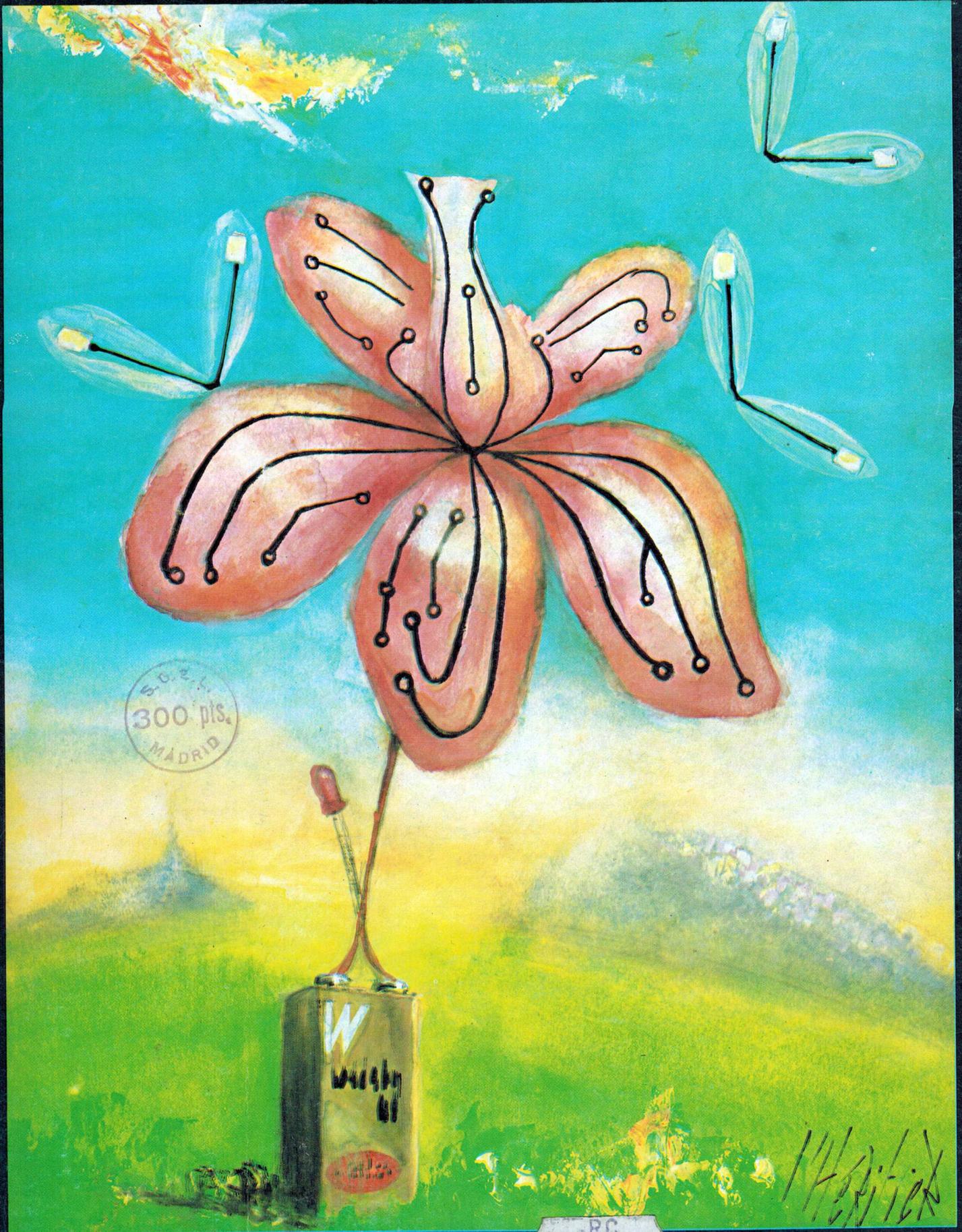


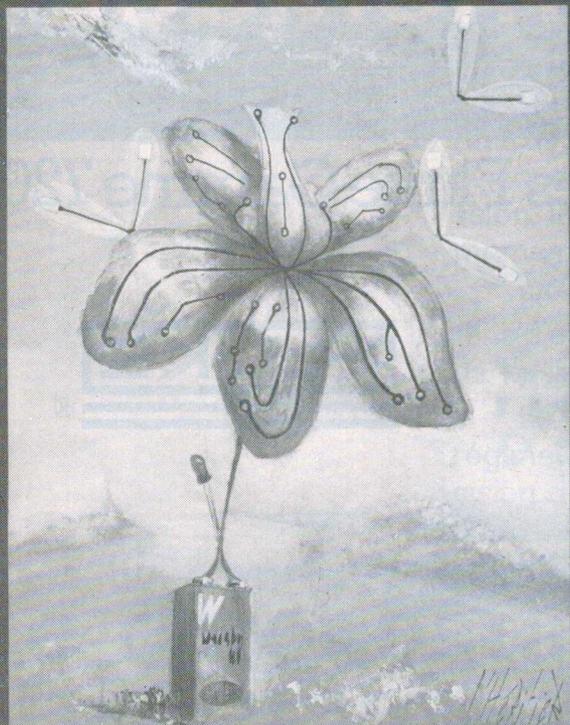
ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 13 - Printemps 1980 - 18 F



ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 13 - Printemps 1980 - 18 F



SUISSE : 900 FS - TUNISIE : 2070 MIL - CANADA : CAN 5.35 - ESPAGNE : 260 PESETAS - ITALIE : 4000 LIRE - BELGIQUE : 148 F.B.

Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F

Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :

2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19

Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Publicité : Société Auxiliaire de Publicité

2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19

Tél. : 200.33.05

Publicité pour la Belgique : Euro-Publi-Belgium,

Av. Marcel Gourdin 1, 5001, Belgrade Namur. Tél. : 081-22-03-13

Président-directeur général : Directeur de la publication

Jean-Pierre Ventillard

Rédacteur en chef

Jean-Claude Roussez

Ont participé à ce numéro : **Jean Avril, Christian Bellot, Michel Bonnis-Sassi, Jos De Neef, Jean Dufourquet, D. Ferrand, Pierre-Louis Grenier, Patrick Gueulle, J.-P. Janiaux, Jacky Jegou, Félix Juster, Pierre Lemeunier, Georges Louail, C. Milan, J. Moret-Bailly, Y. Ouazzany, René Rateau, J.-F. Renaud, J.-P. Richard, J. Sabatier, Jean Sabourin, G. Thérond, Jacques Trémolières, Félix Zandman.**

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à
70 000 exemplaires

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

1 an (4 numéros) : **58 F** (France) - **75 F** (Etranger)

Copyright 1980 - Société Parisienne d'Édition

Dépôt légal 1^{er} trimestre 80 N° éditeur : 824

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1^{er} de l'article 40).

« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal. »

Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

Distribué par SAEM Transports Presse - Imprimerie : Edicis, 75019 Paris.

SOMMAIRE

ADW

Applications

Chronostarter	5
Mesure du flux moyen du rayonnement solaire	13
Fréquence-mètre numérique à commutation automatique de gammes	19
Détection électronique des mensonges	37
Système de surveillance sonore par téléphone	67

Circuits intégrés

Génération de notes de musique avec le MO87	33
---	----

composants

Les diodes à capacité variable	27
--------------------------------	----

Etude

Les courbes de température des résistances de précision	113
---	-----

Electronique médicale

Biotechnologie pratique	61
Cardiotachymètre à microprocesseur	71

Mesures

La réjection en mode série dans les voltmètres numériques	41
---	----

Système d'acquisition et de traitement de données	79
---	----

Schémathèque

Presse technique internationale	108
---------------------------------	-----

Technologie

Le circuit imprimé : usinage des films et des plaques	45
Les photocopieurs et la technique des circuits imprimés	75

Visite

L'électronique dans un grand quotidien	117
--	-----

Le software du sportif	57
La radioastronomie (2 ^e partie)	99
Réseaux de distribution des semi-conducteurs	123
Bibliographie	131
Nouveautés - Informations	135
Répertoire des articles parus en 1979	146

Lors de la commutation d'une charge inductive (transformateur, moteur, relais), sur le réseau triphasé (380 V, 50 Hz), on observe : des surtensions, des surintensités, des retards à la fermeture et à l'ouverture des relais électromécaniques. Ces phénomènes sont plus ou moins accentués selon la valeur instantanée de la tension sinusoïdale au moment de la commutation.

Le chronostarter est un « super interrupteur » permettant d'établir et d'interrompre la tension à un instant donné de la sinusoïde.

Le prototype que nous allons décrire commute, en régime permanent, une puissance de 10 KVA avec une précision de l'angle de phase de la sinusoïde à l'ouverture et à la fermeture de $\pm 1^\circ$.

Le chronostarter



Principe

Le chronostarter doit, vis-à-vis de l'utilisation, apporter le minimum de perturbation tout en acceptant des surcharges en courant et en tension importantes. La maîtrise complète de la phase ouverture, exclue la solution à thyristors au profit de celle à transis-

tors de puissance. Cependant, les possibilités limitées de ces derniers vis-à-vis des surintensités nous ont conduits, afin d'augmenter la fiabilité de l'ensemble et de réduire le coût, à opter pour une solution mixte : transistor-thyristor en parallèle (**fig. 1**), un pont à diodes classique assure la polarisation correcte du tandem thyristor-transistor inséré dans la diagonale.

Dès lors nous distinguerons trois parties (fig. 2) :

- La commande permettant de programmer l'instant de commutation et générant le cycle de fonctionnement.
- L'interface adaptant les ordres issus de la commande à la partie puissance.
- Le commutateur de puissance.

Automatisme de commande

La nécessité de programmer les différentes phases avec une précision de un degré impose (fig. 3) :

- Une horloge capable de générer avec précision une fréquence égale ou multiple de celle caractérisant un degré soit : $360 \times 50 = 18 \text{ kHz}$.
- Une programmation de la phase fermeture.
- Une programmation de la phase ouverture.
- Une synchronisation pour oscilloscope.

1. Horloge

(Voir schéma figure 4)

La fréquence du signal d'horloge est un multiple de 18 kHz et présente, afin de garantir la précision, une relation de phase avec le réseau 50 Hz.

