à éclats. Cette impulsion H.T. naît de la décharge du condensateur C4 à travers le primaire du transformateur d'excitation TR2. A cet endroit la tension de crête peut atteindre des pointes de l'ordre de 10 000 V.

Le condensateur d'excitation C4 se recharge par l'intermédiaire des résistances R3A et R3B ainsi qu'à travers le primaire du transformateur d'excitation TR2. Par son amorçage à travers la résistance R4, le thyristor THY1 devient passant, permettant à la charge du condensateur de s'écouler dans le primaire du transformateur d'excitation. Il naît alors dans le secondaire de ce transformateur l'impulsion H.T. dont nous venons de parler.

L'allumage du tube au xénon produit une décharge brutale des condensateurs électrochimiques C1 et C2. Cette énergie est transformée, à un rendement élevé, en lumière visible émise par le tube à éclats, H1. Dès que la tension aux bornes des condensateurs C1 et C2 est retombée à quelque 100 V, le tube à éclats retrouve son impédance élevée de sorte que ces deux condensateurs peuvent se recharger à travers les résistances R1 et R2. Simultanément on a une recharge du condensateur d'excitation C4 à travers les résistances R3A et R3B. La

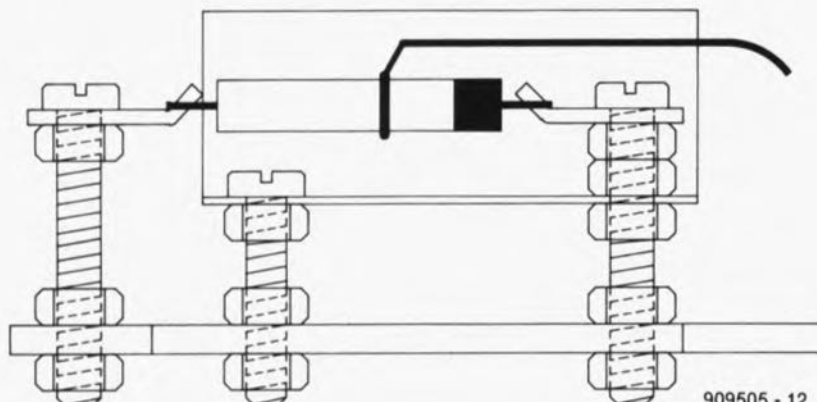
valeur donnée aux composants concernés permet une cadence d'au moins 5 flashes lumineux par seconde.

Voyons comment est produite l'impulsion d'amorçage du thyristor THY1. En mode de fonctionnement basé sur l'utilisation de l'oscillateur interne pour la production séquentielle de flashes, l'impulsion d'amorçage est générée par l'oscillateur que constituent les portes NAND à trigger de Schmitt IC3C et IC3D associées aux composants proches.

Le condensateur C12 se charge progressivement à travers les résistances R18 et R19. La tension présente aux bornes du condensateur C12 arrive, par l'intermédiaire de la résistance R17, aux entrées de la porte IC3C montée en inverseur. En association avec le second inverseur, IC3D, et la résistance R20, on produit une certaine hystérésis dont l'importance peut être modifiée, sur une certaine plage, par changement de la valeur de la résistance R17. La mise en butée vers la droite du potentiomètre R19 devrait se traduire par une fréquence de 5 éclats par seconde. En raison de la tolérance présentée par certains composants, il peut être nécessaire de devoir adapter cette partie du circuit pour obtenir la dite fréquence. Voici comment s'y prendre. Si la fréquence de production des flashes est trop élevée, on pourra la réduire en augmentant à 120 k Ω par exemple la valeur de R17; au contraire, si la fréquence de production des éclats est trop faible, on pourra diminuer à 82 k Ω environ la valeur de cette même résistance. La mise en butée du potentiomètre R19 fait tomber la fréquence de production des éclats à sa valeur minimale, à savoir 0,5 Hz, ce qui cor-

Figure 2. Croquis de la technique de montage du réflecteur sur la platine. On distingue clairement l'anneau noir identifiant la cathode du tube à éclats.

2



909505 - 12

respond à un éclat toutes les 2 secondes.

La fréquence de l'oscillateur correspondante est disponible à la sortie de IC3D d'où elle est appliquée à la porte IC4B montée en interrupteur électronique. IC4A reçoit à sa broche 1 les impulsions de déclenchement externes. Le choix de la porte mise en fonction dépend de l'état de l'ensemble de commande par bouton-poussoir que constituent les portes IC5C et IC4C associées à la touche TA1 et aux composants proches. Chaque action sur la touche TA1 produit un changement du niveau logique des sorties de IC5C et IC4C de sorte qu'une des deux portes seulement, IC4A ou IC4B, peut être libérée. La porte NAND IC4D combine les sorties de ces deux portes de sorte que les impulsions à transmettre sont disponibles à la sortie de IC4D.

Lors de chaque passage d'un niveau bas vers un niveau haut, le réseau différentiel constitué par le condensateur C14 et la résistance R25 produit une impulsion positive à l'entrée de l'inverseur IC5D. A la sortie de cette porte on dispose d'une impulsion négative convertie, à la suite de son passage par un nouvel inverseur et un tampon IC5E et IC5F, en une impulsion positive, dont les caractéristiques conviennent parfaitement à la commande du thyristor THY1, à travers la résistance R4, composant qui déclenche, en temps voulu, le processus d'allumage du tube à éclats.

Intéressons-nous maintenant au processus de déclenchement externe. Les impulsions lumineuses venant de l'extérieur sont détectées par la photodiode D11 dotée d'une lentille de focalisation; elles sont ensuite transmises, par l'intermédiaire du condensateur C8 à l'inverseur/amplificateur monté en aval, IC2C. A la sortie de celui-ci on trouve une impulsion positive amplifiée que le comparateur IC2B transforme en une impulsion rectangulaire négative. Cette impulsion entraîne le positionnement de la mémoire temporaire que constituent les portes NAND à trigger de Schmitt IC3A et IC3B par l'intermédiaire de sa broche 1. La sortie de cette bascule passe d'un niveau haut à un niveau bas ce qui entraîne un passage du niveau bas au niveau haut de l'inverseur IC5A/IC5B placé à sa sortie. Le condensateur C11 se charge à travers la résistance R16. Après écoulement d'une temporisation de courte durée, le comparateur IC2D bascule et sa sortie passe d'un niveau haut à un

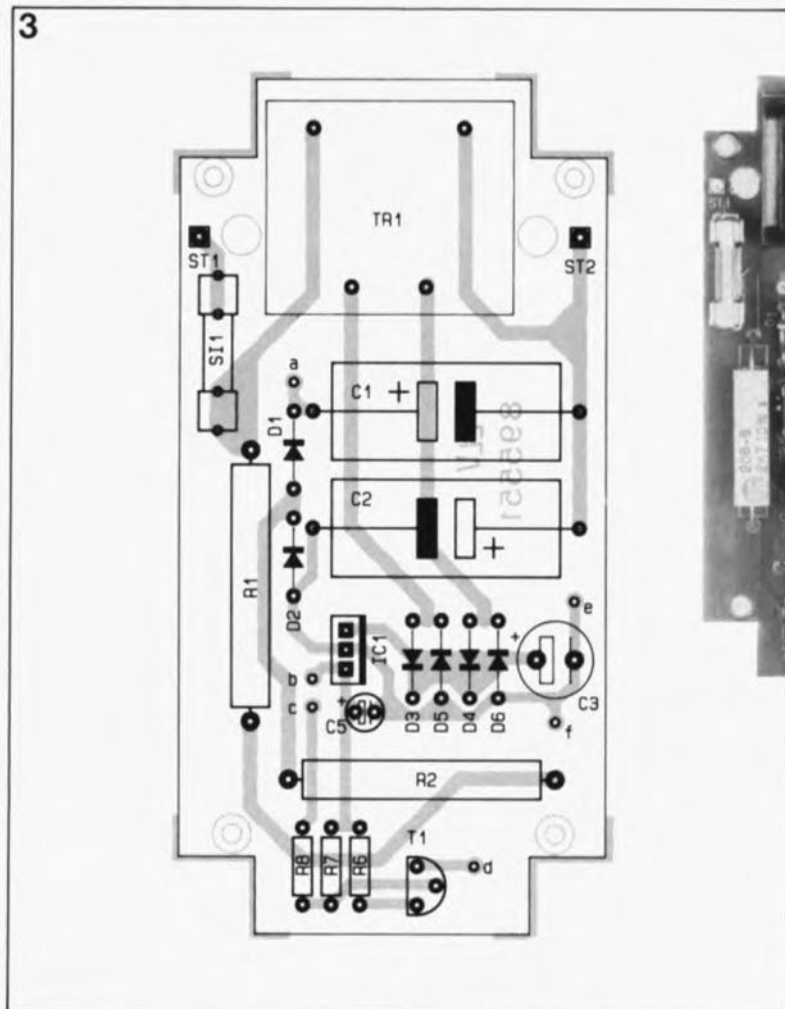


Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine du transformateur. A côté une platine terminée, prête au montage.

Liste des composants

Résistances:

R1, R2 = 2 k Ω /5 W
R3A, R3B = 270 k Ω
R4, R7, R11, R23,
R24 = 1 k Ω
R5A, R5B = 470 k Ω
R6 = 100 Ω
R8, R10, R13 = 10 k Ω
R9, R12, R17, R21 = 100 k Ω
R14, R20, R22, R25 = 1 M Ω
R15 = 47 k Ω
R16, R19 = ajust.
100 k Ω axe 4 mm
R18 = 12 k Ω

Condensateurs:

C1, C2 = 10 μ F/350 V
C3 = 100 μ F/25 V
C4 = 15 nF/400 V
C5, C7, C11, C12 = 10 μ F/16 V
C6 = 47 nF
C8 = 1 nF
C9 = 120 pF
C10 = 1 μ F/16 V
C13, C14 = 10 nF

Semi-conducteurs:

D1, D2 = 1N4007
D3 à D7,
D10 = 1N4148
D8 = LED 3 mm rouge
D9 = LED 3 mm verte
D11 = photodiode
BPW34 avec lentille

niveau bas. A supposer que IC4A ait été libéré par l'intermédiaire de la commande par touche, cette impulsion produit, après avoir traversé IC4D, l'impulsion d'amorçage mentionnée précédemment. Simultanément, le condensateur C10 qui était chargé, se décharge brièvement à travers la résistance R15. Ceci produit une remise à zéro de la mémoire IC3A/IC3B par l'intermédiaire de sa seconde entrée et une décharge brutale du condensateur C11 à travers IC5A, IC5B et la diode D7. Cette partie du montage se retrouve dans son état initial, dans l'attente d'une nouvelle impulsion de déclenchement. La courte temporisation introduite par le réseau RC R15/C10 est indispensable si l'on veut éviter une réaction du montage à ses propres flashes.

Avant d'en avoir terminé avec la partie théorique de cet article, ajoutons un mot sur le dispositif d'adaptation automatique aux variations de la luminosité ambiante. La photo-diode D11 se voit appliquer, par l'intermédiaire du transistor T1, un courant de fonctionnement dont l'intensité est telle que l'on ait aux bornes de la diode D11 une chute de potentiel égale à la moitié de la tension d'alimentation. Cette tension est appliquée à l'entrée non-inverseuse

de l'amplificateur opérationnel IC2A à travers la résistance R12. Cet amplificateur effectue une comparaison de cette tension avec une tension de référence appliquée à son entrée inverseuse (broche 2). En cas d'augmentation de la luminosité ambiante, la tension aux bornes de la diode D11 diminue, ce qui entraîne une compensation par l'intermédiaire d'un processus de régulation matérialisé par l'amplificateur opérationnel IC2A associé au transistor T1. On dispose de cette manière d'une sensibilité de déclenchement pratiquement constante sur une plage de luminosité relative-ment large.

La réalisation

L'ensemble des composants prend place sur deux platines - à monter ultérieurement en sandwich. Cette solution permet de réaliser un montage très compact. La réalisation de ce stroboscope ne devrait pas poser de problème à un lecteur d'Elektor, quelle que soit son expérience.

On commencera par effectuer l'implantation des composants sur chacune des deux platines comme à l'accoutumée. La platine du transformateur (figure 3) est celle dont la réalisation sera la plus vite terminée.

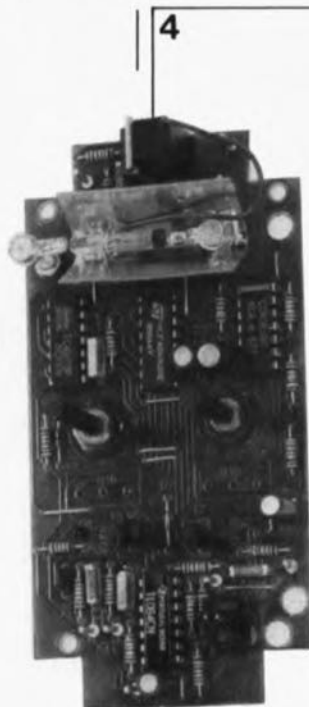
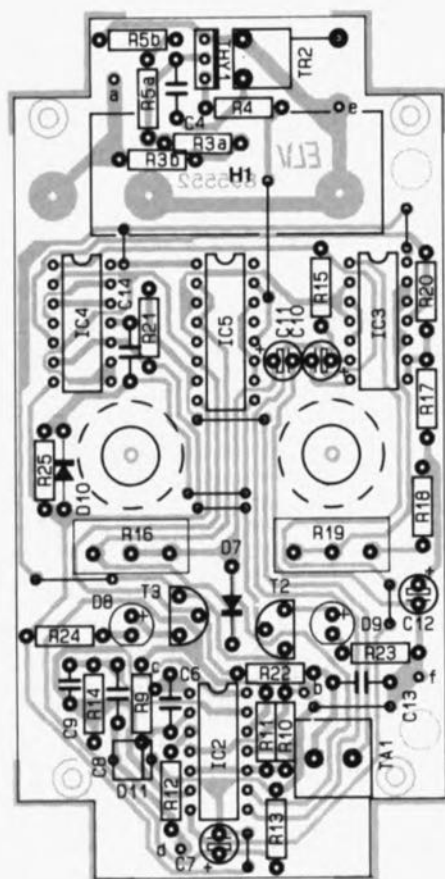


Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine du tube à éclats. On y voit clairement la disposition des potentiomètres R16 et R19. Exemple terminé de cette platine.



T1 = BC558
T2,T3 = BC548
THY1 = TIC106
IC1 = 7815
IC2 = LM324
IC3 = CD4093
IC4 = CD4011
IC5 = CD4049

Divers:

TR1 = transfo
15 V/100 mA au
secondaire
TR2 = transfo
d'allumage
SI1 = fusible 100 mA
retardé
H1 = tube à éclats
TA1 = bouton-
poussoir
porte-fusible encartable
1 réflecteur
12 picots
4 entretoises 30 mm
visserie (1xM3x15,
2xM3x20, 4xM3x35,
11 écrous M3)
2 oeillets à souder de
3,2 mm de diamètre
15 cm de fil de cuivre
argenté
10 cm de fil de
câblage souple de
0,75 mm² de section
30 cm de fil de
câblage souple de
0,22 mm² de section

Elle ne comporte pas de piège, le transformateur ne pouvant se monter que d'une seule façon; il suffit de ne pas se tromper de polarité lors du montage des condensateurs, des diodes. Les résistances de puissance R1 et R2 sont à disposer à une dizaine de millimètres de la platine de manière à permettre une meilleure dissipation de la chaleur.

Le montage des composants de la seconde platine (figure 4), sur laquelle prendra place le tube à éclats se fait comme d'habitude: on commencera par les petits composants pour finir par les plus importants. Cette platine ne comporte pas moins de 9 ponts de câblage, alors que la première n'en comporte aucun. L'implantation appelle deux remarques importantes:

1. La touche TA1 est montée sur une paire de picots de manière à ce qu'elle émerge du boîtier lorsque celui-ci sera fermé.
2. La fixation du réflecteur métallique est effectuée à l'aide d'une paire de vis. On commence par placer sur la première vis M3x20 un oeillet de soudage auquel sera soudé ultérieurement la cathode du tube à éclats (marquée par un anneau de couleur noire). On enfle ensuite deux écrous, le premier

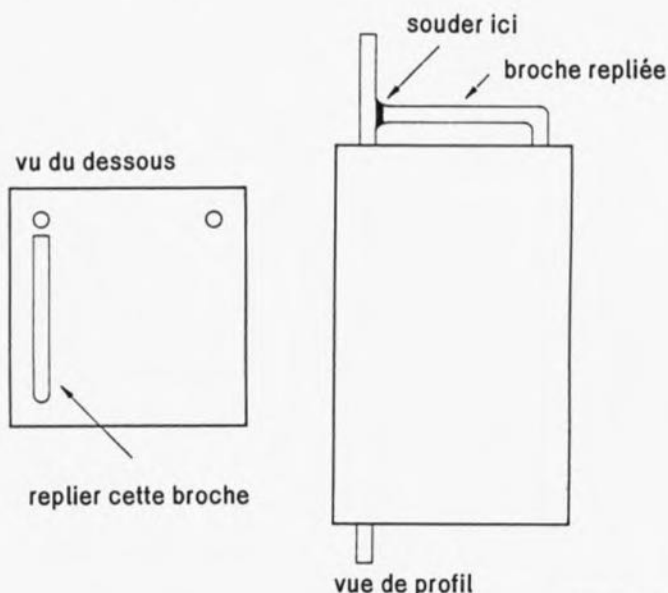
pour fixer l'oeillet; le second fait office de contre-écrou et sert à déterminer la hauteur du réflecteur. La vis ainsi préparée (vis de droite du croquis de la figure 2 est passée dans l'orifice prévu à son intention

dans le réflecteur, qui est fixé sur la vis à l'aide d'un troisième écrou. Un quatrième écrou est placé à quelque 5 mm du précédent. Il servira à fixer la position de l'ensemble par rapport à la platine. La vis est ensuite placée dans le trou correspondant de la platine et fixée à l'aide du cinquième écrou. Pour garantir au réflecteur une certaine rigidité mécanique on le dote d'une vis, une M3x15 celle-là (la vis centrale du croquis). En cas de doute, on consultera le croquis de la figure 2 qui illustre la disposition des différents écrous sur les vis.

La cathode du tube à éclats est soudée à l'oeillet mentionné quelques lignes plus haut. Pour assurer une bonne fixation de l'anode, on place une troisième vis à 10 mm environ du réflecteur, dans l'orifice prévu. On adoptera la construction représentée en figure 2. Cette vis est elle aussi dotée d'un oeillet auquel sera soudée ultérieurement l'anode du tube à éclats. Celui-ci reçoit son alimentation positive par l'intermédiaire de la vis.