L'horloge, construite autour d'un oscillateur libre commandé en tension (V.C.O.), centré sur la fréquence de 180 kHz, se synchronise sur le réseau au moyen d'une boucle d'asservissement de phase (fig. 5).

a) Le détecteur de zéro construit autour des amplificateurs réf. 2301 à la particularité de présenter un gain variable en fonction de l'amplitude du signal d'entrée : lorsque la tension image du secteur appliquée sur l'entrée + du 2301 (1) passe par zéro, le pont de diodes placé en contre réaction se trouve bloqué, le 2301 (1) fonctionne en boucle ouverte alors qu'auparavant nous avions deux diodes en série conductrices. Les signaux issus de la sortie du 2301 (1) amplifiés par 2301 (2) attaquent l'entrée du comparateur de phase du circuit MC 14046. Une diode montée en inverse protège les circuits MOS de l'impulsion négative (fig. 6).

b) La boucle à verrouillage de phase (P.L.L.) (fig. 7), commandée par le signal de référence issu de la sortie du 2301 (2), utilise le circuit MC 14046 qui présente la particularité de regrouper dans le même boîtier deux comparateurs de phase et un oscillateur commandable en tension.

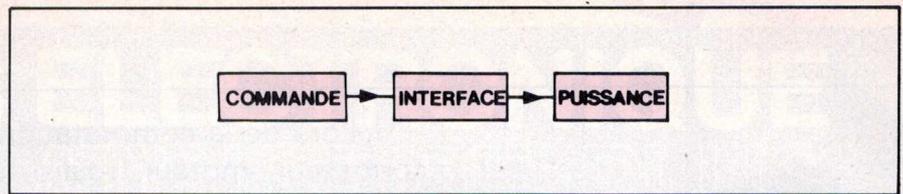


Fig. 2

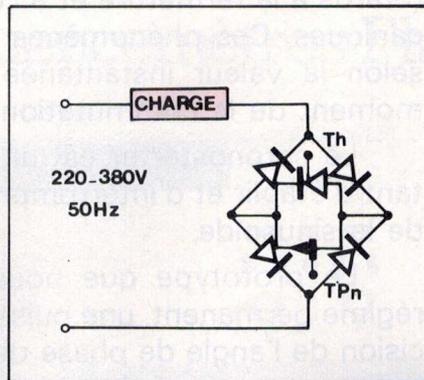


Fig. 1

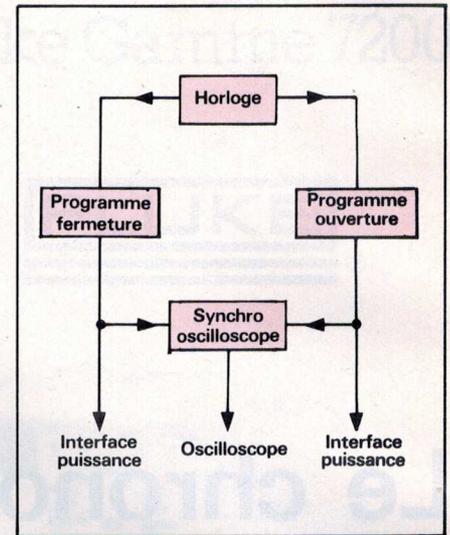


Fig. 3

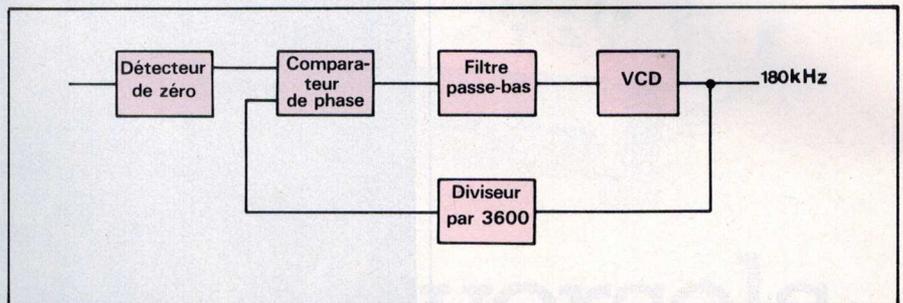


Fig. 5

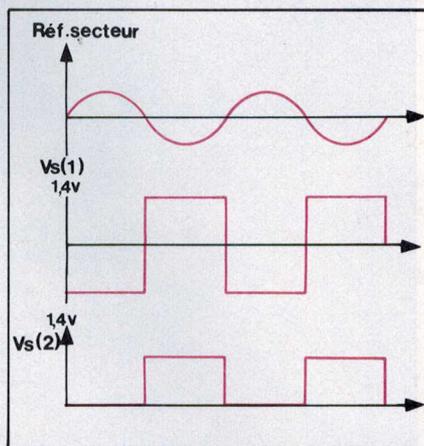


Fig. 6

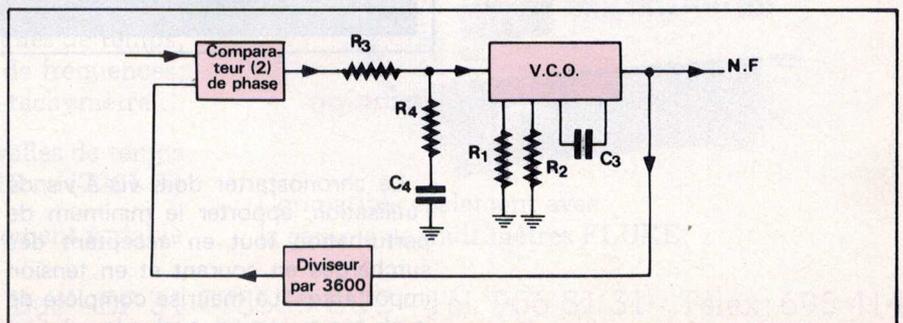


Fig. 7

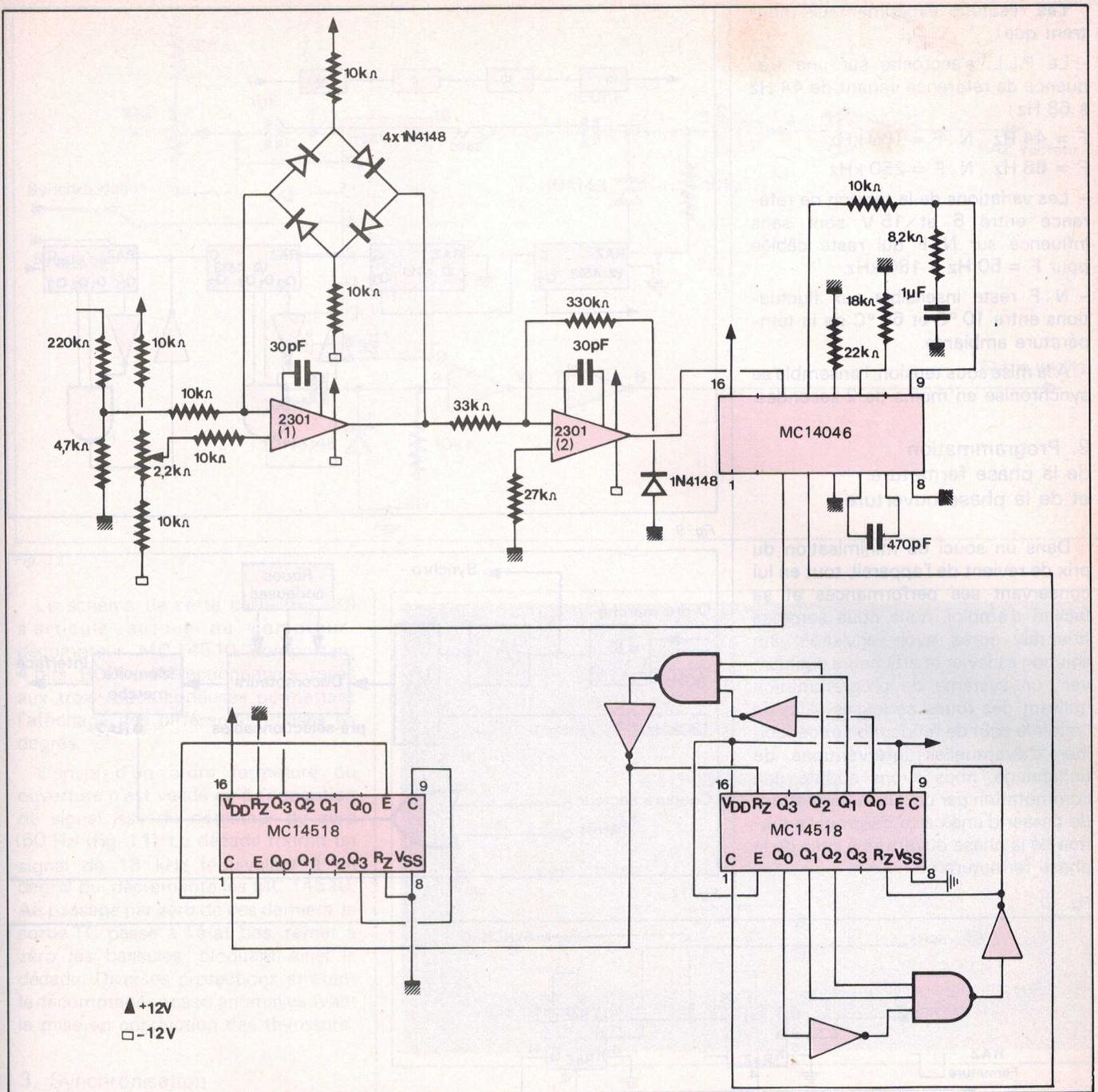


Fig. 4

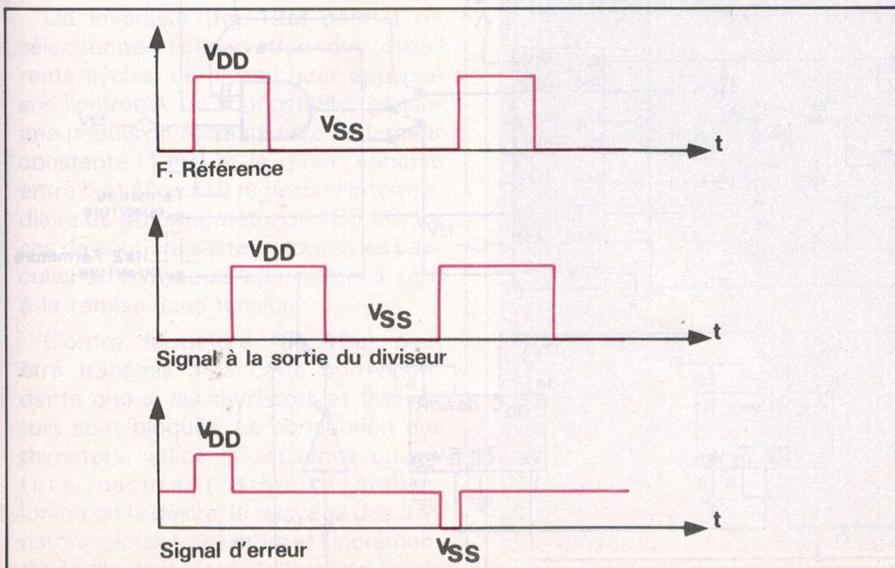


Fig. 8

Nous utilisons le comparateur (2) du MC 14046 qui, fournissant un signal d'erreur digital d'une largeur proportionnelle au déphasage des deux signaux à comparer, se déclenchant sur les fronts positifs, élimine l'influence du rapport cyclique.

Le filtre réjecteur (fig. 7), constitué par R_3 , R_4 , C_2 , remplace le filtre passe bas classique et présente une action dérivée suffisante pour réduire le temps d'accrochage. La fréquence centrale du V.C.O., déterminée par $R_1 \cdot C_1$, présente, grâce à R_2 , une plage d'excursion permettant l'adaptation automatique du chronostarter au réseau 60 Hz. Enfin, le diviseur par 3600, du type asynchrone, utilise deux boîtiers MC 14518 contenant chacun deux décades câblées conformément au schéma de la figure 9.

Les résultats expérimentaux montrent que :

- Le P.L.L. s'accroche sur une fréquence de référence variant de 44 Hz à 68 Hz :

F = 44 Hz N . F = 159 kHz

F = 68 Hz N . F = 250 kHz

- Les variations de la tension de référence entre 6 et 15 V sont sans influence sur N . F qui reste câblée pour F = 50 Hz à 180 kHz.

- N . F reste insensible aux fluctuations entre 10 °C et 60 °C de la température ambiante.

- A la mise sous tension, l'ensemble se synchronise en moins de 2 secondes.

2. Programmation de la phase fermeture et de la phase ouverture

Dans un souci de minimisation du prix de revient de l'appareil, tout en lui conservant ses performances et sa facilité d'emploi, nous nous sommes orientés, après avoir envisagé une solution à clavier et afficheurs digitaux, vers un système de programmation utilisant des roues codeuses, vers un système de programmation utilisant des roues codeuses. Afin de limiter le coût de fabrication et de faciliter d'éventuelles interventions de dépannage, nous avons adopté une commutation par cavaliers permettant de passer d'une carte de programmation de la phase ouverture à celle de la phase fermeture.

Fig. 10

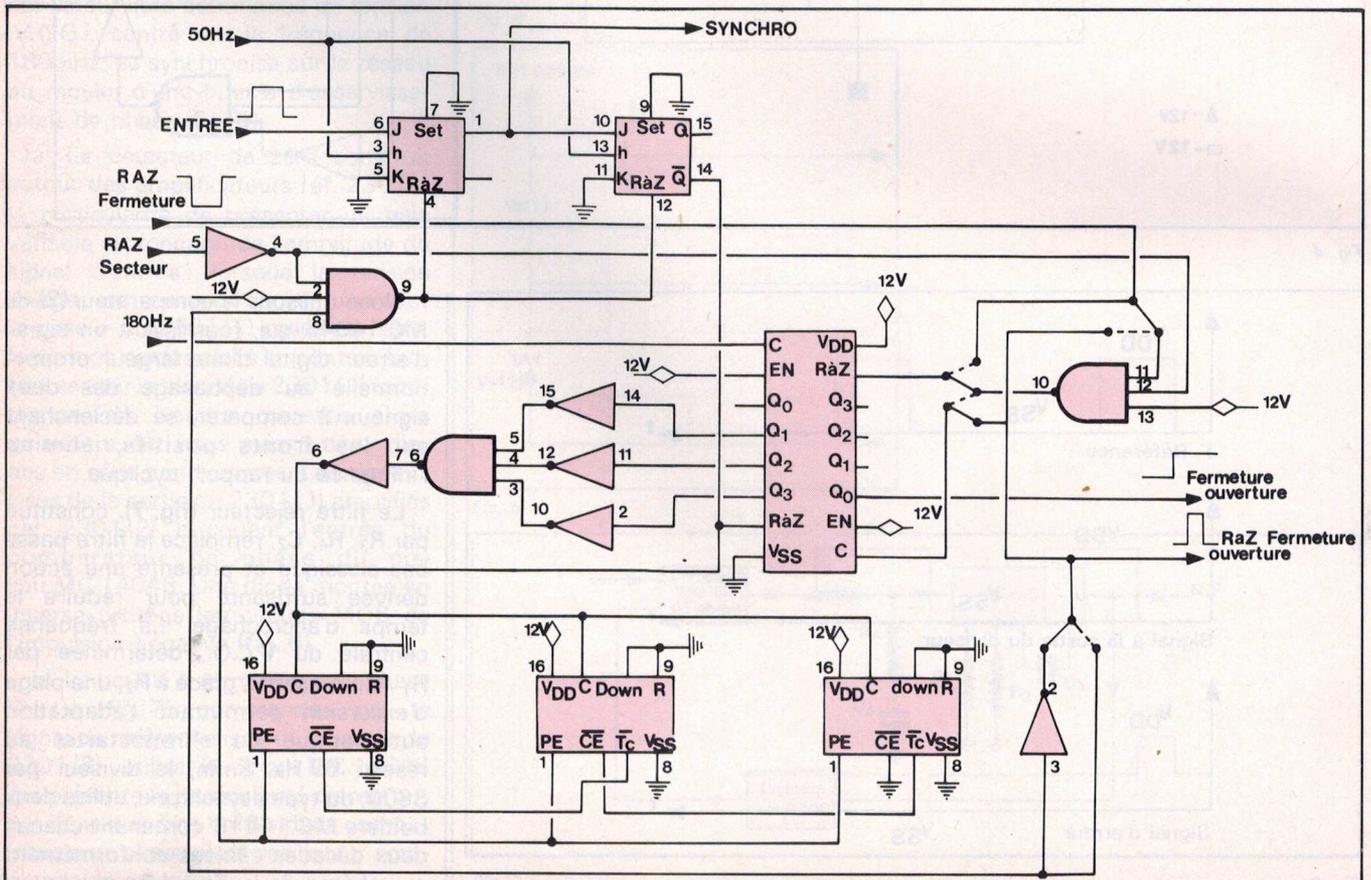


Fig. 9

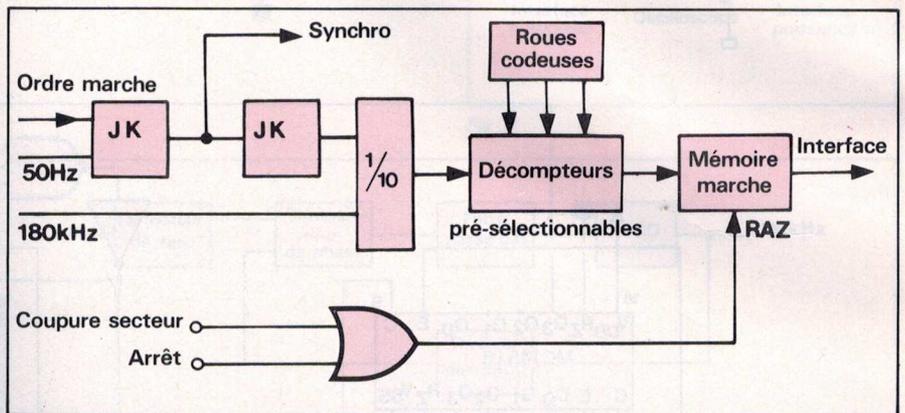
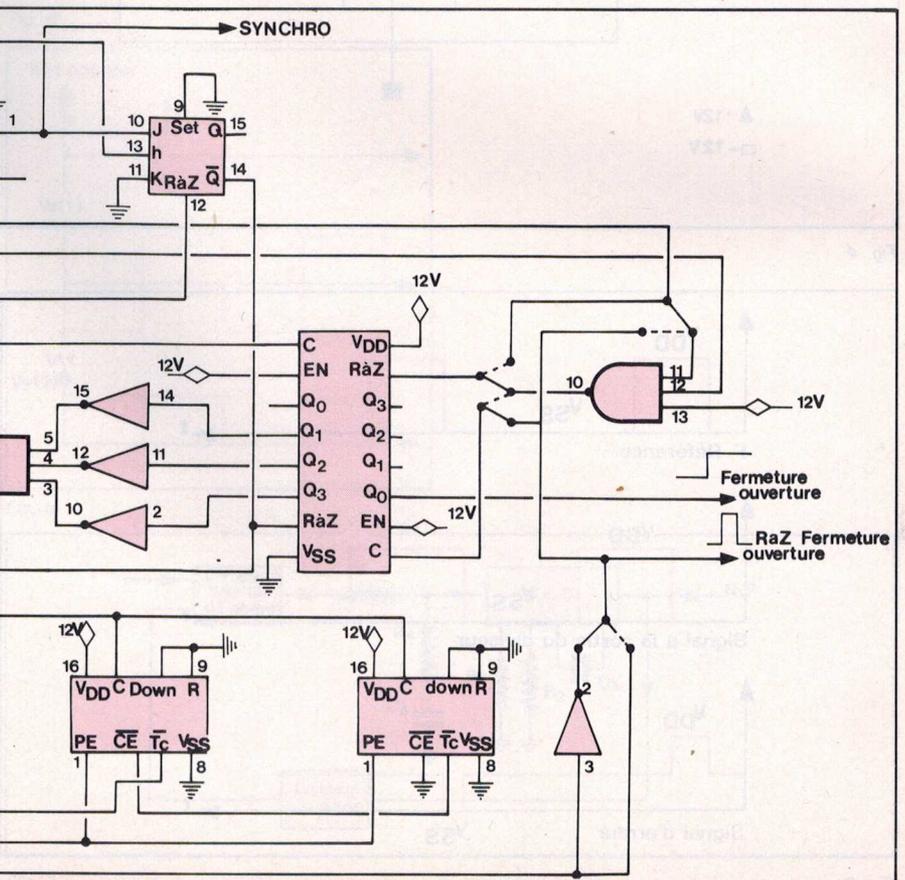