Le transformateur d'amorçage TR2 comportait à l'origine deux bornes, d'où la sérigraphie. Depuis lors ce modèle n'est plus fabriqué. Il a donc fallu le remplacer par un transformateur à trois broches. Pour garder la compatibilité, il suffit d'effectuer la modification représentée par le croquis de la figure 5. L'une des bornes est repliée vers l'autre à laquelle elle est ensuite soudée. Le

5



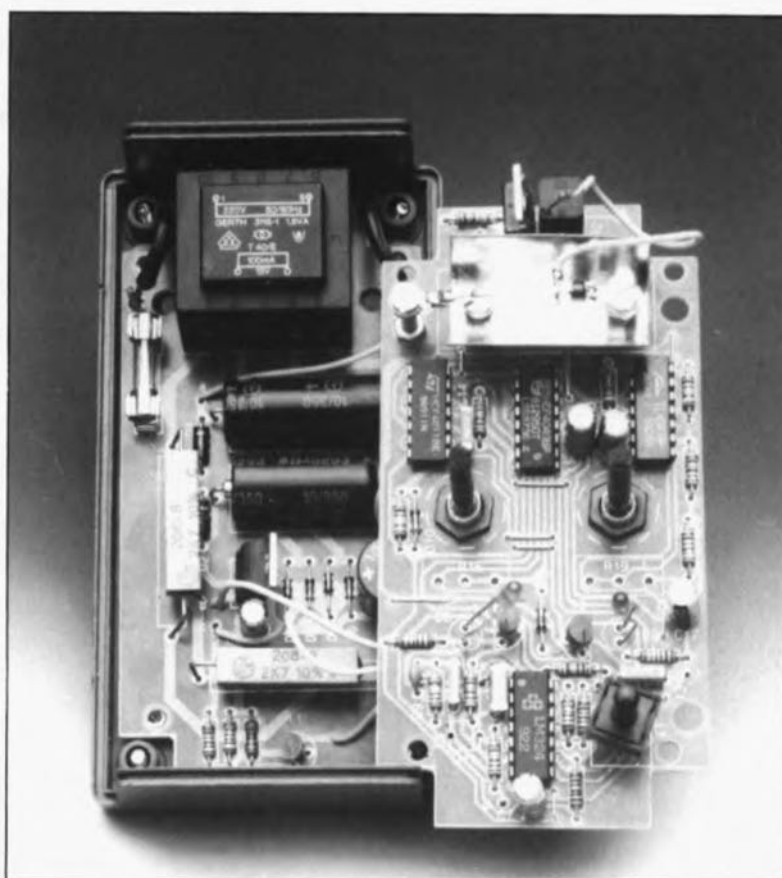
transformateur à deux bornes ainsi obtenu est mis en place selon les indications de la sérigraphie portée sur la platine et soudé. La tension d'amorçage est alors disponible sur la borne supérieure du transformateur d'amorçage. Notons que la position de cette troisième broche ne correspond plus au dessin de la sérigraphie. On soude à cette borne un petit morceau de fil de câblage souple dont on dénudera précautionneusement l'autre extrémité sur une longueur de quelque 12 mm; on étame sans excès avant d'entortiller le métal ainsi mis à nu autour du tube, à son centre approximativement où il est soudé fermement pour éviter que la connexion puisse se déplacer.

Comme cela arrive souvent, les potentiomètres sont implantés par le dessous de la platine et fixés à l'aide d'un contre-écrou enfilé sur l'axe. Les trois bornes de chacun de ces potentiomètres sont soudées aux points correspondants après avoir été repliées à l'équerre.

Ceci termine la réalisation de la platine du tube à éclats.

L'interconnexion entre les deux platines nécessite six morceaux de fil de câblage souple. Les picots "a" à "f" de la platine du transformateur sont dotés d'un morceau de câble souple dont l'autre extrémité est reliée aux points correspondants (côté soudures) de la platine du tube à éclats. Le point "a" de la première platine au point "a" de la seconde et ainsi de suite jusqu'aux points "f".

Il faut ensuite planter les deux platines dans le boîtier en plastique à prise secteur incorporée. Les points ST1 et ST2 de la platine du transformateur sont reliées aux bornes de la prise secteur à l'aide d'un morceau de câble de 0,75 mm² de section au minimum. On veillera à éviter les longueurs inutiles (ne pas dépasser 50 mm). Après avoir effectué la soudure de ces deux points, on pourra donner à la platine du transformateur sa position définitive dans la demi-coquille inférieure du boîtier. On peut alors placer la seconde platine en sandwich sur l'autre. La fixation mécanique des deux platines l'une sur l'autre et dans le boîtier se fait à l'aide de quatre vis M3x35 associées à des entretoises de 30 mm. Les vis sont placées dans les quatre orifices prévus à cet effet. On place ensuite une entretoise sur la vis de l'autre côté de la platine; la vis passe ensuite dans la seconde platine pour venir se visser dans les orifices prévus dans le boîtier - dotés eux



d'un contre-écrou. On assure ainsi à l'ensemble une parfaite fixation mécanique.

Pour éviter tout risque d'entrée en contact avec la tension du secteur, il reste à mettre devant le tube à éclat un morceau de plexiglas transparent fixé à l'aide de quelques gouttes de colle à deux composants ou à prise ultra-rapide. On donnera à cette plaquette de plexiglas des dimensions telles, que même en cas d'enfoncement, il soit impossible d'entrer en contact avec l'intérieur du boîtier dans lequel règnent, nous l'avons déjà mentionné, des tensions dangereuses.


Il faudra veiller à positionner les deux diodes de manière à ce qu'elles affleurent la surface du boîtier, voire la dépassent de 1 à 2 mm.

On raccourcit les deux axes des potentiomètres de façon à ce qu'ils sortent de 10 mm environ par rapport à la surface du boîtier. Il restera ensuite à les doter de leur bouton, après avoir fixé la demi-coquille supérieure sur la partie inférieure du boîtier.

Ultimes recommandations

Attention cependant aux tensions élevées présentes à l'intérieur du boîtier. Il ne saurait être question d'intervenir sur les platines du

montage tant que celui-ci est en contact avec le secteur.

Vous voici doté d'un générateur d'effets lumineux aux applications aussi nombreuses qu'imprévisibles. 

ELEX & ELEKTOR CHERCHENT DU RENFORT

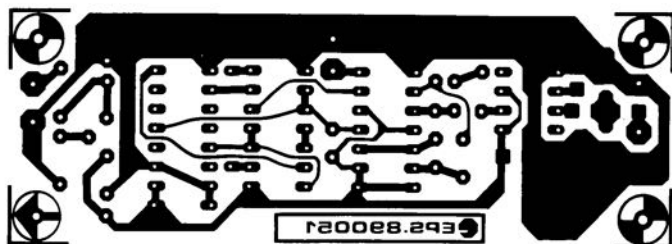
Vous êtes mordu(e) d'électronique.
Bravo !

Vous écrivez bien le français. Excellent !
Vous comprenez l'anglais, l'allemand
ou le néerlandais.
Encore mieux !

**Êtes-vous
le RÉDACTEUR ou la RÉDACTRICE
qui complètera notre équipe ?**

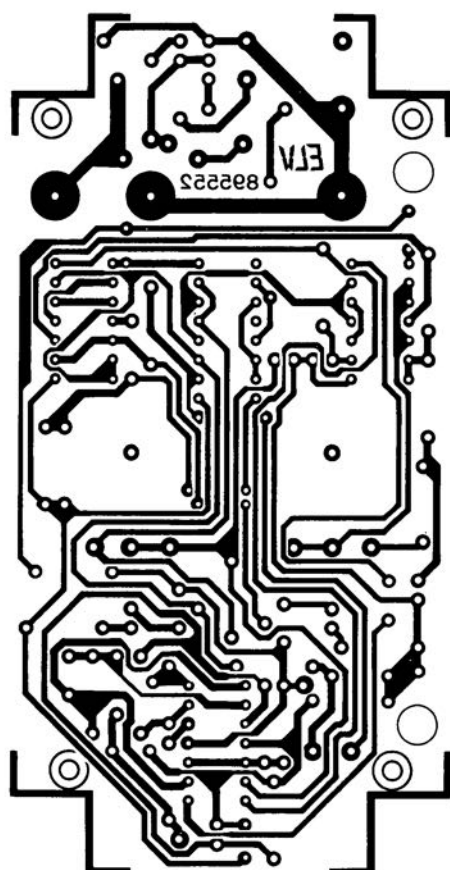
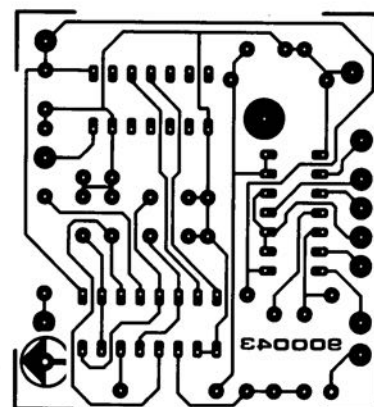
Parlez-en sans tarder à :
Robert SAFIE
ELEKTOR
BP53
59270 BAILLEUL
ou à
Denis Meyer
ELEKTUUR
PB 75
6190 AB BEEK (L)
Pays-Bas

SERVICE



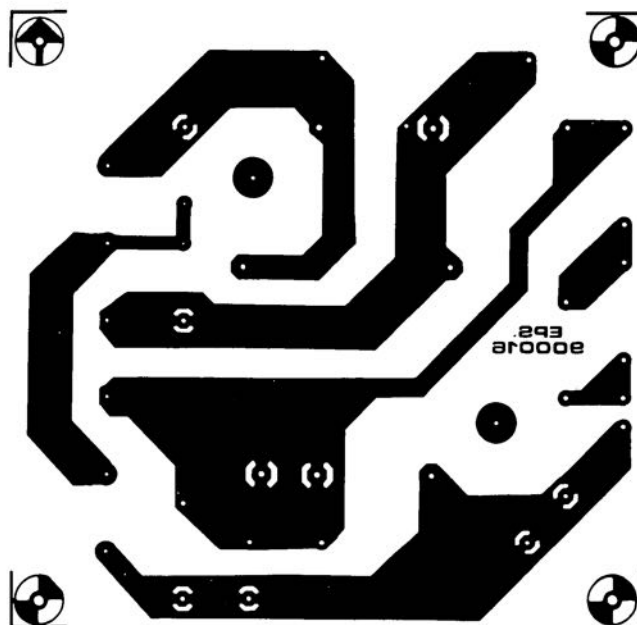
giga-diviseur

L'après-MEFISTO:
"resynchronisateur" multi-mode

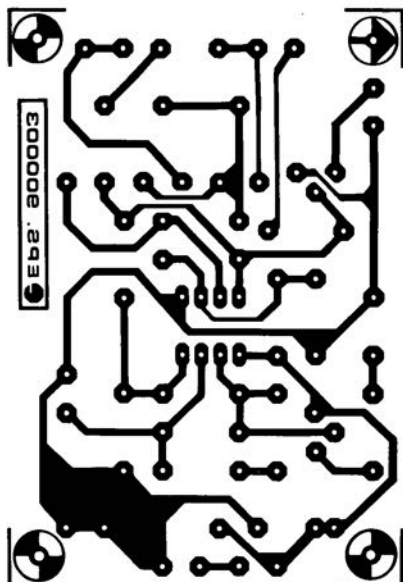
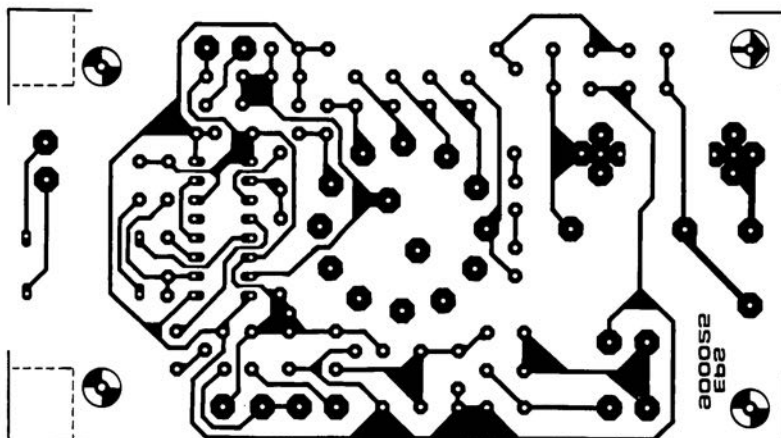


Stroboscope bi-fonction: la platine de commande

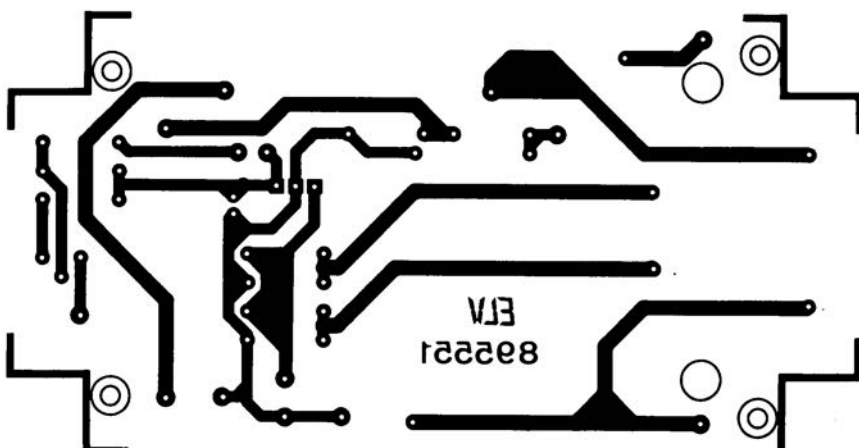
Écrêteur-secteur



Maton-secteur



Commutateur d'intervalle pour caméscope



Stroboscope bi-fonction: la platine du transformateur

écrêteur-secteur

un filtre secteur à deux fonctions



Les amateurs d'électronique ne l'avoueront qu'avec réticence: leurs "exploits" sont parfois source d'interférences. Force montages électroniques produisent des interférences sur le secteur. En fait, on ne prend conscience de cette situation que par ses conséquences: le dérèglement momentané d'un appareil qui, normalement, fonctionne impeccablement, à la suite d'interférences véhiculées par le secteur. Le filtre secteur objet de cet article porte remède aux deux situations mentionnées ci-dessus.

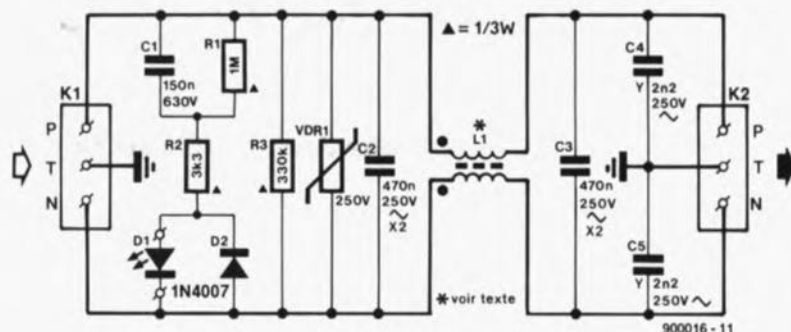
Tout citoyen relié au réseau de l'EDF (serait-ce, outre-Quévrain, l'EDB, Electricité de Belgique?) s'attend normalement à trouver à n'importe laquelle des prises secteurs de son domicile une tension parfaitement sinusoïdale, d'une valeur efficace de 220 V très exactement et présentant une fréquence de 50 Hz. Ces caractéristiques peignent une situation trop belle pour être vraie et, qui si elle l'était, rendrait parfaitement superflu cet article. Avec l'évolution sociale que nous connaissons, la tension du secteur véhicule de plus

en plus d'interférences, d'impulsions de toutes sortes et de tensions à haute, voire très haute, fréquence. Si on la compare à la situation industrielle dans laquelle les gros consommateurs de kilowatts sont sources de perturbations qui peuvent produire des variations de l'ordre du volt, la situation domestique n'est guère meilleure, sans oublier que les circuits de commande à thyristors et à triacs produisent la superposition sur le secteur de crêtes de tension d'une centaine de volts.

Nous sommes tellement habitués à

toutes sortes d'appareils d'usage quotidien, sources d'interférences sur le secteur, que nous ne pouvons plus nous en passer. Citons-en quelques-uns, pour prouver que nous n'exagérons pas: les bébephones-secteur fonctionnant à l'aide d'une porteuse dont la fréquence peut atteindre jusqu'à 100 kHz; les gradateurs omniprésents produisent eux aussi des crêtes de tension; l'alimentation à découpage de votre ordinateur (quelques kHz) voire la cafetière, le réfrigérateur ou tout ustensile ménager utilisé occasionnellement,

1



font également partie des coupables.

L'EDF soi-même fait appel à la tension du secteur pour la transmission d'informations de commande —des séries d'impulsions d'une fréquence de 177 Hz— destinées à la commutation entre les différents tarifs de nos compteurs, heures de pointe ou tarif de nuit par exemple. Il en va de même en ce qui concerne le réseau à haute tension (H.T.). Ces câbles sont utilisés pour la transmission de données sérielles entre les centrales.

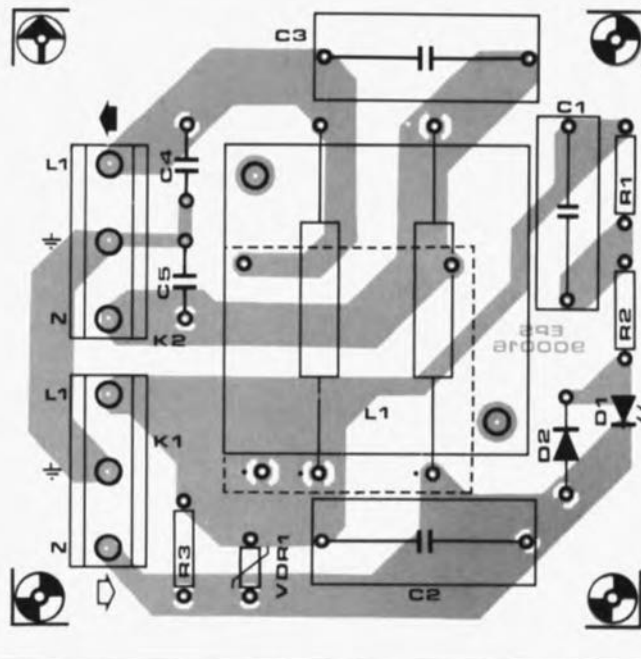
Pour mettre l'utilisateur à l'abri des ennuis mentionnés plus haut, un filtre secteur digne de ce nom se doit de remplir deux fonctions: d'une part protéger l'équipement contre toute interférence transitoire provoquée par le secteur et d'autre part atténuer les tensions d'interférence gênantes produites par l'équipement lui-même.

Un filtre secteur

La majeure partie de la structure d'un filtre secteur ressemble à celle d'un filtre utilisé dans le domaine des basses fréquences (B.F.). On définit une plage de transmission à l'aide de condensateurs et/ou de selfs. Un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure haute est de 50 Hz permet une atténuation efficace de toute interférence.