Fig. 11



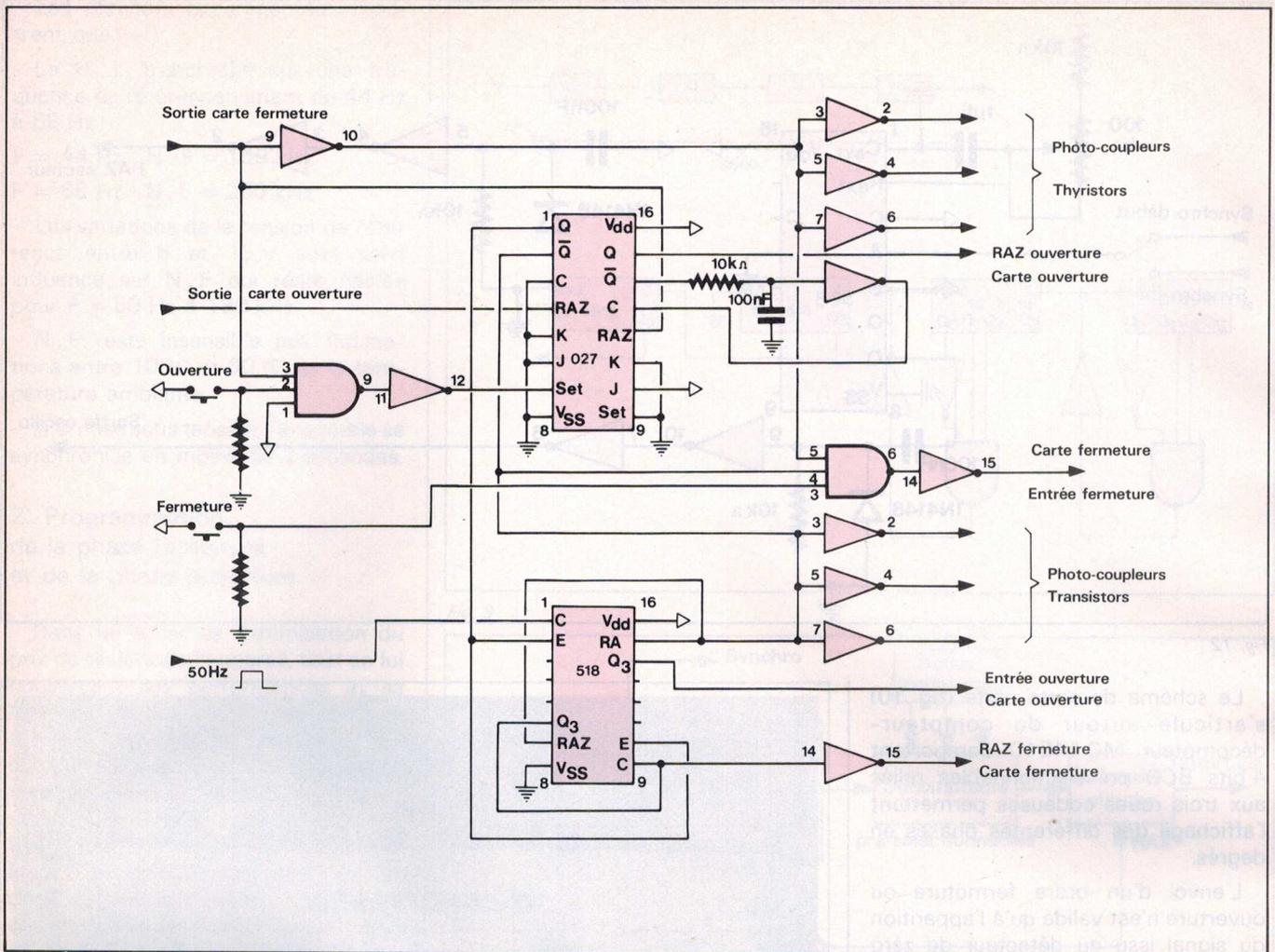


Fig. 12 c

Interface logique-puissance

L'interface, adapte les signaux logiques issus de la commande aux différents organes de puissance (thyristor-transistor) et assure l'isolation galvanique entre ces différentes parties (fig. 13).

1. Commande thyristors (fig. 13a)

La mise en conduction des thyristors devant être assurée toutes les demi-périodes du courant, nous avons adopté, en raison de sa simplicité, une commande continue. Un retard global de $8 \mu\text{s}$ correspondant à une imprécision de $0,15^\circ$ a été relevé figure 14.

2. Commande transistors (fig. 13b)

Le circuit de commande du Tpu utilise un étage drivers fonctionnant en régime linéaire. On note la présence de la diode d'antisaturation (D.A.S.) et de la capacité C d'extraction des charges emmagasinées dans la base du Tpu.

Le retard mesuré de $12 \mu\text{s}$ (fig. 15),

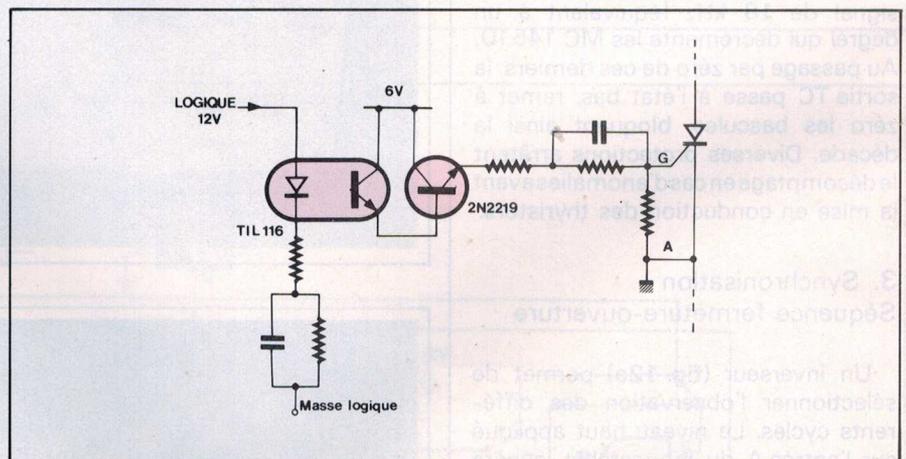


Fig. 13 a

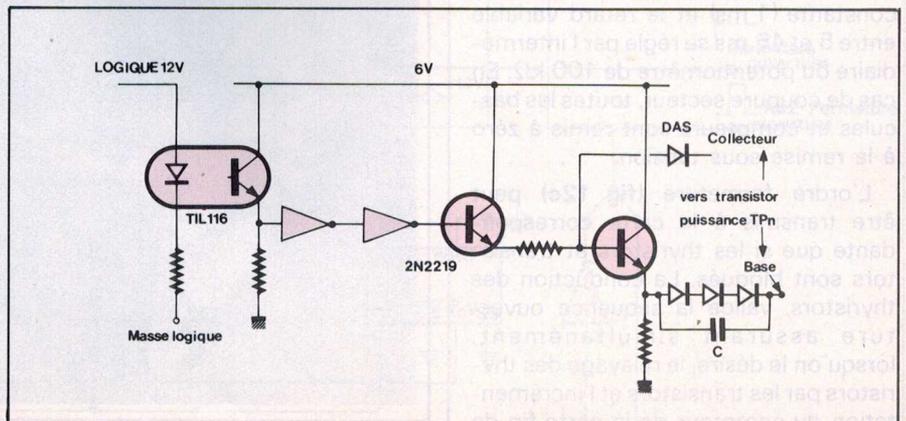


Fig. 13 b

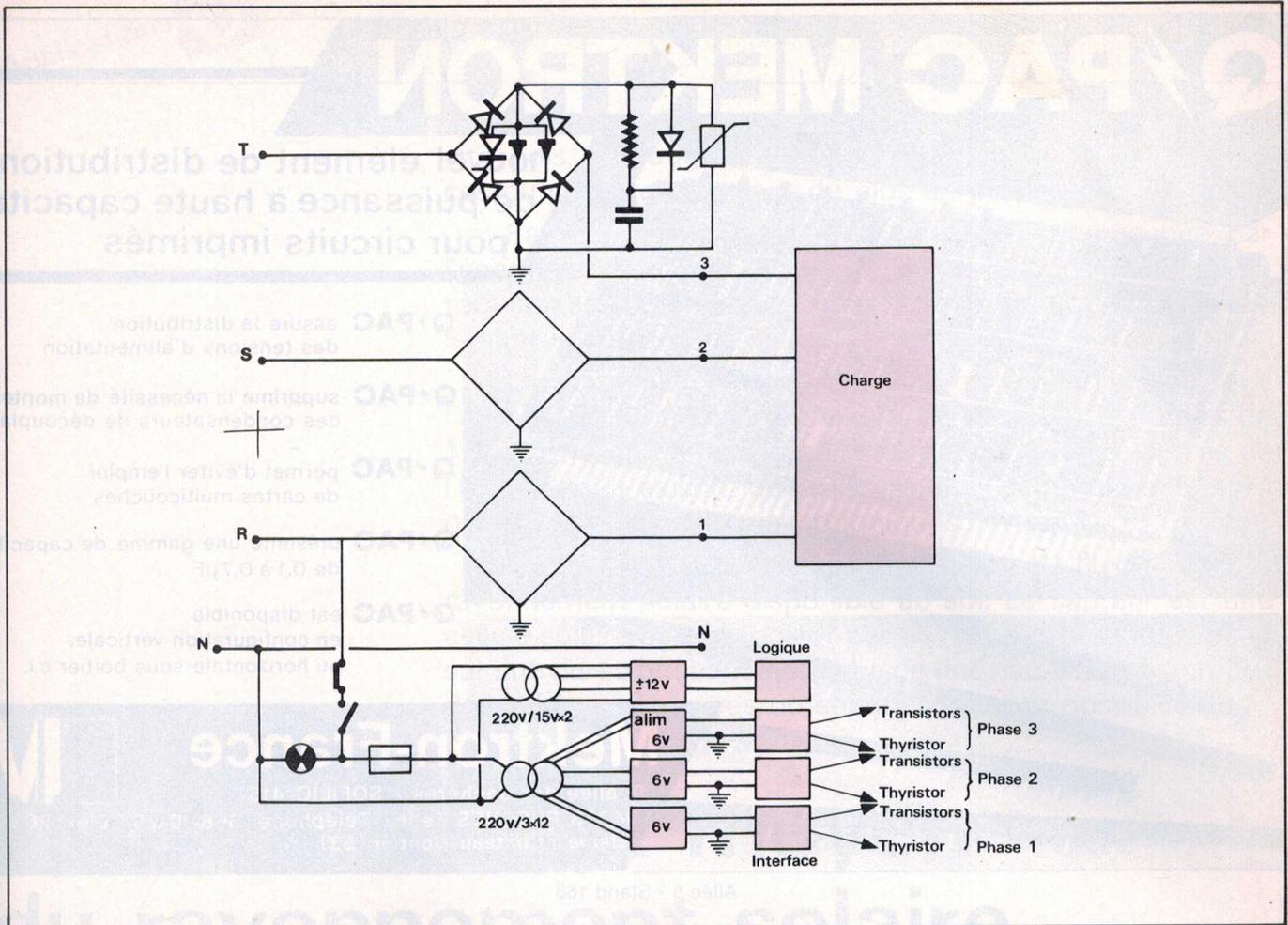


Fig. 16

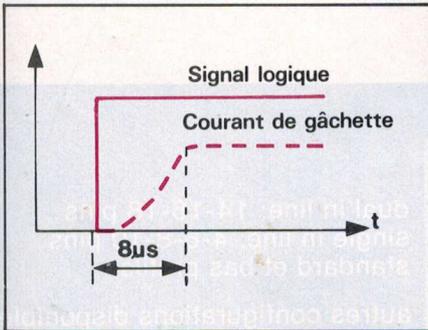


Fig. 14

correspondant à une erreur de $0,22^\circ$, n'étant pas préjudiciable à la précision souhaitée, il ne nous a pas paru utile d'élaborer un système de blocage du TPU mettant en œuvre une tension négative, avec une inductance de limitation du di/dt .

Le commutateur de puissance

Dans la structure du schéma général de la figure 16 apparaît l'ensemble thyristor-transistors associé au réseau d'aide à la commutation R.D.C. et au GE.MOV.

L'objet du chronostarter étant l'étude des régimes transitoires, l'emploi d'éléments, destinés à limiter

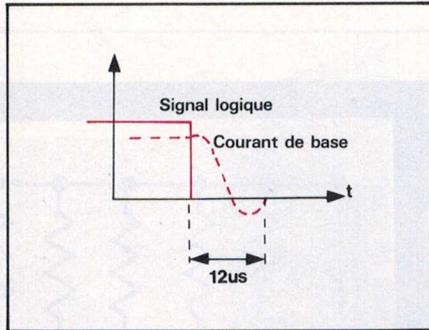


Fig. 15

le di/dt tels que : selfs saturables, est proscrit. C'est pourquoi, notre choix s'est orienté vers le thyristor 2N5206 dont les caractéristiques électriques sont les suivantes :

$$\frac{di}{dt} = 80 \text{ A}/\mu\text{s}, I_{TSM} = 300 \text{ A}, \\ I_T = 35 \text{ A}, V_{DRM} = 1000 \text{ V}.$$

Le cycle de démarrage est protégé contre les surcharges du courant par des fusibles rapides tels que :

$$I^2 \cdot t_{\text{fusible}} < I^2 \cdot t_{\text{thyristor}}$$

$$\text{ici } I^2 \cdot t_{\text{fusible}} = 200 \text{ A}^2 \cdot \text{s pour } 1 \text{ ms}$$

$$I^2 \cdot t_{\text{fusible}} = 375 \text{ A}^2 \cdot \text{s pour } 8,3 \text{ ms}$$

La fonction ouverture a été confiée à deux transistors BUX 48A montés en parallèle. L'autorégulation du courant de base par la diode D.A.S. évite la mise en place de résistances d'équi-

librage des courants collecteurs. Seul, le réseau RDC imposera la dV/dt aux bornes de l'ensemble, afin que le point de fonctionnement reste dans les limites permises par l'aire de surcharge des transistors.

Nous avons limité, par un GE.MOV, les surtensions aux bornes du commutateur à 650 V pour un courant de 22 A dans la charge.

Conclusion

Cette étude et cette réalisation ont fait l'objet d'un travail de fin d'étude de quatre élèves ingénieurs INSA : MM. Dirollo, Gable, Notermann, Sailly.

Deux prototypes ont été construits, l'un d'une puissance commutée de 10 kVA et l'autre d'une puissance plus faible de 1 kVA. Ils sont utilisés actuellement sur les plateformes de travaux pratiques pour étudier les régimes transitoires lors des démarrages de moteurs et de la mise sous tension de transformateurs et, en ce qui concerne celui de faible puissance, pour étudier les phénomènes transitoires liés à la fermeture et à l'ouverture des relais. Une année de manipulation intensive nous permet de confirmer leur facilité d'emploi et leur fiabilité.

Georges LOUAIL

Les coûts des combustibles (fuel, charbon, gaz, électricité, bois, etc.) augmentant régulièrement, les énergies douces ou « nouvelles » sont de plus en plus d'actualité.

Parmi celles-ci, une place de choix est occupée par l'énergie solaire, non polluante, inépuisable, disponible partout non seulement sous forme de rayons solaires mais également sous forme diffuse.

La puissance maximum du rayonnement solaire, que l'on peut espérer recueillir au sol, se situe aux alentours de 1 kW/m^2 ; en fait, cette puissance dépend entre autres de l'heure, de la saison, de la localisation géographique, ainsi que des conditions météorologiques.

Le montage décrit permet la mesure du flux moyen du rayonnement solaire disponible au sol. Le capteur est une cellule solaire et le dispositif permet d'intégrer l'information sur une durée pouvant s'étendre de une heure à une journée; des durées inférieures ou supérieures sont possibles.

Mesure du flux moyen du rayonnement solaire

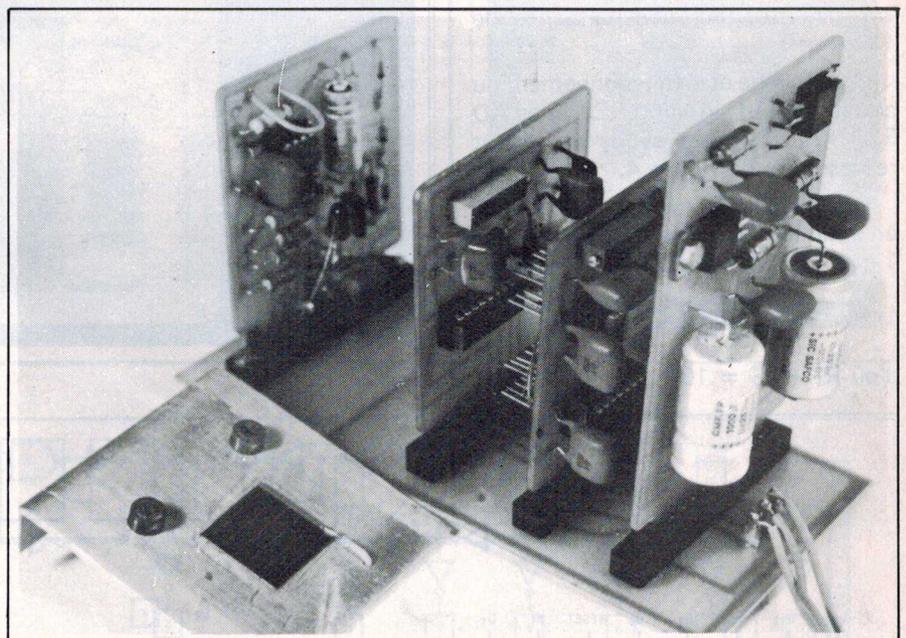


Photo 1

Principe de fonctionnement

Le schéma de principe est représenté à la **figure 1**; les explications qui suivent concernent le cas d'une mesure s'étendant sur une heure.

La tension fournie par le capteur (cellule solaire) est dirigée vers un

convertisseur tension fréquence, suivi d'un diviseur de fréquence, de manière à fournir, en sortie, 1 000 impulsions par heure, pour une puissance du rayonnement solaire de 1 kW/m^2 . Ces impulsions vont tout d'abord être comptées, puis, par l'intermédiaire d'un convertisseur analogique digital 10 bits et d'un ampli opérationnel, être transformées en tension qui sera diri-

gée vers une centrale d'acquisition de données qui générera la remise à zéro automatique du diviseur et du compteur. La réalisation complète sur circuit imprimé enfichable apparaît sur la **photo 1**.

Nous allons maintenant étudier de plus près le fonctionnement des ensembles convertisseur V/F-diviseur, compteur-convertisseur A/D, et de l'alimentation.

Convertisseur V/F diviseur

Le schéma complet de cet ensemble est représenté à la **figure 2** et sa réalisation sur circuit imprimé enfichable apparaît sur la **photo 2**.

Le circuit CD4020 représenté à la **figure 3**, est un diviseur par 2 à 14 étages qui assure donc une division par 2^{14} , soit 16384. Désirant obtenir en sortie du diviseur 1 000 impulsions par heure pour une puissance de rayonnement solaire égale à 1 kW/m^2 , la fréquence d'entrée f_1 obéira à la relation suivante :

$$\frac{f_1 \times 3600}{16384} = 1000$$

$$\text{d'où } f_1 = 4551 \text{ Hz}$$

La cellule dont nous disposons délivre 100 mV pour une puissance de 1 kW/m^2 .

Le brochage et le fonctionnement du convertisseur Analog. Devices AD 537 KH que nous avons utilisé est représenté à la **figure 4**.