Les composants requis pour la réalisation d'un montage du type de cet écrêteur-secteur, doivent répondre à des critères de sécurité sévères. La capacité admissible-même des condensateurs pris entre la phase (P), le neutre (N) et la terre (T) connaît une valeur maximale à ne pas dépasser. La capacité maximale autorisée pour les condensateurs implantés dans un appareil mobile est de $2 \cdot 2,2 \text{ nF}$ alors qu'elle ne devrait pas dépasser $2 \cdot 22 \text{ nF}$ dans le cas d'un appareil fixe. La raison principale de cette limitation est une réduction au strict minimum des courants de commutation lors de la mise en et hors-fonction de l'appareil en question.

2



Un second aspect, plus important encore peut-être, est une limitation à une valeur inoffensive des courants traversant notre corps, situation que l'on pourrait rencontrer lors d'une entrée en contact avec un appareil dont la mise à la terre ne répond pas aux critères de sécurité officiels.

Comme cela est le cas pour les applications audio, l'utilisation de condensateurs seuls ne permet de produire que des flancs relativement peu pentus. On peut espérer une certaine amélioration de l'atténuation dans le domaine de réjection par la mise en place de selfs de choc (ou d'arrêt). Ces bobines existent au moins sous trois formes. Toutes ces selfs ont une caractéristique commune: une augmentation de l'inductance se traduit par un meilleur rendement.

Cependant, puisque l'accroissement de l'inductance de la bobine produit une chute de tension de plus en plus importante à ses bornes (charges complexes), le choix d'une combinaison correcte pour la paire dispositif antiparasites/consommateur est assez délicat et dépend pour une grande part du type d'interf-

rence que l'on s'attend à rencontrer. La version la plus simple d'une self d'arrêt est une inductance saturée. A la mise en fonction (courant = 0) elle présente une inductance élevée. En cours de fonctionnement l'inductance de la self diminue très sensiblement en raison de la saturation de son noyau métallique (ferrite). Ce type de self d'arrêt n'a de fonctionnement antiparasitaire que dans le cas d'interférences symétriques c'est-à-dire de tensions parasites naissant entre la phase et le neutre.

Les selfs toriques à enroulements multiples et compensation de courant sont plus efficaces. Elles ont toutefois le gros inconvénient d'être beaucoup plus chères. Dans le cas d'un couplage capacitif important entre le circuit et le boîtier, il circule un courant parasite asymétrique (entre la phase/le neutre et la terre), pour une moitié, par la ligne de terre vers l'appareil et pour l'autre vers le secteur à travers les conducteurs de phase et de neutre. La self torique atténue les composantes du courant parasite: ses enroulements sont connectés à la phase et à la terre de manière à ce que les champs

Figure 1. L'électronique de l'écrêteur-secteur est (un peu) plus compliquée que celle d'un simple filtre secteur à trois composants.

Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de l'écrêteur-secteur. Les lignes pointillées délimitent l'emplacement destiné à la bobine RD 62-3.

Liste des composants

Résistances:

R1 = 1 M Ω /0,33 W
R2 = 3k Ω /0,33 W
R3 = 330 k Ω /0,33 W
VDR1 = varistor
250 V (tel que
Siemens S10V
S10K250 par
exemple)

Condensateurs:

C1 = 150 nF/630 V
C2, C3 = 470 nF/
250 V CA, classe X2
C4, C5 = 2nF/250 V
CA, classe Y

Selfs:

L1 = 2x10 mH (telle
que Schaffner
RD 62-3) ou
2x40 mH (telle que
Schaffner RD 62-6
par exemple)

Semi-conducteurs:

D1 = LED 5 mm rouge
D2 = 1N4007

Divers:

F1 = fusible 2,5 A
retardé (pour
RD 62-3) ou 5 A
retardé (pour
RD 62-6)
K1, K2 = bornier pour
circuit imprimé,
3 contacts au pas de
10 mm
boîtier plastique,
dimensions hors-tout
110 x 110 x 65 mm
(tel que Schyller
93220 ou
BICC - Vero IP55
515-60884G par
exemple)
prise mâle intégrable à
fusible intégré
fiche femelle intégrable
avec obturateurs

magnétiques naissant dans la bobine se neutralisent. L'influence de la capacité sur le courant utile est très faible, de sorte qu'il n'y a pas de chute de tension (indésirable) aux enroulements de la bobine.

Les charges consommant plus de 100 A et produisant surtout des interférences symétriques (c'est-à-dire entre la phase et le neutre), seront connectés de préférence au secteur à l'aide d'une ou de plusieurs selfs à bâtonnet de ferrite. À l'inverse des selfs à saturation, ce type de bobine garde une inductance constante.

Les selfs d'antiparasitage à prendre en série dans la ligne de terre amortissent les parasites asymétriques véhiculés par ce conducteur. Elles sont disponibles en deux versions: basse et haute fréquence.

Un premier critère de sécurité consiste à utiliser pour leur réalisation un conducteur de section identique à celle de la ligne de terre. Un second critère de sécurité exige que la chute de tension mesurée à un courant égal au quadruple du courant nominal soit inférieure à 4 V.

Le circuit

L'électronique de notre écrêteur-secteur est plus compliquée que celle d'un filtre antiparasitage à 3 composants coûtant une centaine de francs.

En aval du bornier pour circuit imprimé à trois contacts, K1, le condensateur C1 et la résistance R2 font office de diviseur de tension alternative pour permettre à la diode électroluminescente (LED) D1 de donner une indication de mise en fonction. En absence de la tension du secteur, la résistance R1 permet la décharge du condensateur C1. La diode D2 sert à empêcher une surcharge de la LED dans le sens bloquant. Le varistor VDR1 bloque toute crête de tension supérieure à 250 V.

Il est primordial d'utiliser des condensateurs du type X2 pour C2 et C3 et des condensateurs du type Y pour C4 et C5. Il s'agit ici de condensateurs spéciaux, destinés à l'antiparasitage et possédant une tension de service de 250 V en alternatif. En règle générale ce sont des condensateurs à film polyester métallisé, présentant de bonnes caractéristiques de rétablissement après un claquage à l'intérieur du diélectrique, ce que l'on appelle aussi la cicatrisation. L'utilisation de condensateurs du type X2 se limite aux applications pour lesquelles un

mauvais fonctionnement n'entraîne pas de risques pour la santé de l'utilisateur. Pour cette raison les condensateurs C2 et C3 de notre montage sont pris en parallèle entre la phase et le neutre de la tension du secteur. Ainsi, la seule conséquence d'un court-circuit de ces condensateurs est un fusible détruit ou un disjoncteur différentiel à réarmer, leur coupure (rupture) ne se traduit elle que sous la forme d'un fonctionnement moins performant de l'antiparasitage. Ces deux éventualités, pour désagréables qu'elles soient, ne font pas courir le moindre danger.

En ce qui concerne les condensateurs de type Y, C4 et C5, il faut être beaucoup plus exigeant. Leur interruption interne résulte en un antiparasitage limité; un court-circuit au contraire entraîne un couplage direct de la phase ou du neutre au conducteur de terre !

Pour votre sécurité personnelle il est impératif de renoncer absolument à l'utilisation de condensateurs à film ordinaires. Respectez le type de composant indiqué dans le texte et la liste des composants !!

La seule et unique inductance que comporte notre circuit est une self à compensation de courant, L1. Le circuit imprimé est conçu de manière à ce que l'une des deux bobines de la marque Schaffner, mentionnées dans la liste des composants, puisse y prendre place. Leur courant maximal admissible et la valeur de l'inductance constituent les deux caractéristiques qui différencient ces bobines. La bobine 2x10 mH, RD 62-3 supporte un courant maximal de 3 ampères tandis que la RD 62-6 (2x4 mH) peut être utilisée avec un courant de 6 ampères au maximum.

Le montage

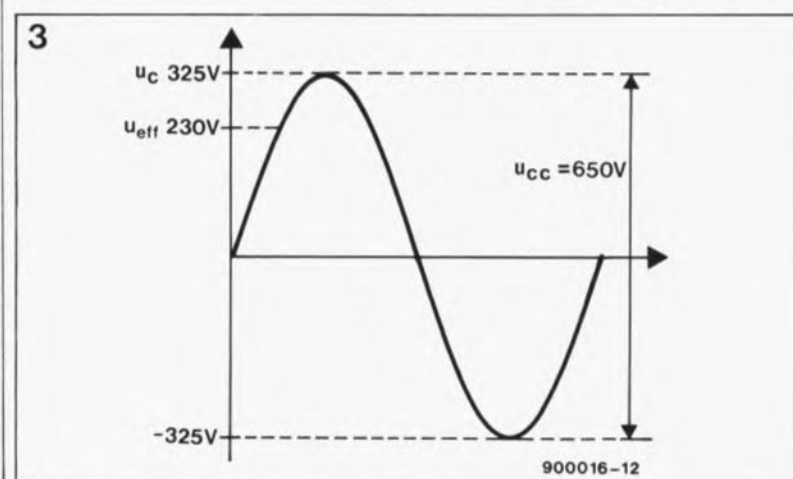
Il s'agit ici d'une réalisation qui ne demande pas d'adresse exceptionnelle pour la soudure des différents composants. Seule la mise en place de la bobine L1 appelle une remarque puisque sa fixation est fonction du type de la self utilisée. L'implantation de la bobine RD 62-3, de 3 A, ne pose aucun problème. Elle est soudée à sa place de manière "classique". Le modèle plus encombrant (et plus cher) capable de supporter un courant maximal de 6 A, est vissé couché sur le dos sur le circuit imprimé. De sa partie inférieure visible maintenant sortent 4 fils isolés de différentes couleurs. Les deux fils de couleur foncée constituent la sortie du filtre et les deux fils de couleur claire, son entrée. Sur la photo du prototype on voit nettement comment sont réalisées toutes les connexions.

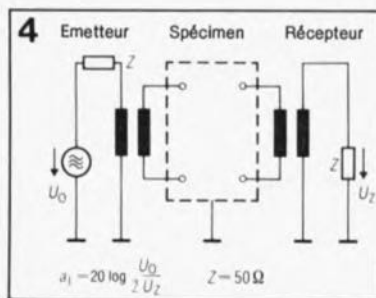
Avant de soumettre l'écrêteur-secteur à un premier test, il est recommandé de renforcer la piste du conducteur de terre à l'aide d'un fil de cuivre de 2,5 mm². Il va sans dire qu'une fois effectués les premiers essais, concluants, le circuit sera incorporé soit dans le boîtier (métallique) d'un appareil soit dans un boîtier plastique distinct. Nous avons doté le prototype de l'écrêteur-secteur d'une prise mâle avec fusible intégré et d'une fiche femelle (avec obturateurs de préférence). L'implantation de ce montage dans un boîtier séparé à l'avantage d'en permettre le positionnement à proximité immédiate de plusieurs fiches de sorte que l'on pourra utiliser l'écrêteur-secteur pour différents appareils (à condition toutefois que le courant ne dépasse pas la limite de 3 ou 6 A, en fonction du type de filtre utilisé).

Le fonctionnement

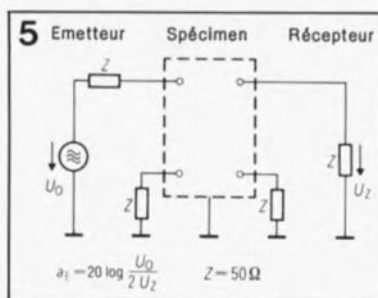
Pour se convaincre du bon fonctionnement d'un filtre secteur, il suffit de l'intercaler dans le cordon secteur

Figure 3. Voici ce qui nous attend lorsque nous aurons un système européen de distribution d'électricité. Pour l'instant, l'EDF continue de fournir du 220 V, valeur que nous avons respectée dans les calculs de l'encadré ci-contre.



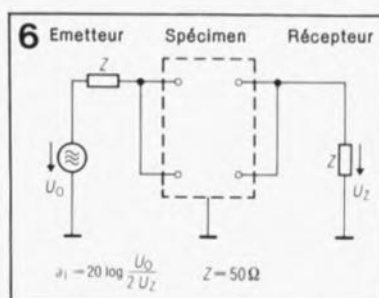


d'une chaîne stéréo haute fidélité. Si auparavant il vous arrivait d'entendre des parasites et que maintenant il n'en reste rien, vous pouvez être persuadé que le circuit répond parfaitement aux exigences posées. Il est possible bien sûr de déterminer, à l'aide d'un instrument de mesure convenable, la courbe d'amortissement en fréquence. Dans une situation réelle cependant cette courbe ne sert pas à grand chose. Il est loin d'être assuré que les conditions dans lesquelles sont effectuées les mesures soient identiques aux conditions de l'application réelle. Pour arriver assez rapidement



à une conclusion, il est, en cas de doute, préférable d'effectuer quelques essais.

Il est impossible, malheureusement de prévoir si les interférences rencontrées sur la fiche secteur concernée seront symétriques, asymétriques voire non-symétriques, ou encore quelle longueur de câble secteur passe à proximité d'appareils de tout genre et en nombre inconnu, tous, le cas échéant, sources potentielles de parasites. Pour ce qui est des applications professionnelles, nombre de fabricants de filtres-secteur offrent un service de mesure qui détermine



sur place les conditions réelles exactes avant de procéder, en tenant compte de ces éléments, à la fabrication des filtres. Nous pouvons vous rassurer toutefois: le prototype de l'écrêteur secteur que nous avons soumis à des tests sévères dans le labo était capable de supprimer les interférences les plus acharnées qui avaient résisté aux filtres standards réalisés avec des bobines d'antiparasitage à triac et à un, voire deux condensateurs.

Le texte pris dans l'encadré ci-après décrit trois méthodes de détermination de la courbe d'amortissement. **M**

Figure 4. Schéma de raccordement pour la mesure de l'amortissement d'interférences symétriques.

Figure 5. Schéma de raccordement pour la mesure de l'amortissement d'interférences non - symétriques.

Figure 6. Schéma de raccordement pour la mesure de l'amortissement d'interférences asymétriques.

NOTIONS DE BASE

Tension alternative du secteur

L'indication classique de 220 V que l'on utilise pour donner la valeur de la tension sinusoïdale du secteur est en fait une valeur efficace.

La tension de crête simple prend elle une valeur de:

$$U_c = U_{eff} \cdot \sqrt{2}$$

$$U_c = 220 \text{ V} \cdot 1,414 = 311 \text{ V}$$

déjà.

Pour déterminer la tension de service en continu des condensateurs reliés à la tension du secteur, il est à recommander toutefois de se baser sur la valeur de la tension crête à crête, ce qui donne une bonne marge de sécurité en cas de crêtes de tension:

$$U_{cc} = U_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot 2$$

$$U_{cc} = 220 \text{ V} \cdot 1,414 \cdot 2 = 622 \text{ V}.$$

La mesure de l'amortissement

Afin de disposer de conditions identiques pour pouvoir effectuer des mesures comparatives, il faut connecter une résistance de 50 Ω tant à l'entrée qu'à la sortie du filtre. Les résultats des mesures ne représentent pourtant pas des valeurs valables pour une prise du secteur prise au hasard. Dans une situation réelle on se retrouve toujours avec des impédances d'entrée et de sortie différentes. En règle générale on se sert de trois méthodes de mesure des différents amortissements d'interférences:

■ Amortissement d'interférences symétriques (differential mode, figure 4).

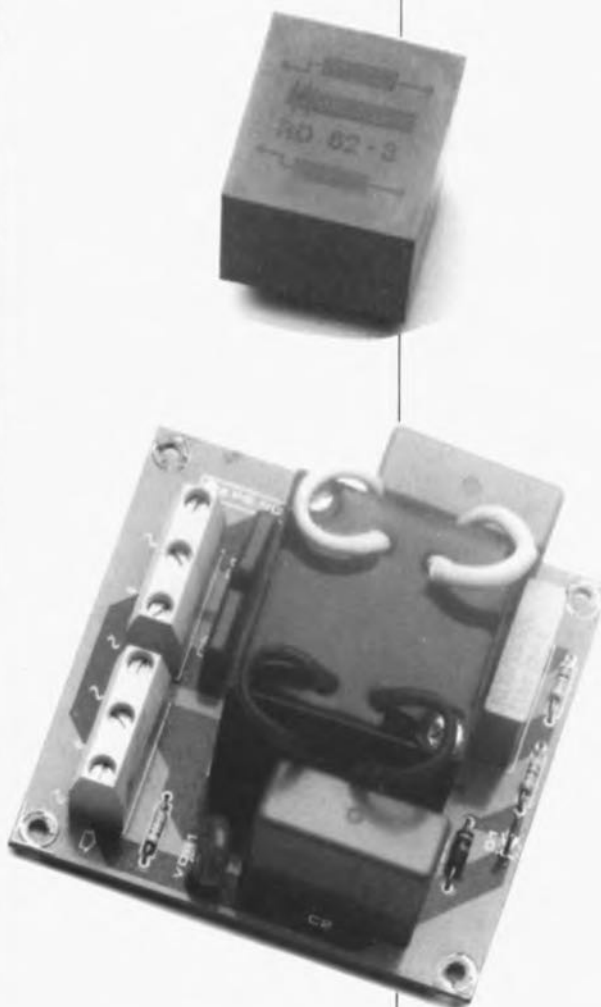
La tension efficace et la tension d'interférence se propagent, déphasées de 180°, sur les lignes de phase et de neutre. Le filtre est connecté à l'aide de deux transformateurs 1:1, à une sortie ayant une résistance de 50 Ω et une impédance de charge de 50 Ω . Les interférences symétriques prédominent sur la plage des fréquences inférieures à 1 MHz.

■ Amortissement d'interférences non - symétriques (figure 5).

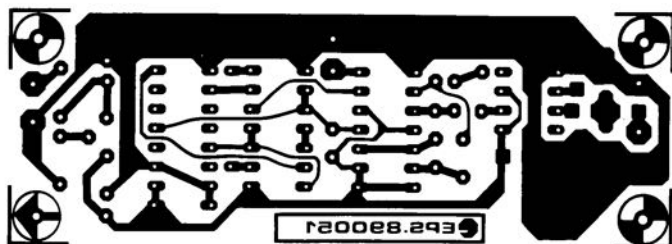
Le domaine des fréquences au-delà de 1 MHz est celui des interférences non - symétriques. Le courant parasite arrive, à travers les lignes de phase et du neutre, à l'appareil concerné et retourne à travers la ligne de terre. Il n'est pas exclu que la direction de ce courant parasite soit inverse. La mesure s'effectue une fois pour chaque branche du filtre, par connexion d'une résistance de 50 Ω , à la sortie et à l'entrée de la branche juxtaposée.

■ Amortissement d'interférences asymétriques (common mode, figure 6).

Dans certains cas ou pays (USA et GB en particulier) on procède à la mesure de l'amortissement asymétrique. Il s'agit alors de court-circuiter l'entrée et la sortie du filtre, annulant ainsi toute capacité entre les contacts. L'interférence asymétrique constitue un cas exceptionnel de l'interférence non-symétrique: les tensions parasites présentes sur les conducteurs de la tension du secteur sont parfaitement en phase.