Le courant maximum d'entrée, pour un fonctionnement optimal, étant de 1 mA, $(R_1 + R_2)$ doit vérifier la relation :

$$1 \cdot 10^{-3} = \frac{V_{E \text{ max}}}{R_1 + R_2}$$

$$\text{d'où } R_1 + R_2 = 100 \Omega$$

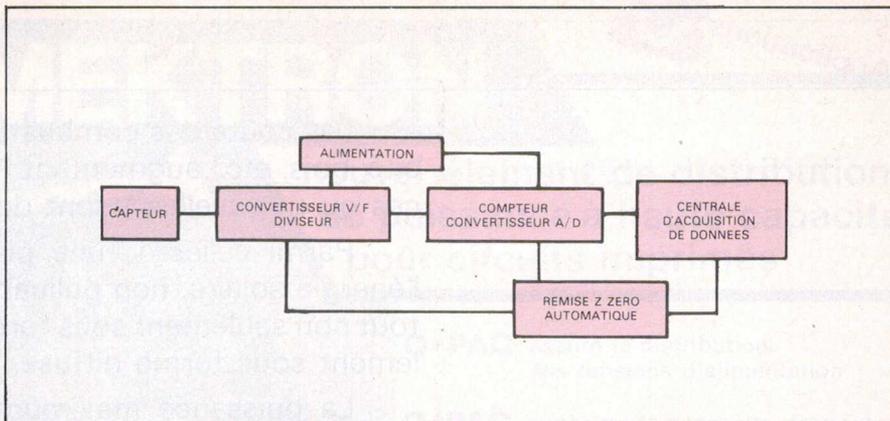


Fig. 1

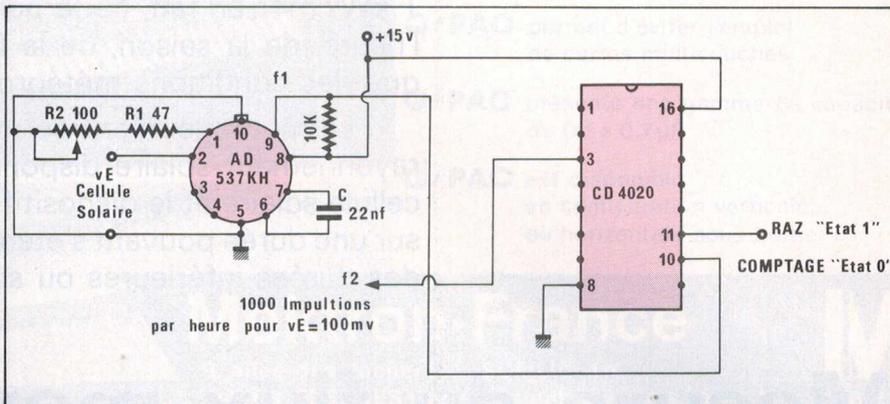


Fig. 2

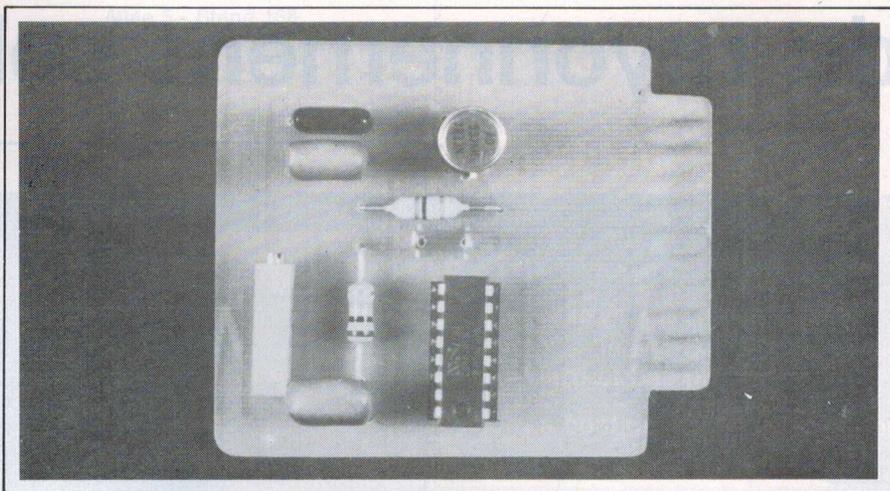


Photo 2

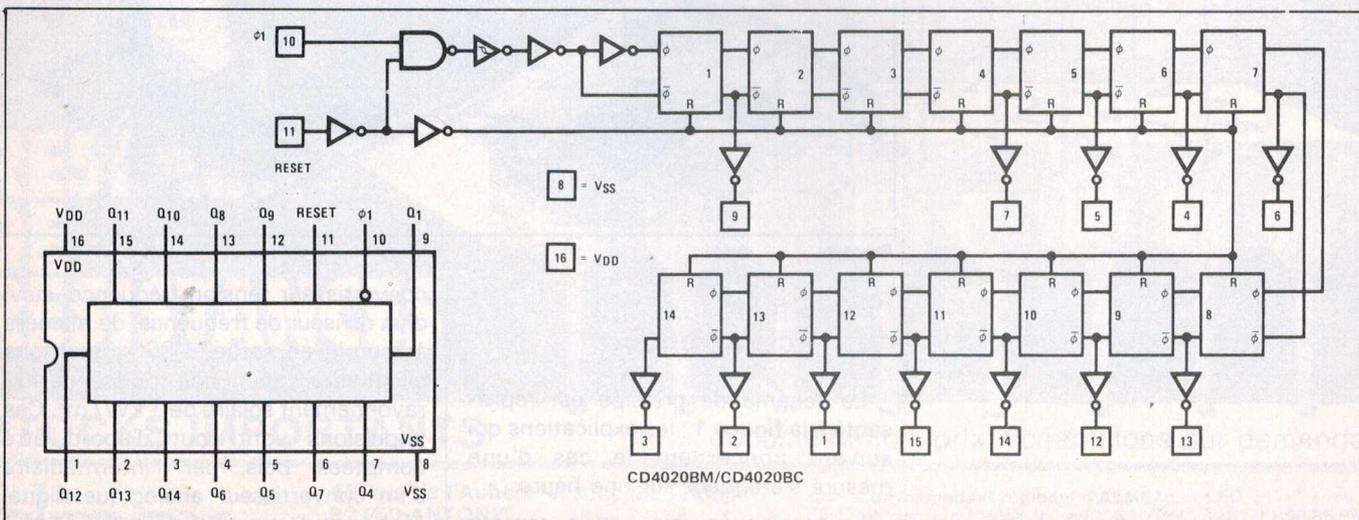


Fig. 3

La fréquence de sortie maximum f_1 est telle que :

$$f_1 = \frac{V_{E \max}}{10 (R_1 + R_2) C}$$

d'où $C = 22 \text{ nF}$

Le seul réglage consistera à ajuster R_2 de telle sorte que la fréquence de sortie f_1 soit d'environ 4 550 Hz si on injecte un signal d'entrée de 100 mV.

Compteur-convertisseur analogique-digital

Le schéma complet de cet ensemble est représenté à la **figure 5** et sa réalisation sur circuit imprimé enfichable apparaît sur la **photo 3**.

Le circuit CD4040 représenté à la **figure 6** est un compteur 12 bits dont

seulement 10 sont utilisés, il est suivi par le convertisseur digital analogique Motorola MC3410 représenté à la **figure 7**.

Le diagramme indiquant le courant de sortie en fonction du mot digital d'entrée apparaît sur la **figure 8**. Nous avons fait suivre le convertisseur digital analogique par un ampli opérationnel pour effectuer la conversion intensité-tension et inverser le signal disponible sur la sortie de telle sorte que le niveau de sortie soit une fonction croissante du mot digital d'entrée.

La tension de sortie V_0 est donnée par :

$$V_0 = \frac{2R_0}{R_1}$$

$$V_{REF} \left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} \right)$$

$$+ \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} + \frac{A_9}{512} + \frac{A_{10}}{1024}$$

$A_i = 0$ si la sortie i est à l'état bas.

$A_i = 1$ si la sortie i est à l'état haut.

Le courant de référence I_{REF} injecté à la broche 16 du MC3410 est calculé d'après la formule :

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_1}$$

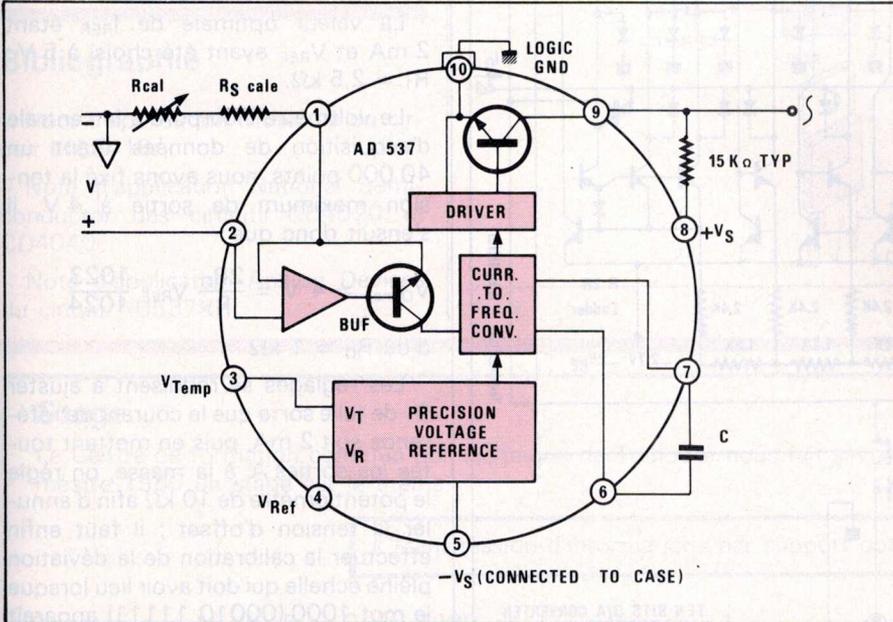


Fig. 4

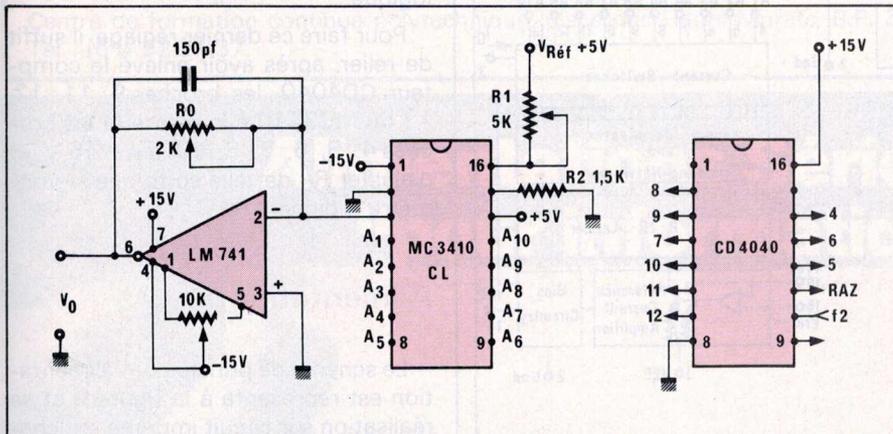


Fig. 5

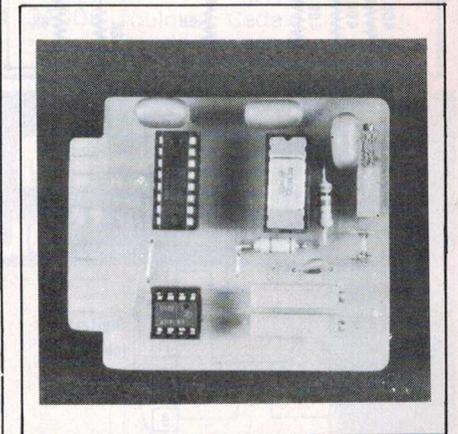


Photo 3

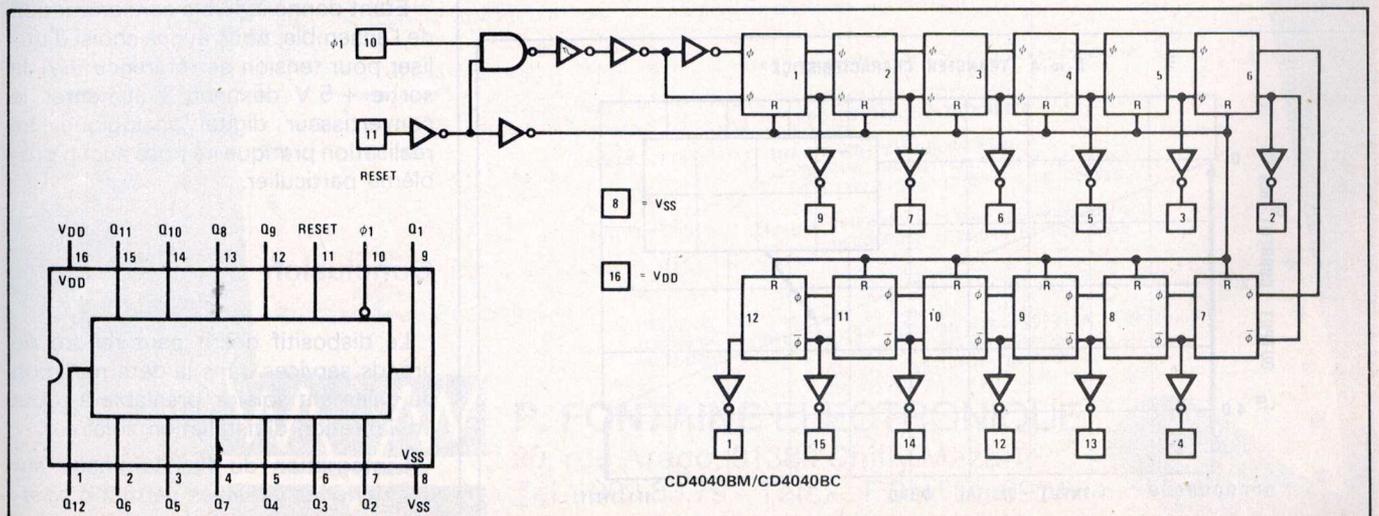


Fig. 6

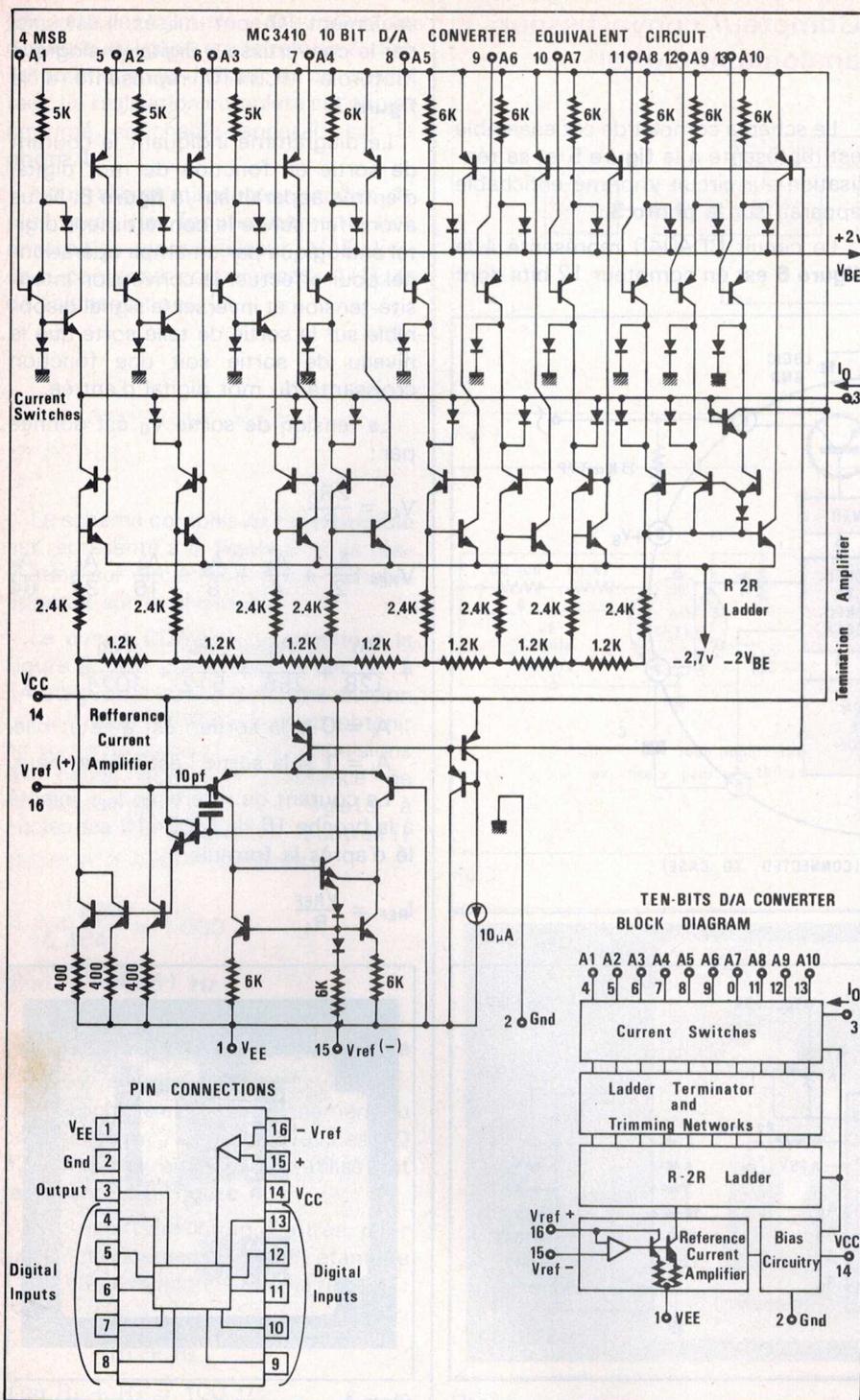


Fig. 7

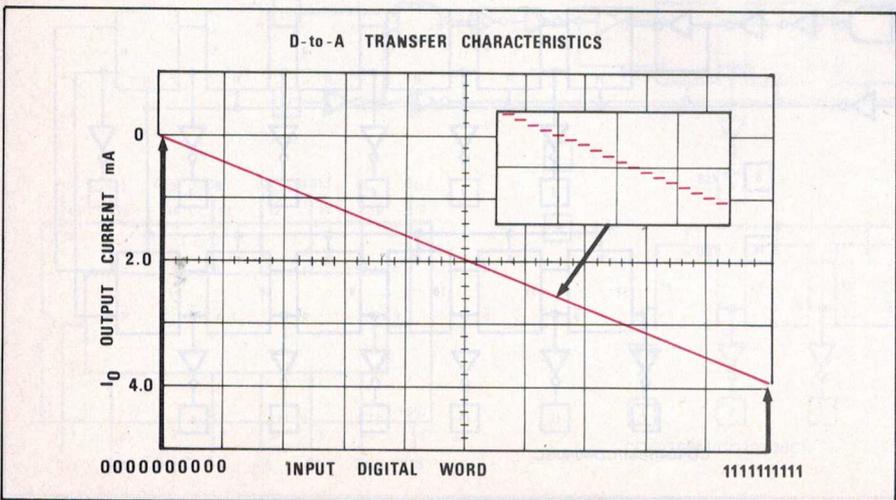


Fig. 8

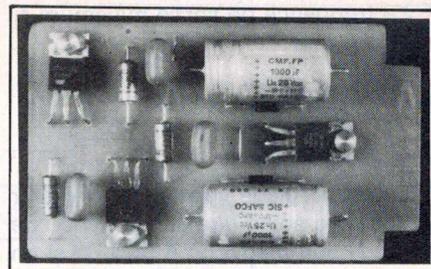


Photo 4

La valeur optimale de I_{REF} étant 2 mA et V_{REF} ayant été choisi à 5 V ; $R_1 = 2,5 \text{ k}\Omega$.

Le voltmètre incorporé à la centrale d'acquisition de données étant un 40 000 points, nous avons fixé la tension maximum de sortie à 4 V, il s'ensuit donc que :

$$V_{O \max} = 4 \text{ V} = \frac{2R_0}{R_1} V_{REF} \frac{1023}{1024}$$

d'où $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$

Les réglages se réduisent à ajuster R_1 de telle sorte que le courant de référence soit 2 mA, puis en mettant toutes les sorties A_i à la masse, on règle le potentiomètre de 10 k Ω afin d'annuler la tension d'offset ; il faut enfin effectuer la calibration de la déviation pleine échelle qui doit avoir lieu lorsque le mot 1000 (00010 11111) apparaît à l'entrée du convertisseur digital analogique.

Pour faire ce dernier réglage, il suffit de relier, après avoir enlevé le compteur CD4040, les broches 9, 11, 12, 13 du MC3410 à la masse et les broches 4, 5, 6, 7, 8, 10 au +15 V et d'ajuster R_0 de telle sorte que le voltmètre indique 4 V.

Alimentation

Le schéma de principe de l'alimentation est représenté à la figure 9 et sa réalisation sur circuit imprimé enfichable apparaît sur la photo 4.

Etant donné la faible consommation de l'ensemble, nous avons choisi d'utiliser pour tension de référence V_{REF} la sortie +5 V destinée à alimenter le convertisseur digital analogique. La réalisation pratique ne pose aucun problème particulier.

Conclusion

Le dispositif décrit peut rendre de grands services dans la détermination du gisement solaire, préalable à toute implantation d'installation solaire.

L'intégration du flux lumineux sur des périodes variables permet d'obtenir un bilan journalier, mais autorise également les analyses d'ensoleille-

ment plus fines, heure par heure, par exemple, tenant compte du microclimat local et des caches éventuels.

Michel Bonnis Sassi
Laboratoire de physique
electronique et ionique
Université Paul Sabatier
Toulouse

Réalisation pratique : J.-C. Neyrou
Photos R. Lefevre

Bibliographie

- Note d'application Motorola du circuit MC3410.
- Note d'application National Semiconductor des circuits CD4020 et CD4040.
- Note d'application Analog Devices du circuit AD537KH.