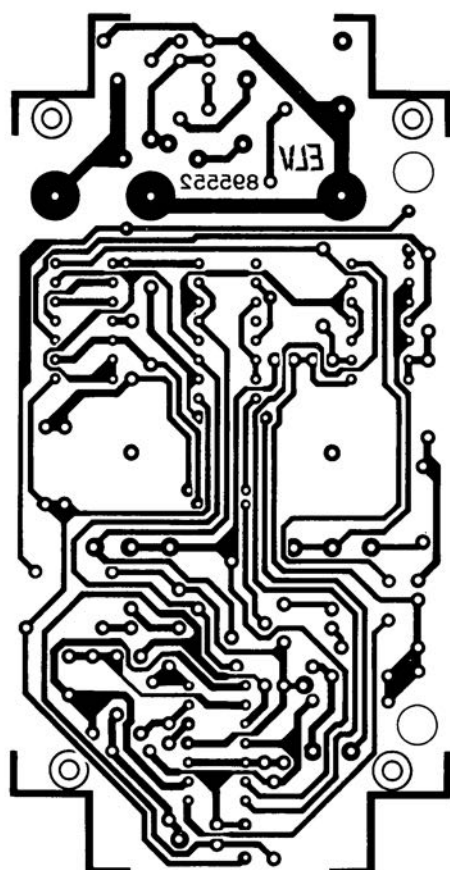
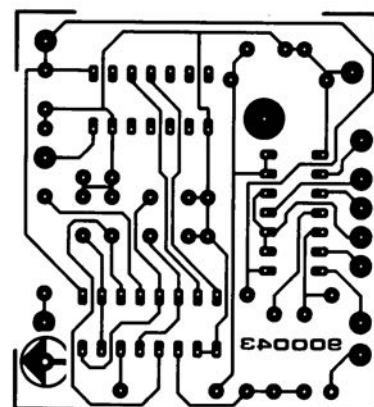


SERVICE



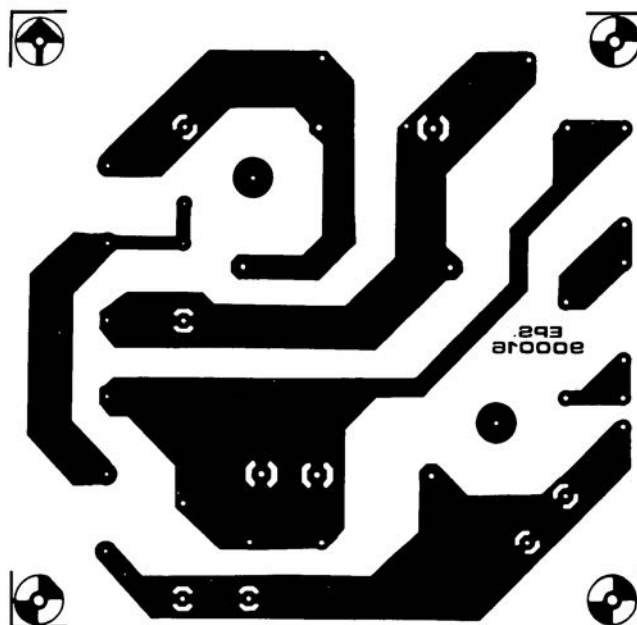
giga-diviseur

L'après-MEFISTO:
"resynchronisateur" multi-mode

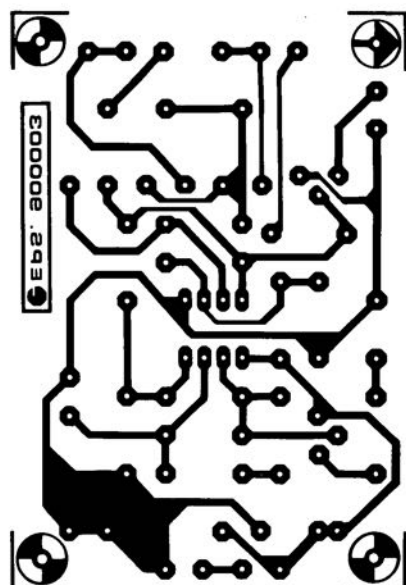
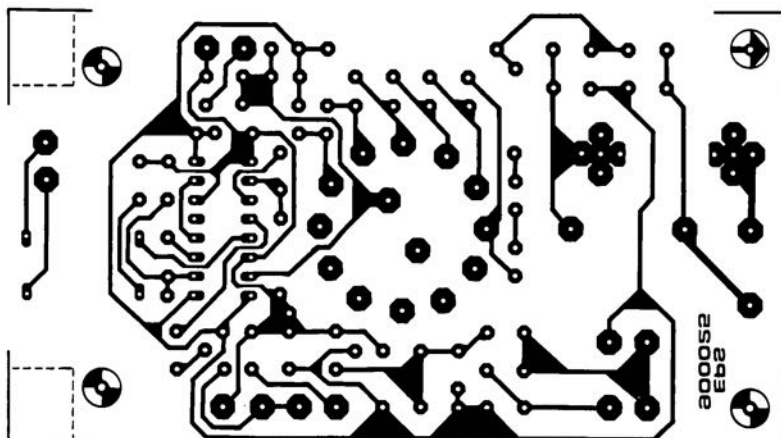


Stroboscope bi-fonction: la platine de commande

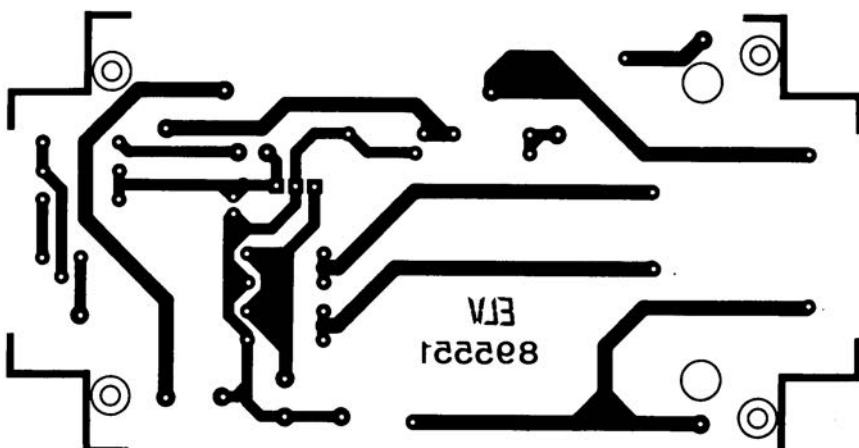
Écrêteur-secteur



Maton-secteur



Commutateur d'intervalle pour caméscope



Stroboscope bi-fonction: la platine du transformateur

H. Kolter

carte Z-80 Europe

des ports à revendre, un CAN, une interface série compatible PC et tout cela sur une surface de 160·100 mm²

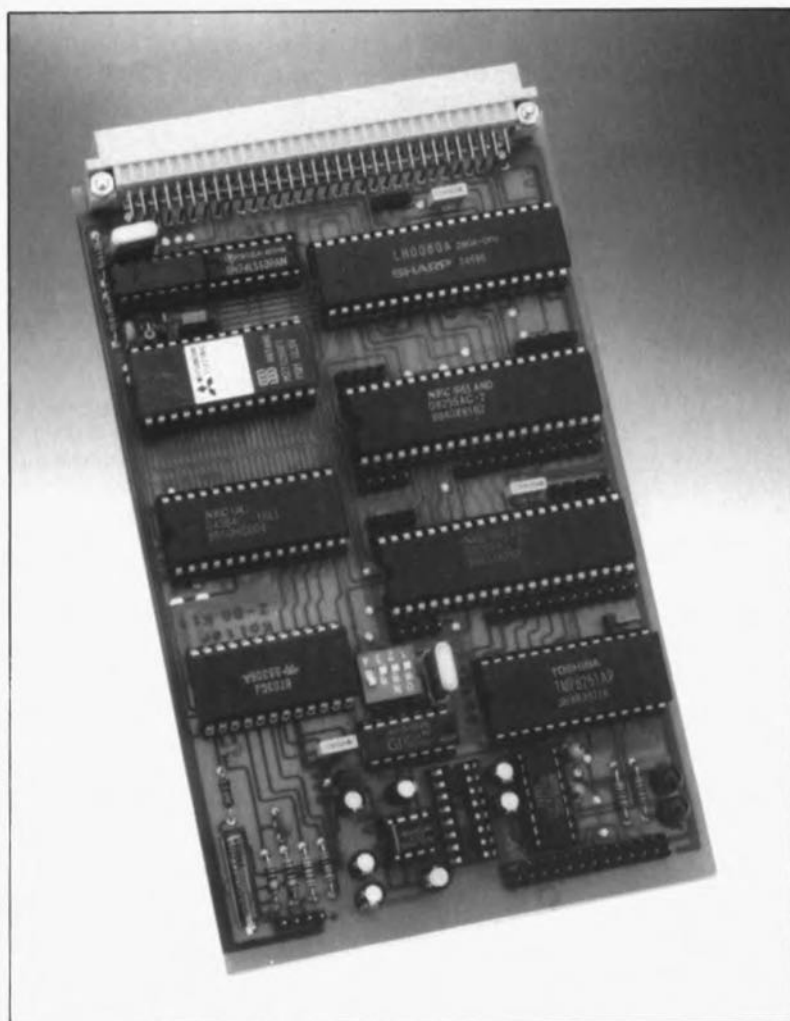
En cette époque de 80486, 68040, i860, et autres 88000, on pourrait fort bien être tenté de penser que "le microprocesseur Z-80 c'est dépassé". Cette opinion se discute. Avec son prix à peine supérieur à celui d'une paire de 2N3055, son set d'instructions à la portée de tout débutant en langage machine, la littérature disponible, le Z-80 convient à la majorité des applications industrielles, domestiques ou scolaires envisageables. Si de plus on peut le doter d'un Basic en EPROM... Grâce à ce micro-ordinateur mono-platine, il est relativement facile de réaliser une commande intelligente de moteur pas à pas, un tampon pour imprimante confortable. Nous consacrerons un second article à l'interpréteur Basic en EPROM.

Z-80?

L'intérêt porté à un microprocesseur est toujours mitigé. L'utilisateur en "veut pour son argent". L'attrait de la nouveauté (complexité) et de la meilleure technologie disponible (le maximum de bits possible) est le moteur de cette industrie. Et ensuite, qu'en fera-t-on? Il est pratiquement impossible de trouver la moindre notice technique (ne parlons pas d'ouvrages), l'expérience du sujet est maigre, très maigre et les routines utilisateur sont plus rares que neige en décembre (89!!!).

Après avoir décrit dans le numéro 113, (novembre 87), un système de développement à 8052, SCALP, un micro-contrôleur programmable directement en Basic, nous avons pensé qu'il pourrait être intéressant d'explorer une autre voie (parallèle?). Le résultat de ce choix est un système à Z-80 pouvant être doté d'une EPROM de 2, 4, 8 ou 16 Koctets, d'une RAM de 2 ou 8 Koctets, d'un convertisseur A/N à 8 bits, d'une interface série et mettant à la disposition de l'utilisateur 48 lignes d'Entrées/Sorties (E/S).

Les circuits intégrés utilisés coûtent si peu aujourd'hui, qu'il devrait être possible de réaliser ce montage



pour moins de deux Pascals (à condition de prendre le temps de chercher les bonnes sources).

Le schéma

de notre carte Z-80 Europe illustré en figure 1 montre que l'on se trouve en présence d'un système micro-informatique complet. A l'intention de ceux qui examinent un tel schéma pour la première fois,

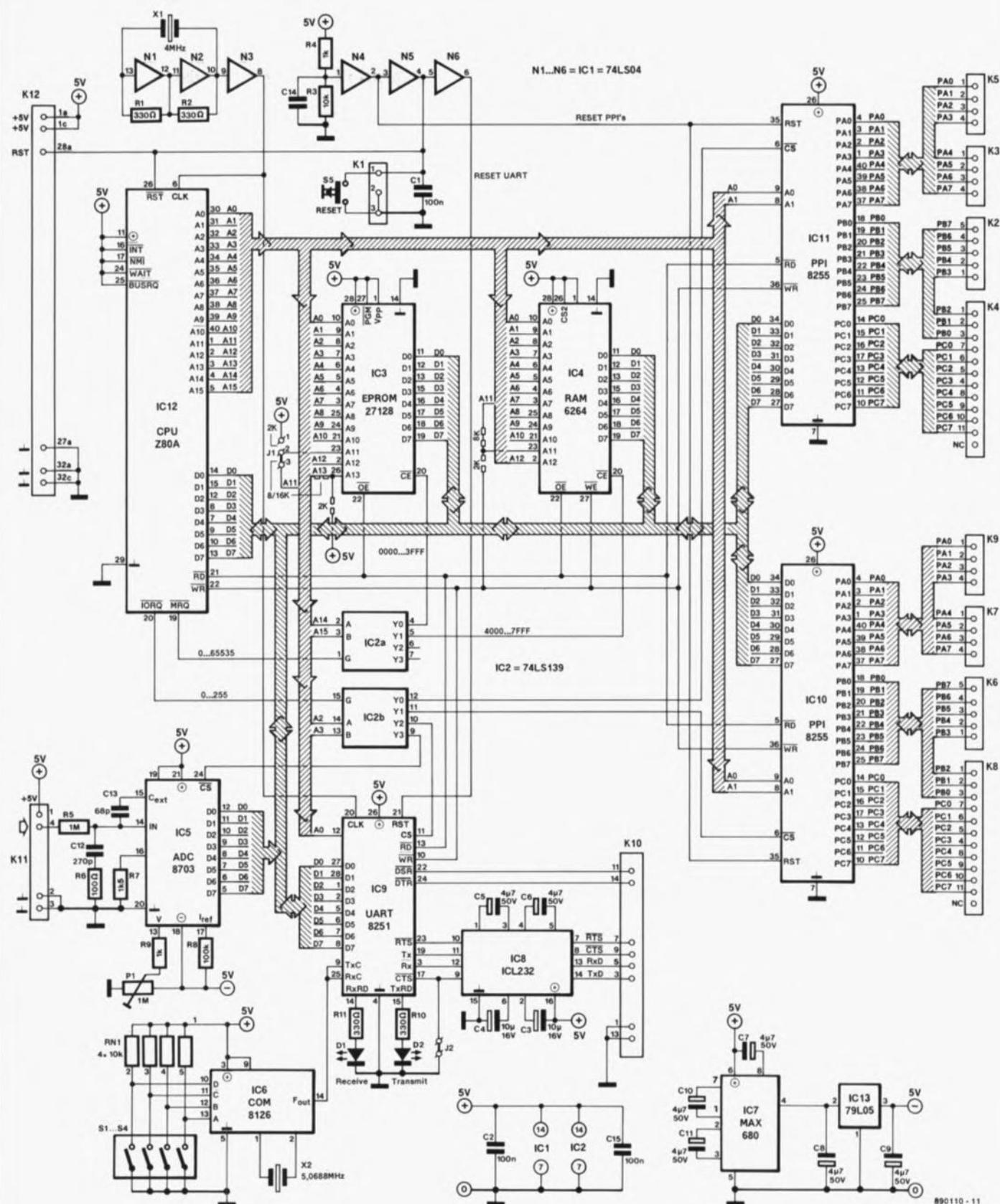
notons qu'il s'agit là d'un ensemble exemplaire comportant tout ce qu'il faut, et plus encore, pour mettre sur pied un ordinateur mono-carte. Une fois que vous en aurez compris le détail, vous n'aurez guère de problème à déchiffrer le schéma d'un ordinateur de quelque origine que ce soit.

En haut à gauche nous découvrons le microprocesseur, IC12. Pour

Caractéristiques techniques:

- Processeur: Z80A
- EPROM: 2, 4, 8 ou 16 Koctets
- RAM: 2 ou 8 Koctets
- Convertisseur A/N à 8 bits avec temps de conversion de 1 ms
- Port série RS232 compatible PC/XT/AT avec niveaux ± 12 V
- Taux de transmission jusqu'à 19 200 baud (bits/s)
- Présence des lignes pour une interface Centronics
- Tension d'alimentation unique de +5 V
- Adressage simple sans PAL ou GAL
- Moniteur d'interface intégré à deux LED

1



remplir sa tâche, ce circuit a besoin d'un signal d'horloge, fourni en l'occurrence par l'oscillateur à quartz que constituent les inverseurs N1 à N3 associés au quartz X1. Ce signal d'horloge sert à synchroniser les processus qui prennent place à l'intérieur du microprocesseur. Les

circuits intégrés placés à sa droite sont respectivement une EPROM, IC3 et une RAM, IC4. Notons qu'il n'y a aucun impératif technique à l'utilisation des types de composants indiqués sur le schéma pour ces deux circuits intégrés. On peut fort bien commencer "plus petit",

mais au prix actuel de ces composants, les économies sont infimes, si tant est qu'on en réalise effectivement! Nous reviendrons aux modifications à effectuer en fonction du type de composant utilisé.

À l'extrême-droite nous découvrons

Figure 1. Un ordinateur mono-carte spécifiquement destiné aux applications d'automatisation: peu de mémoire, beaucoup d'E/S.

Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants. La densité relativement faible des composants met ce montage à la portée des programmeurs-expérimentés-novices-en-soudage.

Liste des composants:

Résistances:

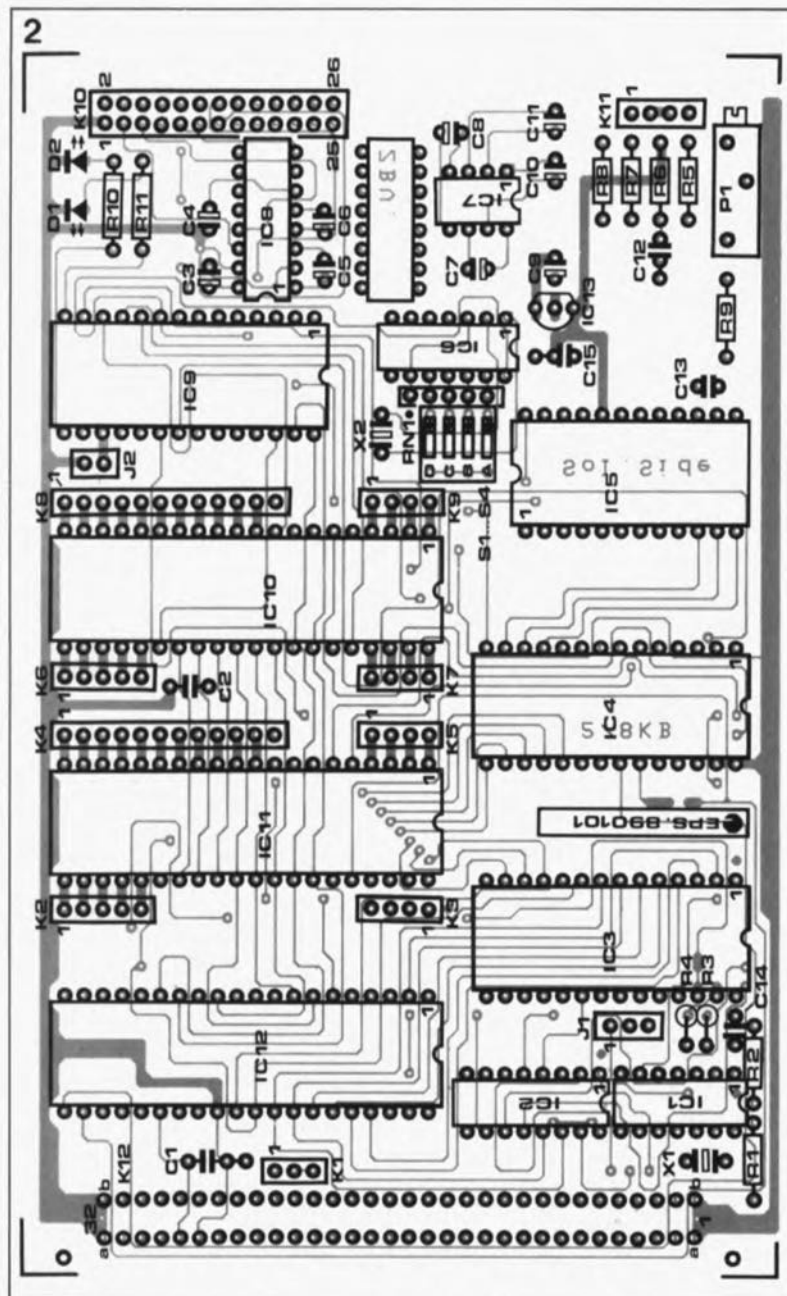
R1, R2 = 330 Ω
R3 = 10 k Ω
R4, R9 = 1 k Ω
R5 = 1 M Ω
R6 = 100 Ω
R7 = 1 k Ω
R8 = 100 k Ω
R10, R11 = 330 Ω
RN1 = réseau résistif
SIL de 4 résistances
de 10 k Ω
(à 5 broches
Beckmann par
exemple) ou 4
résistances miniatures
de cette valeur
P1 = 1 M Ω ajust.
multitour

Condensateurs:

C1, C2, C14, C15 =
100 nF
C3, C4 = 10 μ F/16 V
C5 à C11 =
4 μ F/16 V
C12 = 270 pF
céramique
C13 = 68 pF
céramique

Semi-conducteurs:

D1, D2 = LED rouge
IC1 = 74LS04
IC2 = 74LS139
IC3 = 2716/64/128
(EPROM)
IC4 = 6116/6264
(RAM)
IC5 = TSC8703
(Teledyne)
IC6 = COM8126
(Standard
Microsystems Corp.)
ou AY-5-8126
(General Instruments)
IC7 = MAX680
(Maxim)
IC8 = ICL 232
(Intersil) ou MAX 232
(Maxim)
IC9 = 8251 (USART)
(Intel, Toshiba)
IC10, IC11 = 8255
(PPI) (Intel, NEC)
IC12 = Z80A (CPU)
(NEC, Sharp,
SGS/Thomson)
IC13 = 79L05



deux PPI (**Programmable Peripheral Interface** = interface périphérique programmable), IC11 et IC12, grâce auxquels nous disposons de ports de sortie. Chaque 8255, puisque c'est de ce type de composant qu'il s'agit, possède 3 groupes de 8 lignes de port (voir infocarte 159) qui peuvent être définies soit comme entrées soit comme sorties. On dispose ainsi d'un total de 48 lignes d'E/S à utiliser pour la transmission de signaux de commande destinés à des périphériques de toute sorte. Toutes les lignes de port sont à la disposition de l'utilisateur par l'intermédiaire des connecteurs en ligne K2 à K9.

Un UART (**Universal Asynchronous Receiver/Transmitter** = émetteur/récepteur asynchrone universel) du type 8251 remplit la quasi-totalité des fonctions nécessaires pour que l'utilisateur ait à disposition une interface sérielle. En

principe, un UART est un convertisseur parallèle-série et série-parallèle spécialement conçu à cet effet; il fournit en outre les diverses lignes d'acquittement nécessaires aux différents protocoles de transmission.

La mise en place du cavalier de court-circuit J2 placé à proximité de IC9 force en permanence l'UART en mode "paré pour réception" ce qui a l'avantage de ne pas avoir à procéder à l'interrogation par logiciel du bit d'état du 8251.

Le fait que l'UART ne puisse traiter que des signaux de niveau TTL explique la présence à sa sortie d'un convertisseur de niveau qui adapte les signaux aux ± 12 V classiques de l'interface RS232. Nous avons fait appel à un circuit intégré conçu spécialement pour ce type d'application: le ICL (ou MAX) 232. Le 232 est tout à la fois un doubleur de tension (de +5 V à +10 V), un inver-

seur de tension (de +10 V à -10 V), un tampon et un récepteur. Il a en outre l'énorme avantage de se contenter de quatre composants additionnels (les condensateurs C3 à C6). Il convertit les signaux de sortie de l'UART de niveau TTL appliqués à ses entrées en des signaux RS232 d'une amplitude de ± 9 V environ. Ces tensions conviennent parfaitement aux circuits intégrés normalement utilisés dans ce cas-là: SN75188/75189 (ou MC1488/1489). La distance de transmission reste cependant limitée à une trentaine de mètres en fonction de la vitesse de transmission adoptée et du niveau ambiant des parasites. Les étages d'entrée du 232 sont capables de supporter des signaux d'entrée jusqu'à ± 30 V.

Pour fonctionner, l'UART a besoin d'un générateur de taux de transmission: ce rôle est ici rempli par le COM8126, un diviseur programmable qui divise la fréquence de 5,0688 MHz fournie par le quartz externe. Son signal de sortie sert de signal d'horloge pour la transmission des données. Les interrupteurs DIL S1 à S4 servent à définir le facteur de division; le **tableau 2** donne le taux de transmission (vitesse) en fonction de la position de ces interrupteurs.

En principe la vitesse d'émission de l'UART doit être différente de sa vitesse de réception. Ces deux vitesses sont respectivement fonction du signal d'horloge appliqué à l'entrée TxC (**Transmitter Clock**) et à l'entrée RxC (**Receiver Clock**). Ici ces deux entrées sont interconnectées et reliées à la sortie F_{out} de IC6; dans ces conditions, la vitesse de transmission est la même dans les deux sens.

Nous avons doté les sorties RxRD (**Receiver Ready**) et TxRD (**Transmitter Ready**) de IC9 d'une LED avec résistance chutrice, D1 et D2. Les deux sorties sont actives au niveau logique haut, ce qui implique que la LED D2 s'illumine en l'**absence** de transmission de données et clignote au rythme du taux de transmission lors d'un transfert de données. La diode électroluminescente D1 s'illumine dès l'envoi d'une donnée vers la carte Z-80 et le reste jusqu'à ce que le tampon d'entrée de l'UART (2 caractères) ait été vidé par le microprocesseur. En pratique, il est aisé de suivre le processus. Lors d'un transfert de données vers la carte Z-80, la LED D1 clignote au rythme du taux de transmission pour s'éteindre lorsque le dernier octet a été traité. Si, à la suite d'une erreur

de logiciel (rien n'est parfait du premier coup, en langage machine surtout), le tampon de l'UART n'est pas vidé, DI reste illuminée, indiquant un gros hic dans le logiciel.

Nous avons opté pour un décodage d'adresses simple basé sur IC2 de façon à ne pas avoir à faire appel à une PAL ou autre GAL. A l'aide des lignes d'adresses A14/A15, la moitié d'un double décodeur/démultiplexeur 2 vers 4 du type 74LS139, IC2a, subdivise en quatre blocs de 16 Koctets la mémoire centrale mise à la disposition du microprocesseur. Les signaux de sortie Y0 à Y3 du décodeur d'adresses, un 74LS139, utilisés comme information de signal de validation, \overline{CE} (Chip Enable), pour la RAM et l'EPROM dépendent de la ligne \overline{MREQ} (Memory Request) du microprocesseur.

Les signaux de sélection ne peuvent être au niveau logique haut que lorsque le Z-80 veut avoir accès à la mémoire centrale (65 536 adresses possibles). IC2b décode, à l'aide des lignes d'adresses A2 et A3, les signaux de sélection \overline{CS} des circuits intégrés périphériques (UART, PPI1/2 et convertisseur A/N). Le microprocesseur gère, à l'aide du signal de sortie \overline{IOREQ} (Input/Output Request = demande d'Entrée/Sortie), un domaine de mémoire de 256 octets au maximum parfaitement indépendant de la mémoire centrale, dans lequel sont adressés tous les circuits de gestion des Entrées/Sorties.

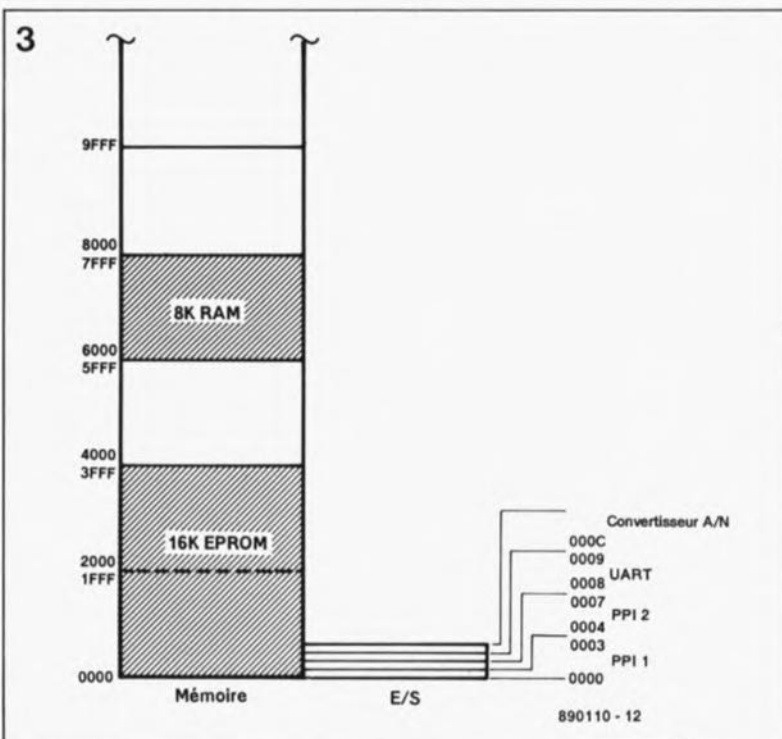
Mesure et régulation

La plupart des processus de commande ne sont pas purement numériques; il y a toujours, à un moment ou à un autre, une grandeur analogique à traiter. C'est la raison pour laquelle nous avons prévu dès le départ de doter cette carte d'un convertisseur A/N, qui, bien que ne possédant que 8 bits, travaille relativement vite puisqu'il ne lui faut pas plus de 1 ms pour effectuer un cycle de conversion complet; il a en outre l'énorme avantage d'être bon marché. Dans l'état actuel des choses, le CAN peut traiter des signaux d'entrée présentant une tension comprise entre 0 et +5 V. Pour pouvoir générer la tension de référence interne, le 8703 nécessite une seconde tension d'alimentation, de -5 V celle-ci. Pour ne pas avoir à mettre en oeuvre une alimentation symétrique (bien plus complexe que son homologue asymétrique) nous avons choisi un inverseur de tension du type MAX680, qui associé aux condensateurs C7, C10 et C11,

Tableau 1. Le set d'instructions du Basic en EPROM (ESS5874).

ABS	EQV	LVAR	REM
AND	EXP	MID\$	RENUM
ASC	FIX	MOD	RESUME
ATN	FRE	NEW	RETURN
CALL	GOSUB	NEXT	RIGHT\$
CHR\$	GOTO	NOT	RND
CLEAR	HEX	ON	RUN
CONT	IF	ON ERR GOTO	SGN
COS	IMP	OPTION	SIN
DATA	INP	OR	SQR
DEF	INPUT	OUT	STEP
DELETE	INSTR	OUTBYTE	STOP
DIM	INT	PEEK	STR\$
EE	LEFT\$	PI	TAN
ELSE	LEN	POKE	THEN
END	LET	PRECISION	TO
ERL	LIST	PRINT	VAL
ERR	LOG	PRIVACY	VARPTR
ERROR	LOG10	RANDOMIZE	XOR

Le Basic comprend bien entendu les quatre opérations de base, -, * et /. La syntaxe est celle de GW-Basic.

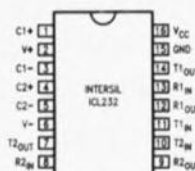
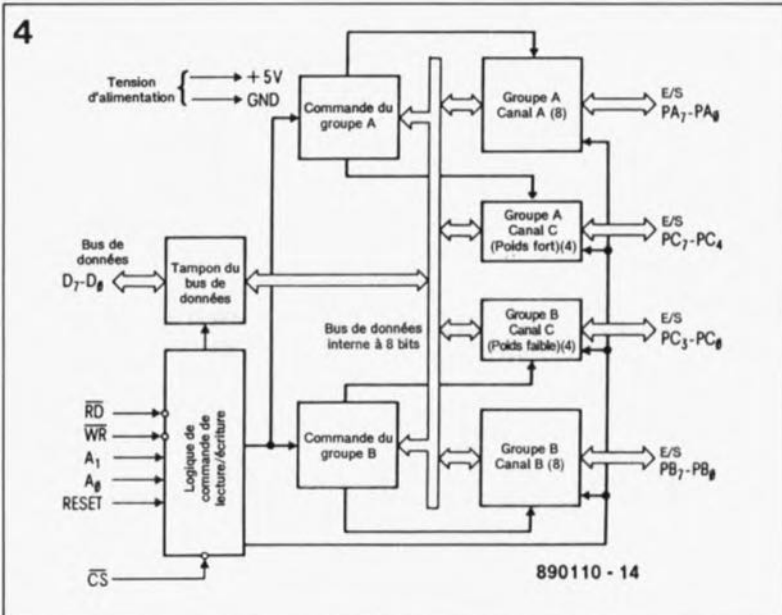


Divers:

X1 = quartz
4,000 MHz
X2 = quartz
5,0688 MHz
S1 = quadruple interrupteur DIL
J1, K1 = embase mâle simple à 3 broches au pas de 2,54 mm
J2 = embase mâle simple à 2 broches au pas de 2,54 mm
K3, K5, K7, K9, K11 = embase simple mâle à 4 broches au pas de 2,54 mm
K2, K6 = embase mâle simple à 5 broches au pas de 2,54 mm
K4, K8 = embase mâle simple à 12 broches au pas de 2,54 mm
K10 = embase mâle à 2x13 broches au pas de 2,54 mm
(les embases mâles sont en fait des morceaux de barrette autosécable)

Figure 3. Cartographie de la mémoire de cette carte Z-80 Europe. Le Z-80 connaît deux domaines d'adresses différents: un domaine de programme et de données de 64 Koctets et un domaine de 256 octets réservé aux opérations d'E/S.

Figure 4. Structure interne d'un PPI.



Brochage du ICL 232

Figure 5. L'UART 8251 connaît plusieurs modes de fonctionnement. C'est le générateur de taux de transmission, un 8126, qui définit la vitesse de transfert des données.

```
10 LET A=INP(12)
20 PRINT A
30 GOTO 10
```

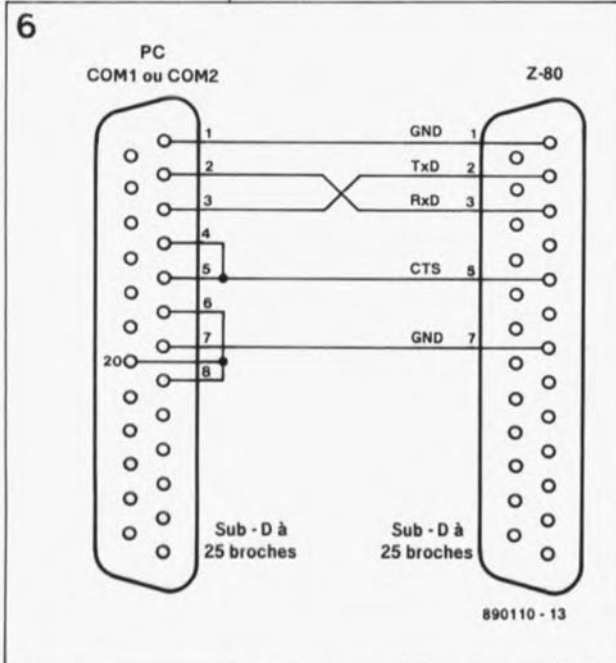
Cette minuscule routine lit le CAN et affiche le résultat sur le terminal connecté au système.

Pour effectuer l'étalonnage du convertisseur A/N il suffit de disposer d'un multimètre (précis). Quelques lignes de Basic, il n'en faut pas plus pour créer une boucle fermée sur elle-même; celle-ci lit le convertisseur à l'entrée duquel on applique une tension de valeur connue. On agit ensuite sur la position de la résistance ajustable P1 jusqu'à ce que la valeur numérique de conversion corresponde parfaitement à la valeur de la tension appliquée à l'entrée.

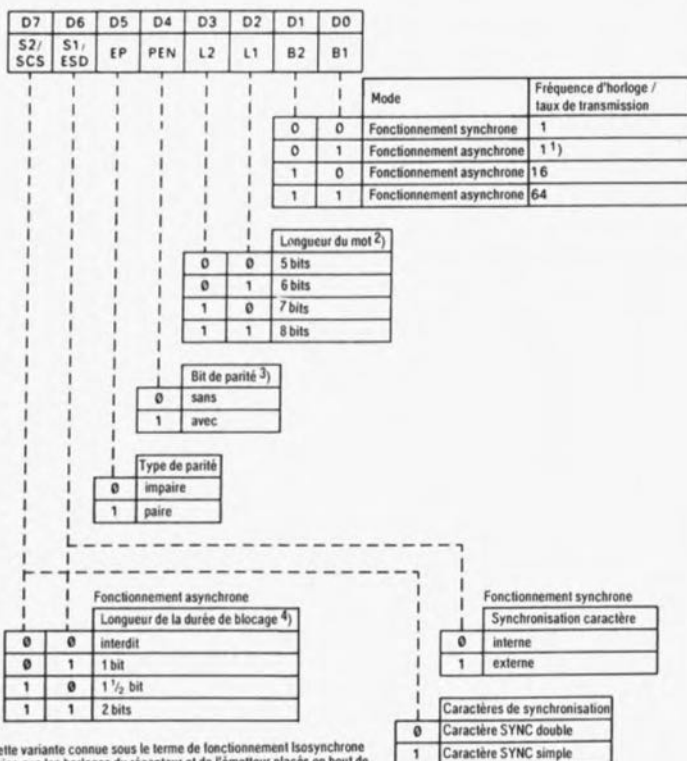
Le logiciel

Les petits systèmes de développement ou de gestion d'automatismes constituent le domaine privilégié des programmeurs en langage machine. Après avoir écrit quelques Koctets de code source, le programmeur le met en EPROM pour constater, pratiquement toujours que le programme remplit presque (toutes) les tâches prévues. Il reste à effectuer quelques corrections ou améliorations, à griller une nouvelle EPROM (éventuellement après avoir effacé la précédente, si l'effaceur n'est pas tombé en panne), processus répétitif que les professionnels résolvent en faisant appel à

Figure 6. Plan de câblage de la liaison entre un PC et la carte Z-80. Le câble ainsi réalisé effectue une émulation de processus d'acquiescement (handshake).



5



- 1) Cette variante connue sous le terme de fonctionnement isosynchrone exige que les horloges du récepteur et de l'émetteur soient placées en bout de la ligne de transmission soient synchrones.
2) Le bit de parité n'est pas pris en compte dans ce cas-là.
3) Le microprocesseur n'a pas accès à ce bit de parité.
4) N'a d'intérêt que pour l'émetteur : le récepteur se contentera toujours d'un blocage d'une durée égale à celle d'un bit.

890110 - 15

un émulateur d'EPROM plutôt qu'à une EPROM.

Cette approche est parfaitement justifiée, d'autant plus que nous vous avons proposé RAMSAS, le simulateur d'EPROM universel, multifonctionnel, mais relativement complexe. Pour faciliter la tâche aux débutants, nous avons prévu la possibilité de doter la carte Z-80 Europe d'un interpréteur Basic relativement confortable (ESS 5874) en EPROM 27128. Il existe également un mini-moniteur en EPROM (ESS5894) qui permet de travailler en langage machine. On peut ainsi utiliser ce micro-ordinateur de différentes manières: comme système de développement autonome pour la programmation en langage machine ou comme ordinateur Basic avec interface sérielle reliée à un PC ou tout autre terminal convenable capable de gérer un transfert de données sur 8 bits selon le protocole Xon/Xoff. Avec un programme de communication tel que PROCOMM ou Kermit, dont certaines des versions sont du domaine "Shareware", il est relativement simple d'adapter le PC au taux de transmission et au format de données de la carte Z-80 (8 bits, pas de parité, 1 bit d'arrêt).

Le Basic

Le tableau 1 donne le set d'instructions que connaît le Basic en EPROM. La syntaxe adoptée est celle de GW-Basic, interpréteur

fourni en même temps que le système d'exploitation MS-DOS, presque toujours, lors de l'achat d'un ordinateur PC. Après mise sous tension de la carte Z-80, on voit apparaître sur l'écran du terminal (ou d'un PC en mode terminal) qui lui est relié, un petit menu. A partir de là, il est possible, soit d'éditer au niveau du langage machine le contenu de la mémoire à l'aide du petit éditeur, soit d'utiliser l'interpréteur Basic. Une fois qu'un programme Basic se trouve en mémoire, une RAZ ne le fait pas disparaître. A l'aide de l'option W (Warm = RAZ à chaud) du menu, l'ordinateur donne la dernière ligne du programme se trouvant en mémoire, avec l'instruction C (Cold = RAZ à froid) il donne la taille de la mémoire Basic disponible.

Options

Notons que ni la taille de la RAM, ni celle de l'EPROM utilisables sur ce montage ne sont fixées immuablement: on peut implanter une EPROM de 2, 4, 8 ou 16 Koctets. Cependant, comme les EPROM de 2 Koctets (2716) commencent à être démodées, nous avons prévu une possibilité de sélection de taille d'EPROM entre 2 et 8/16 Koctets à l'aide du cavalier J1. Si l'on implante J1 entre les points 2 et 3, comme l'illustre le schéma de la figure 1, le micro-ordinateur travaille avec une EPROM du type 27128 (16 K), le cas normal,

Tableau 2. Taux de transmission disponibles, définis à l'aide des interrupteurs DIL S1 à S4.

S1	S2	S3	S4	Vitesse [bd]
0	0	0	0	50
0	0	0	1	75
0	0	1	0	110
0	0	1	1	134,5
0	1	0	0	150
0	1	0	1	300
0	1	1	0	600
0	1	1	1	1 200
1	0	0	0	1 800
1	0	0	1	2 000
1	0	1	0	2 400
1	0	1	1	3 600
1	1	0	0	4 800
1	1	0	1	7 200
1	1	1	0	9 600
1	1	1	1	19 200

Un zéro logique correspond à un interrupteur fermé; l'entrée correspondante du générateur de vitesse de transmission se trouve alors la masse (Interrupteur Fermé = 0, Ouvert = 1).

surtout si l'on a acquis le Basic+Mini-moniteur en EPROM. On notera que le brochage des 27128 et 2764 sont identiques, exception faite de la broche 26 qui est d'une part A13 (27128) et non connectée (2764).

Si vous voulez à tout prix utiliser une EPROM de 2 K, il faudra, d'une part implanter un cavalier entre les points 1 et 2 de J1, et d'autre part interrompre la piste arrivant à la broche 26 de IC3 (à proximité immédiate de cette broche). La broche ainsi isolée est reliée au +5 V (alimentation de la 2716). L'utilisation d'une 2732 nécessite une combi-

naison partielle de ces deux modifications: laisser le cavalier J1 en position 8/16K et interrompre la piste à proximité de la broche 26 de IC3 pour mettre ensuite cette broche au +5 V (alimentation de l'EPROM 2732).

Pour la RAM aussi l'utilisateur a le choix entre un circuit de 2 K (6116) ou de 8 K (6264). Le dessin du circuit imprimé est prévu pour l'implantation d'une 6264. Si l'on veut utiliser une RAM de 2 K, il faudra, côté composants, interrompre la piste entre les deux îlots passant entre IC4 et IC5 à la hauteur de la broche 2 de

IC4 et, côté soudures, refermer, à l'aide d'une goutte de soudure, le pont placé à proximité de la broche 25 de IC4. Comme il nous restait un peu de place nous avons prévu, entre IC7 et IC8, un emplacement d'extension expérimentale pouvant recevoir un circuit intégré de 16 broches au maximum.

La réalisation

La réalisation de ce montage n'appelle pas de remarque particulière.

Il nous faut cependant signaler une erreur sur la sérigraphie de l'implantation des composants: la polarité des condensateurs C3 et C4 a été inversée.

Attention donc, lors du montage de ces deux composants: vérifier que le plus de C4 est relié à la broche 15 de IC8 et son pôle moins à la broche 6 et d'autre part que le plus de C3 est relié à la broche 2 de ce circuit, son pôle moins l'étant à la broche 16.

Perspectives

La programmation en langage machine est l'une des pierres d'achoppement pour tout débutant. Nous aurons peut-être l'occasion dans l'un de nos prochains numéros de vous proposer un exemple d'application de cet ordinateur mono-carte, une carte d'E/S. Quoi qu'il en soit, nous vous proposerons, dans un prochain article, une description du set d'instructions dont dispose l'EPROM Basic ESS5874. ■

LE TORT

minuteur pour chambre noir

Elektor n° 136, octobre 1989,
page 26 . . .

Le schéma de la figure 2 comporte une petite inversion sans conséquence: les dénominations des points A et B associés au cavalier de court-circuit JP2 doivent être interverties.

Ce cavalier est utilisé pour la mise en fonction du point décimal lors de l'utilisation de l'appareil en mode minuteur (position B). En mode compteur de secondes (position A) on éteindra le point décimal, deux fonctions que l'article oublie de mentionner.

compteur/décompteur universel

Elektor n°81, mars 1985,
page 60 . . .

Elektor n°85/86 juillet/août 1986, page 28 . . .

Tant pour le schéma du compteur/décompteur universel (mars 1985, page 60) que pour la tirelire électronique (juillet/août 1985, page 28, les lignes CO (Carry Out) et CI (Carry In) ont été interverties.

Cette erreur prend toute son importance lorsque l'on veut connecter plusieurs décades en cascade. La ligne Ci de la décade la plus à droite doit être reliée à la masse dans ce cas-là.

Le circuit imprimé ne comporte pas d'erreur.

carte Z-80 Europe

Elektor n°141, mars 1990,
page 56 . . .

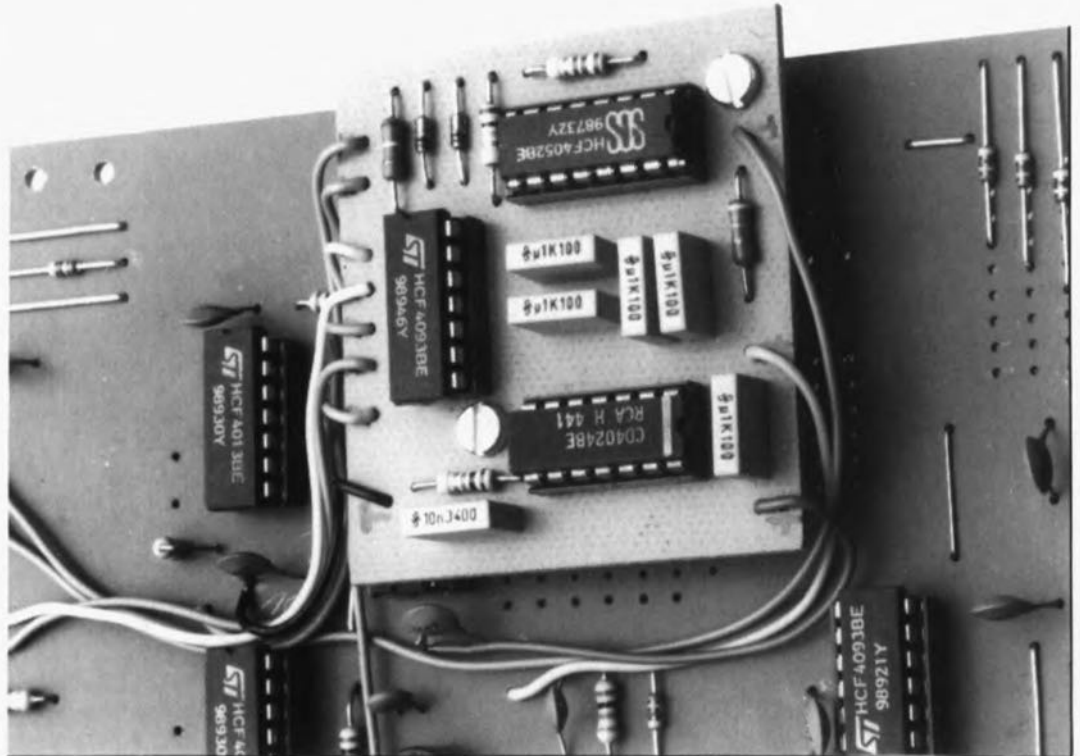
Le dessin de la platine en page 58 et la platine elle-même comportent une erreur de sérigraphie: la polarité des deux condensateurs C3 et C4 est fautive. Le schéma de la page 57 est juste.

l'après-MEFISTO

J, J.C. et
R. Toussaint

la fièvre du satellite et le mode-5 pour MEFISTO

Vue rapprochée de l'extension multi-mode pour MEFISTO décrite dans la seconde partie de cet article.



L'article consacré à la **Mise En Forme In vitro** d'un **Signal TV Original**, puisque c'est là la signification "décryptée" de MEFISTO, nous a valu une correspondance importante (coups de fil, messages Minitel, lettres). La situation ayant, en ce qui concerne la "désynchronisation", évolué récemment, fin décembre très exactement, il nous a semblé intéressant de faire le point sur le sujet.

Astra et la station de réception de TV par satellite d'Elektor

De nombreux réalisateurs de la station de réception de TV par satellite (Ref. 1) apprécieront sans doute d'apprendre qu'il est relativement simple de modifier ce récepteur pour qu'il puisse travailler avec la bande passante par canal attribuée aux 16 transpondeurs embarqués sur Astra-1A, un satellite de RDS de moyenne puissance placé en orbite à 19,2° Est.

L'amplificateur de fréquence intermédiaire (F.I.) que constituent les composants actifs T2, IC1 et T3, produit un gain de quelque 42 dB à la fréquence centrale de 610 MHz et présente une bande passante de 3 dB à 36 MHz, valeurs spécifiées pour les satellites de communication des séries ECS et Intelsat.

Astra-1A travaille quant à lui à une bande passante de 27 MHz par canal. Sachant que la largeur par canal est, dans le cas de notre récepteur, de 36 MHz, il n'est pas exclu que l'on constate des interférences entre deux canaux adjacents.

Il est heureusement aisé de résoudre ce problème par réduction de la largeur de la bande passante des filtres passe-bande L3/L4 et L6/L7. On découpera pour cela deux morceaux de tôle de fer blanc ou de laiton de 20 mm de long et de 3 mm de haut. L'une de ces plaquettes est soudée verticalement entre les bobines L3 et L4, la seconde l'étant entre L6 et L7. Ces écrans empêchent les bobines de "se voir" l'une l'autre et transforment le couplage, d'inductif qu'il était, en couplage capacitif, réglable par l'intermédiaire des condensateurs ajustables pris côté HF de

chacune des ces inductances en ligne.

La photographie de la **figure 1** montre le résultat de cette modification: la bande passante F.I. a été réduite de quelque 8 MHz, ce qui résout tous les problèmes posés par la réception d'Astra-1A. Notons au passage que le déplacement de la fréquence F.I. centrale de 610 à 595 MHz n'a pas le moindre effet sur le fonctionnement du récepteur puisque la PLL et les filtres F.I. peuvent être ajustés en conséquence.

Lors du réaligement de l'amplificateur F.I. pour cette bande passante plus faible, l'analyseur de spectre fit apparaître une oscillation hors-bande à quelque 700 MHz. Il a suffi d'ajouter une résistance prise en série dans l'entrée de l'amplificateur F.I. hybride IC1 pour éliminer ce phénomène gênant. Pour cette

implantation il faudra interrompre la piste reliant la broche 1 de IC1 au condensateur C12, supprimer 3 mm de cuivre et planter une résistance CMS de 10 Ω soudée directement entre les deux extrémités de piste ainsi constituées.

MEFISTO & le récepteur TV Amstrad

Lors de la publication de l'article consacré à MEFISTO (Ref. 2) nous ne savions pas si le système de "désynchronisation" SATPAK utilisé sur ECS-4 le serait également pour la transmission de cette même station sur Astra-1A. Nous savons maintenant que cela est bien le cas. Les possesseurs d'un système de réception TV par satellite Astra peuvent réaliser MEFISTO qui leur permettra de suivre ces mêmes programmes sur le canal 11 de ce satellite.

Le récepteur Amstrad SRX200 comporte une embase sub-D à 15 broches prévue pour d'éventuelles extensions, telles que décrypteurs Eurocrypt ou Videocypher par exemple. Ce connecteur, dont le brochage est devenu un standard auprès des fabricants de récepteurs pour Astra, porte la mention INTERFACE. La figure 3 vous propose le brochage de ce connecteur. Votre revendeur de produits pour TV par satellite devrait pouvoir vous proposer la fiche sub-D à 15 broches correspondante.

Nous avons obtenu d'excellents résultats en reliant MEFISTO au SRX200 de la manière illustrée par la figure 2. Les entrées de la circuiterie de traitement vidéo et le récepteur de signal de synchronisation composite (NBFM) de 7,56 MHz sont interconnectées selon les indications de la figure 11 de Ref. 2. L'entrée commune est attaquée par le signal de vidéo non-écrétée disponible sur la broche 5 de l'embase INTERFACE. Une résistance ajustable de 500 Ω placée à l'entrée de la platine vidéo de MEFISTO permet d'ajuster à 1 V_{cc} le niveau du signal disponible à la sortie vidéo.

Un câble blindé de fabrication artisanale (lire à faire soi-même) de quelque 75 cm permet une commutation automatique et un nouveau cheminement de la vidéo en cas d'utilisation de l'entrée de commande du SRX200.

Mise à +12 V, cette entrée produit une commutation de la partie vidéo du SRX200 vers le signal "synchronisé" produit par MEFISTO appliqué à la broche 2 de l'embase INTERFACE. Nous avons utilisé un connecteur DIN 270° à 6 broches. Son câblage est laissé à votre discrétion.

Nous avons ajouté deux composants, une LED et une résistance, à MEFISTO (figure 2). Cette combinaison est connectée à la sortie de l'amplificateur opérationnel A3 qui commande la LED "DESYNCHRONISE". Cette LED additionnelle ne remplit pas une fonction de visualisation mais celle d'une diode zener de 1,4 V. Il est indispensable pour cette raison qu'il s'agisse d'une LED rouge de 5 mm qui assurera la chute de tension en sens direct requise.

MEFISTO et le réseau câblé

De nombreux lecteurs européens, Belges en particulier, puisqu'avec les Néerlandais, il s'agit du peuple au "câblage le plus dense", aimeraient savoir comment transformer MEFISTO pour pouvoir l'utiliser sur leur réseau TV & FM câblé.

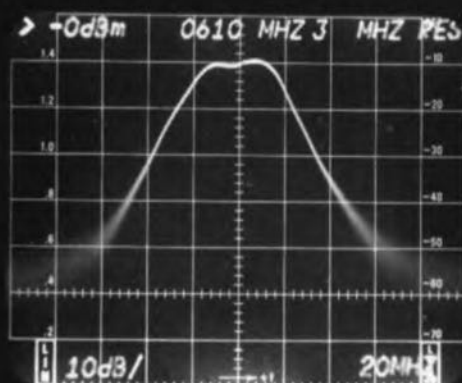
Récepteur d'impulsions MA

Bien que nous ayons décrit le fonctionnement de l'équipement de "désynchronisation" SATPAK dans l'article donné en Ref. 2, revoyons-en l'essentiel.

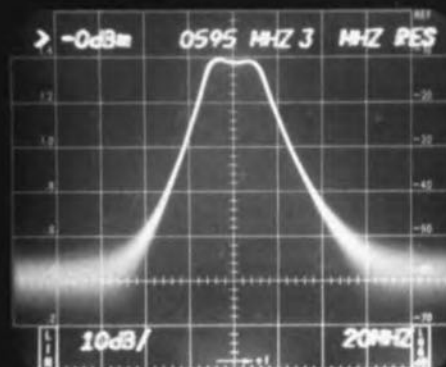
Sur la plupart des réseaux câblés, les impulsions C-sync sont modulées en amplitude sur la sous-porteuse son elle-même modulée en fréquence à 5,5 MHz (6,0 MHz en G.B. et quelques autres pays). Le récepteur d'impulsions NBFM de 7,56 MHz utilisé avec la station de réception de TV par satellite n'est pas nécessaire si vous disposez d'une connexion au réseau câblé.

La figure 4 donne un schéma possible pour la réalisation d'un récepteur d'impulsion AM. L'entrée du démodulateur est attaquée par le signal vidéo (synchronisé ou désynchronisé) qui comporte en règle générale une composante à 5,5 MHz suffisamment puissante pour commander un récepteur d'impulsions AM sensible. La self L1 est à faire soi-même. Sa fréquence de résonance est de 5,5 MHz. La

1a



1b



résistance R6 amortit l'oscillation pour éviter une démodulation FM. Le primaire de L1 comporte quelque 10 spires de fil de cuivre émaillé de 0,1 mm de section; le secondaire en comporte quelque 50.

Le circuit intégré démodulateur, un TDA2541, possède une sensibilité relativement élevée de sorte qu'il n'est pas nécessaire de disposer de signaux de fort niveau à l'entrée symétrique. La self L2, qui nous vient de Toko, intègre un condensateur parallèle. Cette self est amortie pour les mêmes raisons que L1. Il peut être nécessaire de modifier la valeur

Figure 1. En a: courbe de la bande passante de l'amplificateur F.I. non modifié (largeur de la bande passante, BW = 36 MHz); en b: courbe après modification (BW = 28 MHz).

Figure 2. Câblage entre le récepteur Astra SRX200 d'Amstrad et MEFISTO.

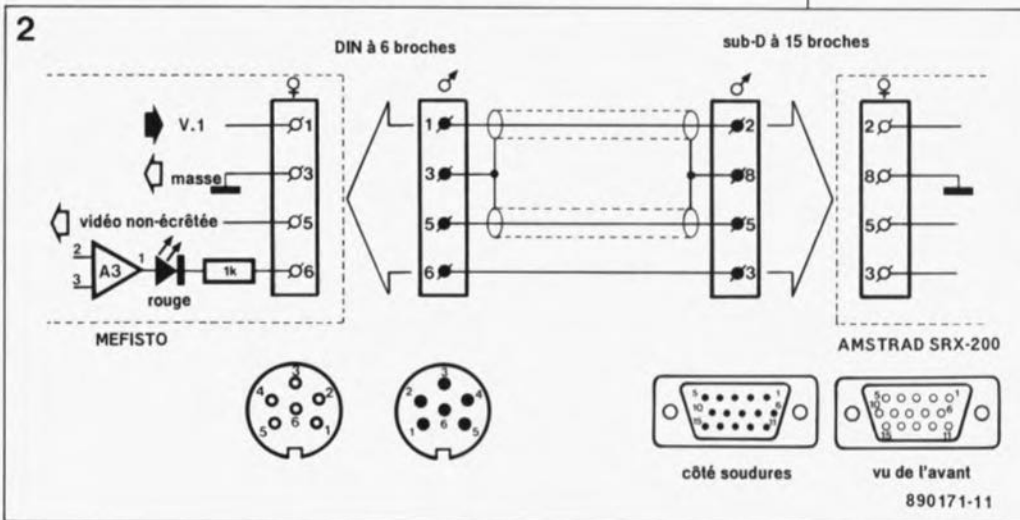


Figure 3. Brochage de l'embase INTERFACE que comporte le récepteur SRX200.

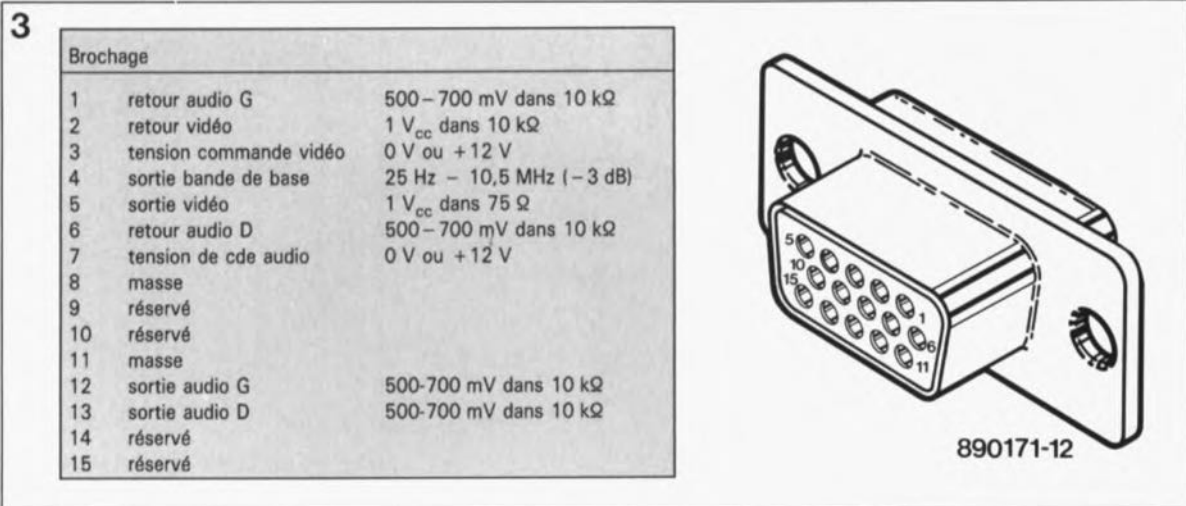


Figure 4. Schéma d'un démodulateur d'impulsions C-sync pour réseau câblé. Le circuit intégré utilisé est en fait un démodulateur vidéo AM.

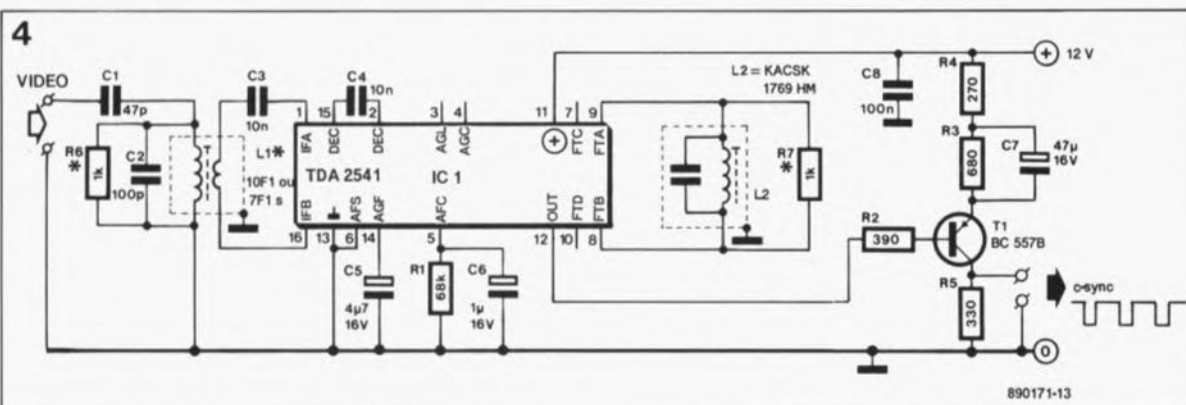
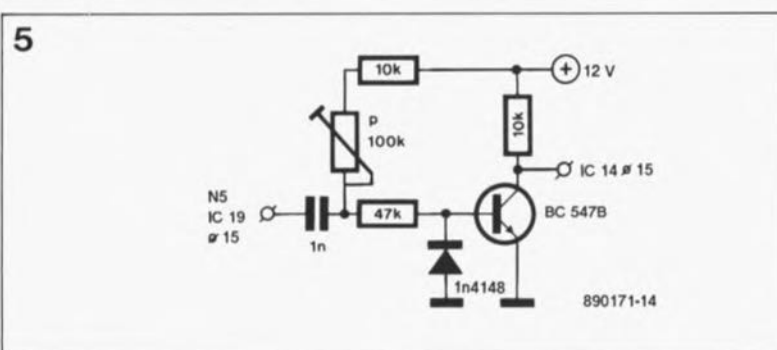


Figure 5. Ce circuit de trois fois rien corrige la chronologie des impulsions C-sync fournies par le réseau câblé.



des résistances d'amortissement pour éliminer des impulsions parasites à la sortie C-sync dues à la modulation FM du son sur la sous-porteuse de 5,5 MHz. Le transistor T1, monté en collecteur-suiveur, transmet les impulsions C-sync inversées à l'entrée concernée de MEFISTO. L'amplitude du signal C-sync devrait être de l'ordre de 0,5 V_{cc}. Il est possible, si nécessaire, de faire fonctionner le démodulateur à 33,4 MHz (38,9 - 5,5) par remplacement des selfs.

Circuit de décalage d'impulsion

La circuiterie logique d'une tête de station de la plupart des réseaux câblés décale les impulsions de synchronisation pour les mettre à la place que devraient avoir leurs homologues régénérées dans le signal "resynchronisé". Le chronodiagramme des signaux C-sync est de ce fait différent de celui utilisé sur satellite, comme le montre la fi-

gure 5 de Ref. 2. Il faut ajouter un rien d'électronique pour compenser le décalage; son schéma est donné en figure 5. La condensateur C1 est relié à la broche 15 de IC19. Sur la platine principale de MEFISTO on interrompt la piste reliant la broche 15 de IC14 (entrée RST) et la broche 4 de IC20 (N10) et le collecteur du BC547B est relié à la broche 15 de IC14. On joue progressivement sur la position de l'ajustable P jusqu'à obtenir le chronodiagramme a de la figure 5 Ref. 2.

Récapitulation

En guise de conclusion de cette première partie de notre article, voici les sous-ensembles nécessaires pour faire fonctionner MEFISTO avec un réseau câblé.

■ Un tuner TV avec F.I. Le tuner est syntonisé sur le canal (VHF ou UHF) utilisé pour la transmission de signal à traiter par MEFISTO. Le

tuner a été modifié pour fournir un signal vidéo **non-écrêté** de 1 V_{cc} dont la polarité est en principe sans importance puisqu'elle est automatiquement corrigée par MEFISTO. Si le signal est écrêté d'une façon ou d'une autre ou qu'il n'est pas linéaire, MEFISTO fournira une image qui manquera de stabilité. On devrait trouver des tuners TV et sous-ensembles F.I. dans certains magasins de surplus.

■ Le circuit de la figure 4. Son entrée est reliée, via un câble blindé à la sortie vidéo du tuner.

■ Le circuit de la figure 5.

Il est difficile de donner plus de détails sur les niveaux des signaux, les modifications, les ajustages et les connexions en raison du nombre de tuners de surplus différents disponibles. Ils posent chacun leur problème de mise hors fonction de la circuiterie d'écrtage et de modification de la constante de CAG (Commande Automatique de Gain). De même, la chronologie du signal C-sync peut varier d'un réseau câblé à l'autre.

En conclusion l'adaptation de MEFISTO pour son utilisation avec un réseau câblé exige certaines connaissances en HF et circuiterie vidéo et ne devrait donc pas être entreprise à la légère.

De récents changements dans le mode de "désynchronisation" utilisé par la station satellite concernée ne sont pas passés inaperçus auprès des possesseurs de MEFISTO, ce montage n'étant plus en mesure depuis lors, de "resynchroniser" ce nouveau signal aux caractéristiques "originales". Résultat de ces changements, un torrent de coups de téléphone, de messages par télécopie, de lettres, datés pour les premiers du mardi 21 décembre 1989. L'auteur et quelques amis se mirent au travail le jour même et eurent rapidement mis au point une extension. Le 22 décembre 1989, la réception était redevenue normale.

Nous l'avons dit à la fin de l'article cité en Ref. 2, nous indiquions que "le système de transmission de signaux "originaux" utilisé sur le canal 9-W-V connaissait plusieurs modes. . .

Le système de "désynchronisation" est programmable de sorte que l'on affine face à plusieurs techniques. "Normalement", il y a reconnaissance automatique de tous les modes possibles. Les téléspectateurs concernés ne se rendent même pas compte d'un changement de mode. Il n'en va de même pour les possesseurs de MEFISTO qui ne connaissent pour l'instant qu'une unique technique de "resynchronisation".

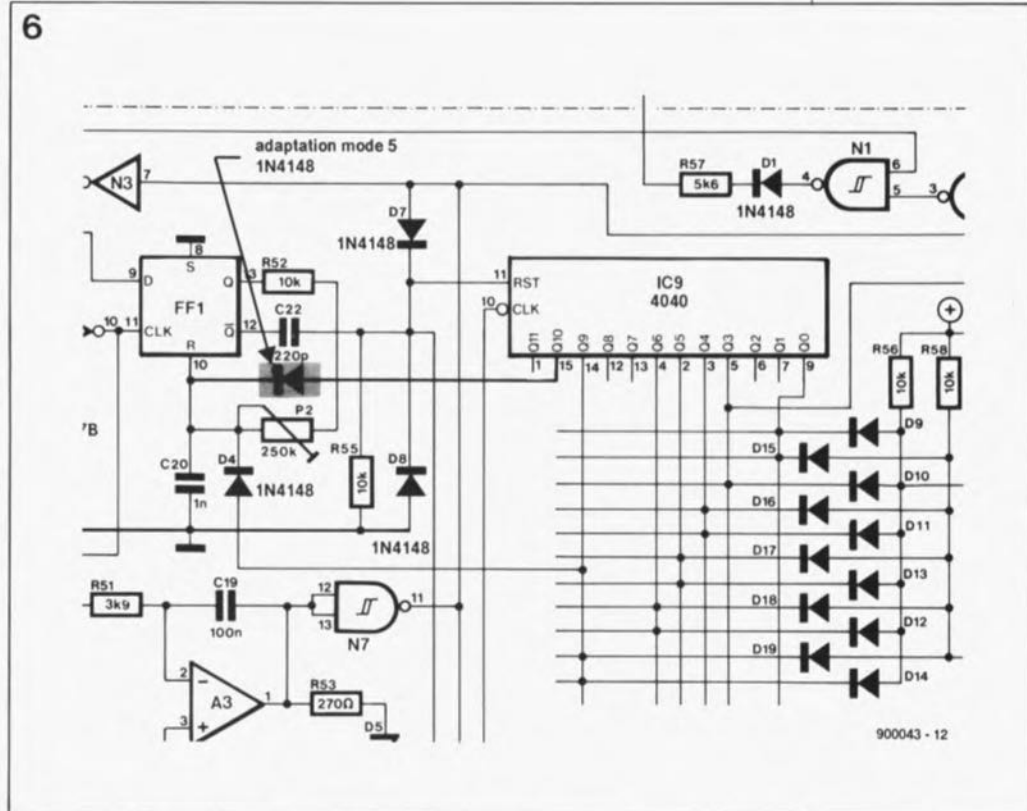
Pour la petite histoire

Lors des premiers essais d'un montage qui ultérieurement deviendrait MEFISTO, les installations de réception de TV par satellite individuelles étaient très rares. Le programme émis par la station FN était "désynchronisé" par des têtes de station des réseaux câblés en Belgique et aux Pays-Bas puisqu'il s'agit là des deux pays où le taux de connexion au "câble" est le plus élevé. Les stations de réception individuelles devenant de plus en plus courantes, la désynchronisation fut effectuée lors de l'émission du signal vers le satellite. Et c'est ainsi que naquit MEFISTO.

La technique de "désynchronisation" du **mode-1** est primitive: on procède à une inversion du signal vidéo et on déplace les impulsions de synchronisation dans la vidéo. La technique de remise en forme est simple: on inverse le signal vidéo et l'on utilise les impulsions de synchronisation transmises séparément sur une sous-porteuse de 7,56 MHz présente dans la bande de base.

Quelques jours plus tard les téléspectateurs furent confrontés au **mode-2**. C'était le 26 mars 1987. La différence entre le mode-2 et le mode-1 est un changement de polarité du signal vidéo toutes les deux trames. Autre détail intéressant, les impulsions de synchronisation n'avaient pas été décalées dans la vidéo. . .

En novembre 1987, l'équipe des Toussaint fit le point de l'ensemble des informations recueillies concernant les mode-1 et mode-2. La conception d'un montage de synchronisation fiable était rendue difficile en raison de la faiblesse du



signal de ECS-1 dont la puissance diminuait à vue d'oeil en raison de l'épuisement des batteries. C'est la raison du choix d'un circuit de régénération de synchronisation très sensible basé sur une PLL. L'implantation d'une matrice de diodes permettait une adaptation à un nouveau mode de "désynchronisation".

Le **mode-3** fit son apparition au printemps 1988. Toutes les impulsions de synchronisation avaient été, cette fois-ci, décalées, de sorte qu'il a fallu modifier le prototype en conséquence. MEFISTO avait trouvé sa forme presque définitive en novembre 1988. Il fonctionna parfaitement depuis lors, exception faite

d'une brève période en juin 1989, lorsque l'on passa au **mode-4**. Ce mode ne fut utilisé que pendant une vingtaine d'heures, de sorte que ce changement passa pratiquement inaperçu.

Le 21 décembre MEFISTO entra dans l'ère du **mode-5**, ce qui en nécessitait une réactualisation. Au début de ce mois, on arrêta les transmissions via le satellite ECS-4.

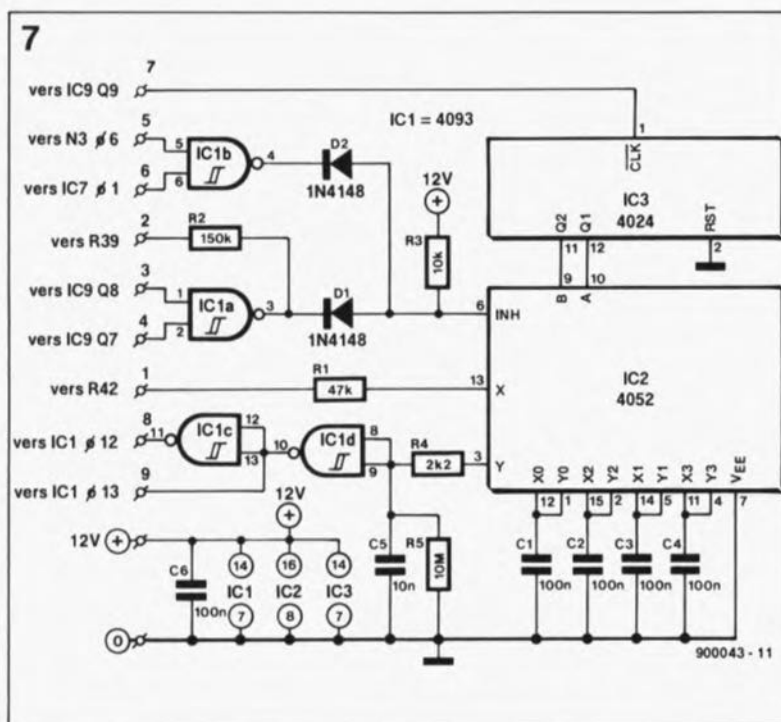
Comptez les trames

Le **tableau 1** montre les résultats d'une analyse des polarités de trame utilisées jusqu'à présent. Ce tableau donne à penser que la polarité de la vidéo connaît un cycle de répétition de 4 trames.

À partir de cette supposition, nous

Figure 6. Le passage du mode-4 au mode-5 se fait à l'aide d'une simple diode destinée à corriger la RAZ de la bascule FF1.

Figure 7. Schéma du circuit d'actualisation multi-mode.



Liste des composants

Résistances:

R1 = 47 kΩ
R2 = 150 kΩ
R3 = 10 kΩ
R4 = 2kΩ2
R5 = 10 MΩ

Condensateurs:

C1 à C4, C6 = 100 nF
C5 = 10 nF

Semi-conducteurs:

D1, D2 = 1N4148
IC1 = 4093
IC2 = 4052
IC3 = 4024

Tableau 1. Analyse des polarités des trames des six modes de "désynchronisation".
La succession des polarités du mode-6 est déterminée empiriquement sur les informations recueillies précédemment.

Trame:	1	2	3	4
mode-0:	P	P	P	P			
mode-1:	N	N	N	N			
mode-2:	P	N	P	N	=	N	P
						N	P
						P	N
						N	P
mode-3:	P	N	P	N	=	N	P
						N	P
mode-4:	P	P	N	N	=	N	P
						P	N
mode-5:	N	N	N	P	=	N	N
						P	N
mode-6:(?)	P	P	P	N			

P = trame avec vidéo positive
n = trame avec vidéo négative (inversée)
mode-0 = absence de traitement (transmission normale)

d'opération normal, la trame positive est transmise à la sortie après cette impulsion de synchronisation. Après 512 demi-lignes, la bascule FF1 est remise à zéro via la diode D4 de sorte que les impulsions de trame ne peuvent pas arriver à l'entrée de RAZ de IC9. Ensuite, après 625 demi-lignes, la bascule FF2 est remise à zéro via FF3 pour garantir un suivi des changements de polarité du signal vidéo capté. La diode additionnelle produit un blocage des impulsions de synchronisation de trame fournies par N4 pendant les transitions de trame après 1250 et 1875 demi-lignes. En conséquence, trois trames successives sont inversées en vidéo positive, signal transmis à la sortie. Après 1048 demi-lignes, la bascule FF1 est libérée de sorte que IC9 peut être remis à zéro lors d'une transition de trame après 2500 demi-lignes. Comme c'était le cas auparavant, la circuiterie centrée sur IC9 assure une synchronisation automatique après quelques trames.

Actualisation multi-mode

La figure 7 donne l'électronique nécessaire pour la réactualisation multi-mode de MEFISTO. Cette adjonction rend MEFISTO capable de traiter le mode-5. Elle est dans les grandes lignes compatible avec les modes de "désynchronisation" précédents (1-4), et peut-être compatible avec le mode-6 (dont nous ne connaissons pas le détail pour le moment. La réalisation de cette extension, la modification de MEFISTO, et l'interconnexion de ces deux motages, sont des opérations à réserver aux lecteurs d'Elektor les plus expérimentés. Si vous avez réalisé MEFISTO et qu'il a fonctionné jusqu'au 21-09-89, vous pouvez vous attribuer le titre d'"expérimenté". Si vous vous contentez de passer du mode-4 au mode-5, adoptez la solution de la diode décrite dans le paragraphe précédent.

Comme mentionné précédemment, il faut doter MEFISTO d'une sorte de stockage pour disposer du niveau de commande de commutation de polarité lorsque le signal vidéo passe de positif à négatif et inversement.

Le tableau 1 montre qu'il faut "memoriser" la polarité de quatre trames, ce qui implique qu'il nous faut quatre éléments de stockage; ils prennent ici la forme des condensateurs C1 à C4 (figure 7). IC3 constitue un diviseur par quatre d'un signal dérivé des impulsions de synchro

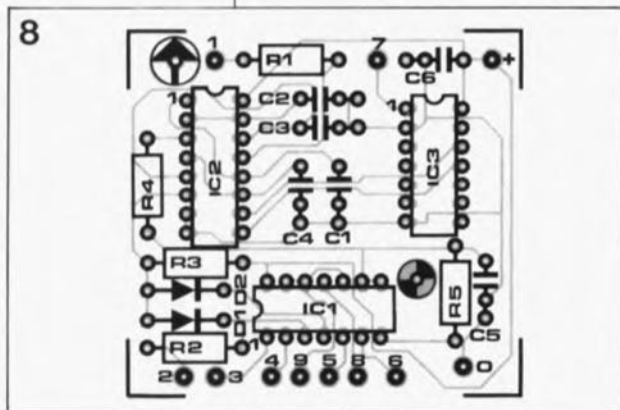


Figure 8. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants d'une petite platine conçue pour une "résynchronisation" multi-mode.

avons conçu un circuit de "mémoire" des polarités de quatre trames successives et fourni, à partir de ces éléments, les niveaux de commande adéquats au commutateur de polarité de MEFISTO. En faisant appel à cette même supposition, la polarité est corrigée en permanence par le commutateur, quel que soit le mode de "désynchronisation" adopté. Le circuit ainsi réalisé est simple et ne fait appel

qu'à des composants bon marché standard.

Conscients du fait que certains d'entre vous se satisferaient pour le moment d'un actualisation du mode-4 au mode-5, nous avons imaginé une solution simple testée avec d'excellents résultats.

Une diode

L'extrait de schéma de la figure 6 montre qu'il suffit d'implanter une diode 1N4148 entre la sortie Q10 du compteur IC9 et l'entrée de RAZ de la bascule FF1 pour passer du mode-4 au mode-5. On soudera ce composant aux broches concernées des circuits en question côté composants, de sorte qu'il n'est même pas nécessaire de sortir la platine de son boîtier.

Voyons le principe de fonctionnement de cette adjonction. Comme auparavant, l'impulsion de synchronisation de trame est utilisée pour remettre à zéro le compteur IC9 via la bascule FF1. En mode

de trame, qui à leur tour sont extraites de la sous-porteuse C-sync de 7,56 MHz. Chacune des quatre tensions stockées dans un condensateur est échantillonnée et vérifiée ensuite à un intervalle de quatre trames. Comme l'échantillonnage précède la vérification (et le cas échéant la correction), il faut quatre trames pour stocker en mémoire n'importe quelle "désynchronisation". Ceci implique que l'image apparaît dans toute sa splendeur avec la polarité correcte après une durée (dans le pire des cas) de 1/12,5 s soit 80 ms - à condition bien entendu que MEFISTO soit verrouillé.

La charge des quatre condensateurs se fait sous les ordres de la porte NAND IC1b. À mi-chemin de la trame en cours, pendant que le compteur compte entre 129 et 256, le circuit modifié centré sur les transistors T12 à T14 de MEFISTO est activé par l'intermédiaire de la résistance R2 du circuit d'extension.

La tension de sortie (sur R42) est haute pendant une trame négative et basse pendant une trame positive. Le condensateur (C1 à C4) concerné à cet instant précis est chargé à travers R1 et l'interrupteur analogique intégré dans IC2 associé à cette résistance. Ce processus prend également place avec les trois autres condensateurs et se répète indéfiniment pour toutes les trames suivantes. Au cours des lignes 6 et 318, IC9 envoie, via la bascule FF2, une brève impulsion à IC1b (de la platine d'extension). Ceci produit une courte validation du 4052, entraînant la fermeture, pendant une courte durée, de l'interrupteur électronique sélectionné à cet instant-là et le transfert de 10% environ (10/100 nF) de la tension de charge du condensateur concerné vers le condensateur C5 à travers la résistance R4. La tension aux bornes de C5 aura une valeur approximativement égale à celle présente à l'origine sur le condensateur de mémorisation choisi. On notera cependant que cette tension se situe toujours juste en-dessous de la tension d'alimentation (12 V) et juste au-dessus de 0 V, et donc très largement en-dehors de la plage d'hystérésis de la porte à trigger de Schmitt, IC1d. Cette porte, associée à IC1c, commande directement les interrupteurs électroniques ES1 et ES2 pour assurer un transfert de la trame à la polarité vidéo correcte.

Pendant les périodes de transmission normale, IC9 est mis en attente. Dans ces conditions, le 4052 du circuit d'extension ouvre ses interrupteurs de sorte que la tension

Installation de la platine multi-mode

Cocher Opération

- ☐ MEFISTO fonctionnait correctement jusqu'au 21-12-89.
- ☐ Extraire les diodes D4, D9 à D19, D20 et D21.
- ☐ Extraire les résistances R41 et R56.
- ☐ Extraire les deux ponts de câblage reliant IC7 à IC1.
- ☐ Remplacer R39 (3kΩ) par une résistance de 150 kΩ.
- ☐ Remplacer R40 (3kΩ) par une résistance de 56 kΩ.
- ☐ Remplacer C13 (22 nF) par un condensateur de 4 nF.
- ☐ Interrompre la piste à la broche 1 de IC3.
- ☐ Interrompre la piste à la broche 11 de IC3.
- ☐ Interrompre la piste à la broche 12 de IC3.
- ☐ Relier les broches 12 et 13 de IC3.
- ☐ Relier la broche 1 de IC3 au collecteur de T3.
- ☐ Relier la broche 11 de IC3 au collecteur de T1.
- ☐ Relier la broche 3 de IC9 à la broche 11 de IC10.
- ☐ Percer un trou pour un câble à proximité de la broche 12 de IC9.
- ☐ Percer un trou pour un câble à proximité de la broche 13 de IC9.

Ceci termine les modifications de la platine principale de MEFISTO. Pour une orientation correcte, disposez-le, entrées C-sync et vidéo face à vous.

- ☐ Réaliser le circuit d'extension de la figure 8.
- ☐ Identifier les connexions 1 à 9, + et masse (0) de la platine.
- ☐ Positionner la platine au-dessus de l'endroit où se trouvait la matrice de diodes et déterminer la position de l'orifice de fixation additionnel à percer à proximité de l'emplacement qu'avaient les diodes D9-D10 sur MEFISTO.
- ☐ Souder des fils de couleurs différentes au circuit d'extension et le monter à un endroit convenable sur MEFISTO.
- ☐ Connecter la broche 1 dans l'orifice destiné à l'anode de D21.
- ☐ Connecter la broche 2 dans l'orifice destiné à la résistance R41, à proximité de l'ajustable P1.
- ☐ Connecter la broche 3 à la broche 12 de IC9.
- ☐ Connecter la broche 4 à la broche 13 de IC9.
- ☐ Connecter la broche 5 à la cathode de D2 (ne pas extraire cette diode).
- ☐ Connecter la broche 6 à l'orifice destiné auparavant au pont de câblage (juste en-dessous de R59).
- ☐ Connecter la broche 7 à l'orifice utilisé auparavant par l'anode de D4.
- ☐ Connecter la broche 8 à l'orifice destiné auparavant au pont de câblage (juste au-dessus de R42).
- ☐ Connecter la broche 9 à l'orifice destiné auparavant au second pont de câblage (juste au-dessus du précédent, par le travers de T4).
- ☐ Connecter le 0 (masse) à la masse numérique de MEFISTO.
- ☐ Connecter le +12 V à la ligne +12 V numérique de MEFISTO.

Ceci termine l'actualisation de MEFISTO. Il n'est pas nécessaire de reprendre le réglage, mais il n'y a aucun inconvénient à vérifier les réglages faits auparavant.

QUELQUES ASTUCES

- Utilisez, le cas échéant, une résistance ajustable de 1 kΩ pour réduire à 0,5 V_{cc} le niveau du signal vidéo d'entrée de MEFISTO; un niveau plus important est source de distorsion.
- À l'aide d'un multimètre numérique mesurer la tension de sorte de l'amplificateur de compensation de dispersion, A2. Si la tension dépasse 10 V, remplacez R16 (10 kΩ) par une résistance de 8kΩ2.
- La varicap BB105B du VCO de 4 MHz peut être remplacée par une BB405B ou une BB109B.
- Les transistors T7, T9 et T10 de sortie vidéo atteignent une température "agréable"; il n'y a pas lieu de s'en inquiéter.
- Ne pas utiliser d'autre circuit intégré de détection FM que le TBA120S ou TBA120S4 pour garantir une amplitude de 0,8 V_{cc} au minimum au signal C-sync.

aux bornes de C5 chute rapidement en raison de la présence de R5, ce qui a pour conséquence une transmission par ES2 de MEFISTO du signal vidéo non-"désynchronisé".

Suivre les instructions

On utilisera le circuit imprimé représenté en figure 8 pour la réalisation de cette extension multi-modes. Veillez à bien identifier les connexions câblées 1 à 7 pour vous

mettre à l'abri d'une erreur de câblage toujours extrêmement difficile à localiser.

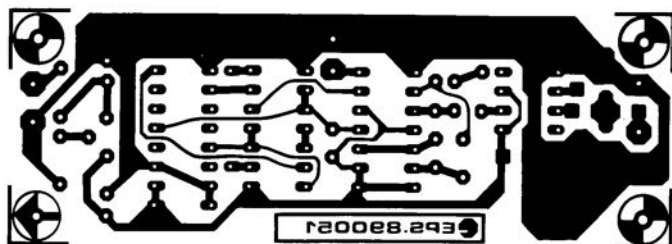
Suivez au pied de la lettre les instructions données dans l'encadré et cochez chaque case après avoir effectué l'opération concernée.

Bonne chance.

Références

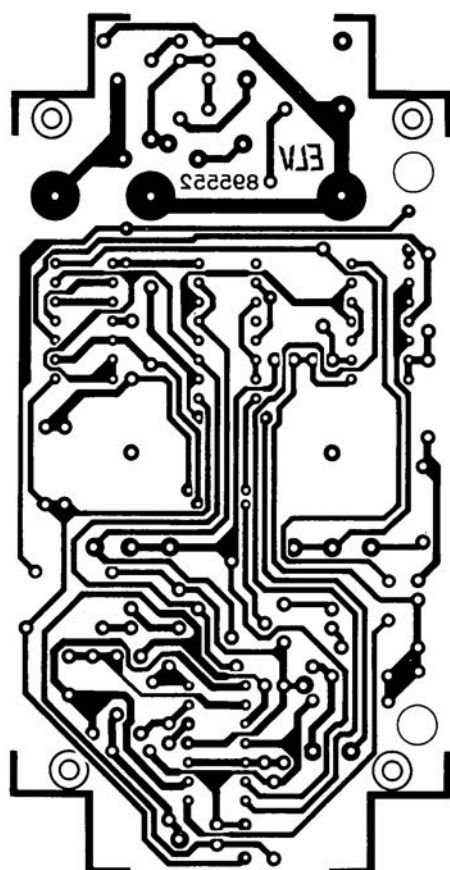
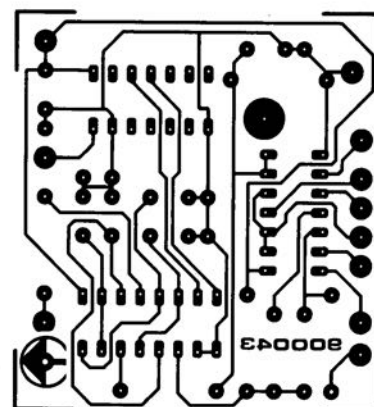
1. Station de réception de TV par satellite, Elektor n°100, 101 et 103, octobre, novembre 1986 et janvier 1987
2. MEFISTO, Elektor n°130, avril 1989. ■

SERVICE



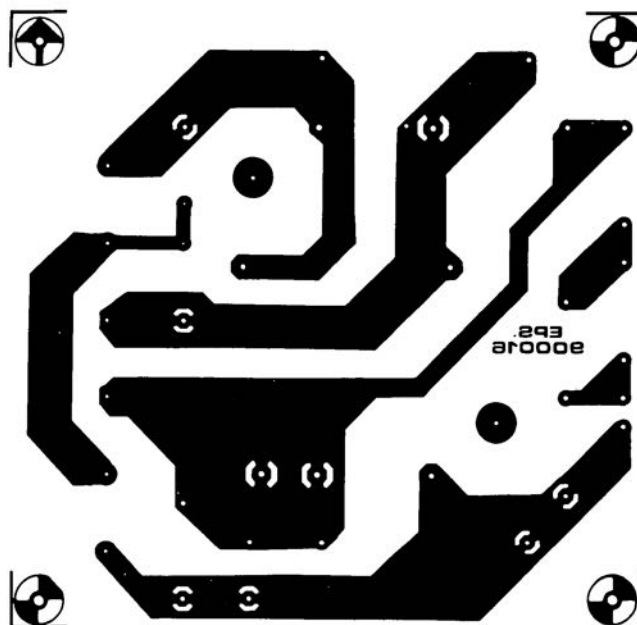
giga-diviseur

L'après-MEFISTO:
"resynchronisateur" multi-mode

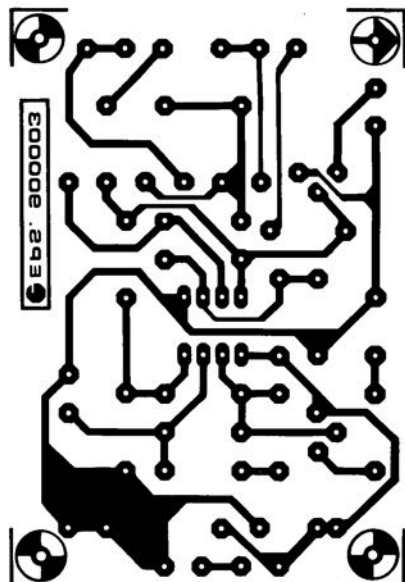
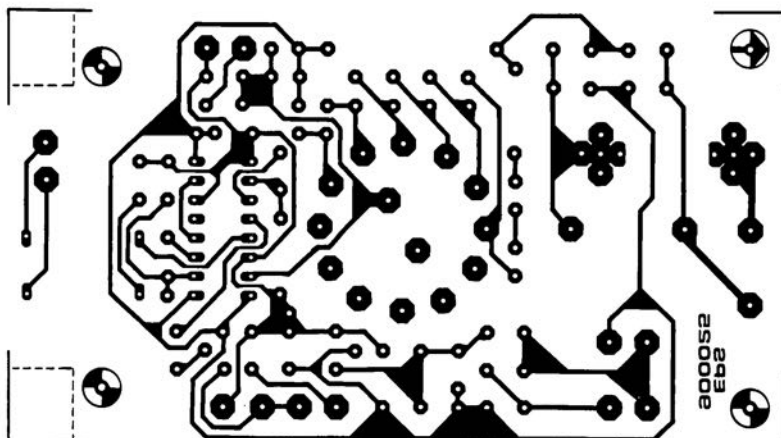


Stroboscope bi-fonction: la platine de commande

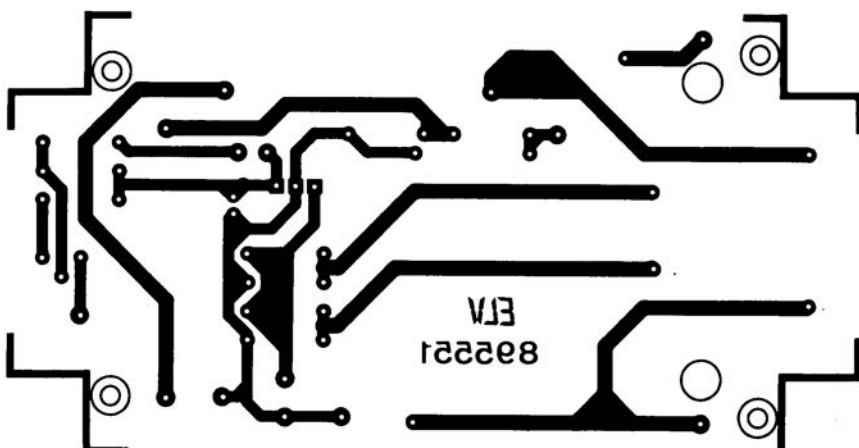
Écrêteur-secteur



Maton-secteur



Commutateur d'intervalle pour caméscope



Stroboscope bi-fonction: la platine du transformateur