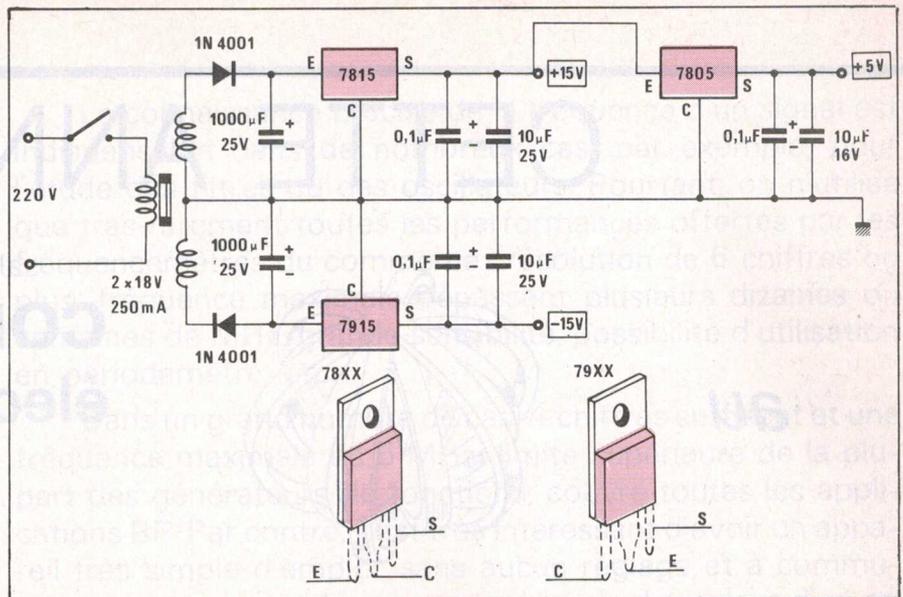


Fig. 9

Stage

Le Centre de formation continue polytechnique de Toulouse nous fait savoir qu'il organise au cours du second trimestre 1980 un stage sur le thème :

« Transmission d'informations par support optique »

Ce stage aura lieu du 5 au 9 mai 1980, sous la référence E 1.

Pour tout renseignement, s'adresser à :

Centre de formation continue polytechnique, place des Hauts-Murats, B.P. 354, 31006 Toulouse Cedex.
Tél. : (61) 52.21.37.

Alimentations Série Micro "pour informatique"

PROGRAMME : CONSULTATION

* PRODUIT RECHERCHE ? ALIMENTATION POUR L'INFORMATIQUE
* DOMAINE D'UTILISATION ? MICROPROCESSEUR, FLOPPY, IMPRIMANTE, ...

SOLUTION PROPOSEE : SERIE MICRO FONTAINE ELECTRONIQUE
SES AVANTAGES :

SECURITE D'EMPLOI : PROTECTION SURTENSION
PROTECTION SURINTENSITE

SECURITE POUR LE TRAITEMENT DES DONNEES:
SIGNAL DEFAUT SECTEUR 5 MS AVANT
LA CHUTE DES TENSIONS DE SORTIE.

FATIBLE ECHAUFFEMENT : RENDEMENT ELEVE DES MODULES A
DECOUPAGE MICRO40 ET MICRO400

MODELES DISPONIBLES :

MICRO10 +5V 10A +12V 1A -5V 1A -12V 1A
MICRO40 (300W) +5V 40A +12V 3A -16,75V 4,5A -12V 2A
MICRO400 (400W) +5V 32A +10,5V A 16,5V 5A
-5V 2A -10,5V A 16,5V 2A
+24 A 32V 5A ISOLE



P. FONTAINE ELECTRONIQUE

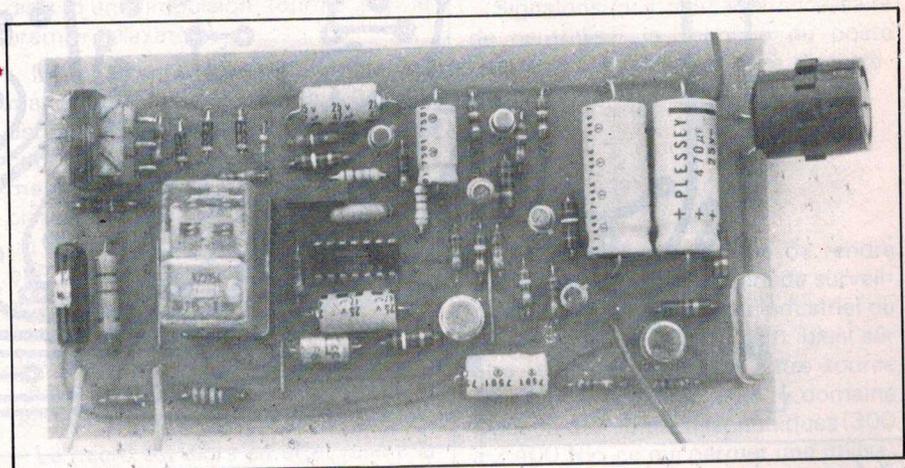
20, rue Arago, 91380 Chilly Mazarin

Tél. : 909.83.79 - Téléc : FONTEL 690254

De nombreux procédés peuvent être mis en œuvre pour surveiller à distance des locaux ou des installations. Les systèmes d'alarme permettent notamment de signaler efficacement, sur place ou à distance, tout événement considéré comme anormal. Cependant, dans bien des cas, il serait tout aussi efficace, voire davantage, de pouvoir écouter à distance les bruits se produisant dans la zone à surveiller. Le fonctionnement d'une installation industrielle est souvent très bien représenté par le bruit ambiant alors qu'une quelconque effraction dans un but de cambriolage ou encore des dégâts dus à des intempéries ne sont pas des phénomènes particulièrement silencieux.

L'appareil, dont nous allons décrire ici le principe et la réalisation pratique, permet de déclencher une écoute par voie téléphonique, donc à une distance quelconque par l'intermédiaire d'un réseau commuté privé ou, éventuellement, public. Dans ce dernier cas, il est bien sûr indispensable de faire homologuer l'appareil et d'obtenir les autorisations nécessaires avant tout raccordement à ce réseau.

Systeme de surveillance sonore par téléphone



Principes de fonctionnement

L'appareil doit se composer de deux parties principales : un circuit récepteur d'ordres de télécommande destiné à n'autoriser le déclenchement du système que sur réception d'un ordre précis, et un circuit de prise de son composé d'un microphone sensible et d'un amplificateur de ligne.

Le schéma de la **figure 1** montre les solutions technologiques que nous avons retenues pour assurer ces fonctions.

L'ordre de télécommande est constitué par un train ininterrompu de coups de sonnerie, suffisamment long pour réduire à peu de chose la probabilité de déclenchement sur un appel sans réponse de type normal. Nous avons fixé la temporisation à une

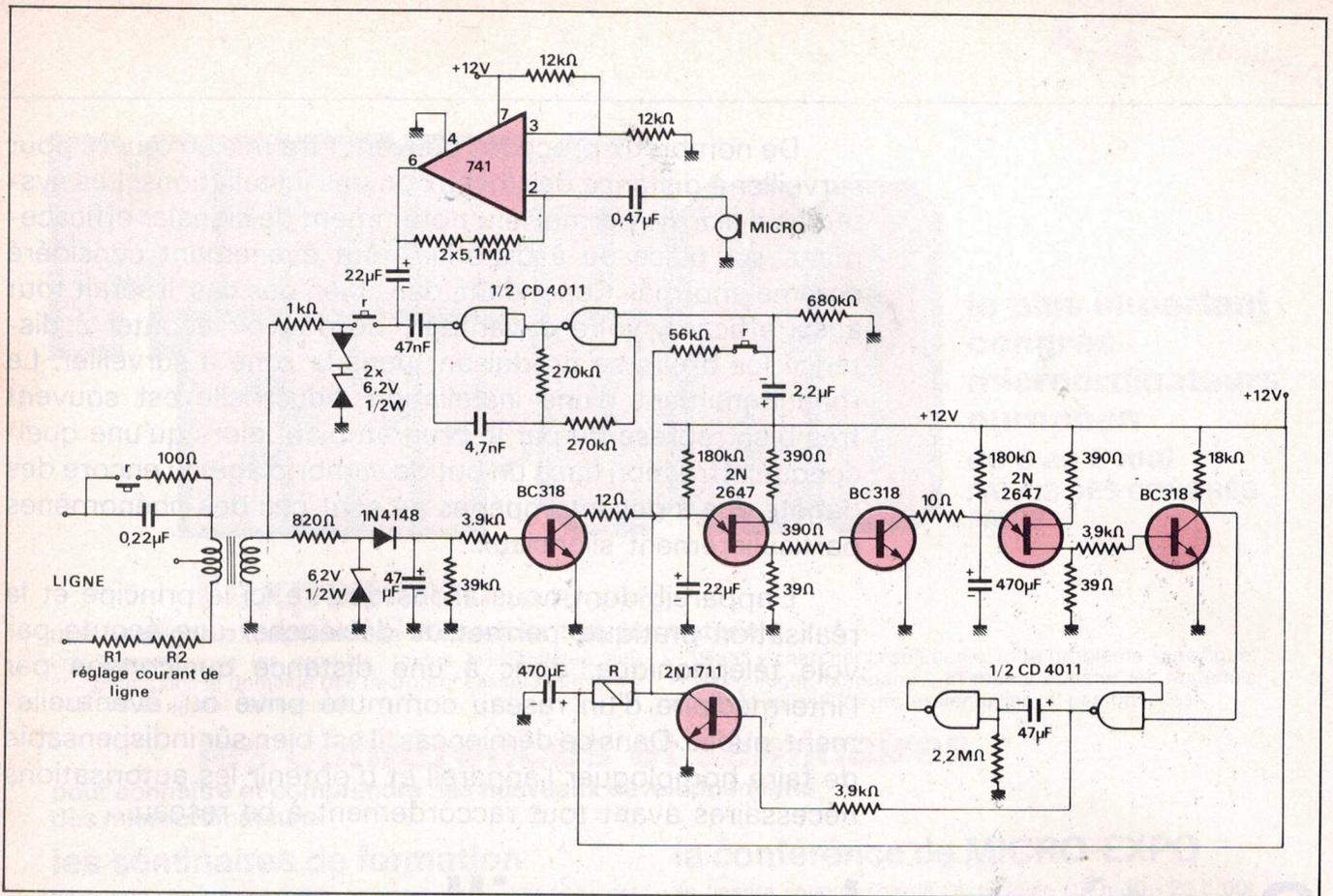


Fig. 1

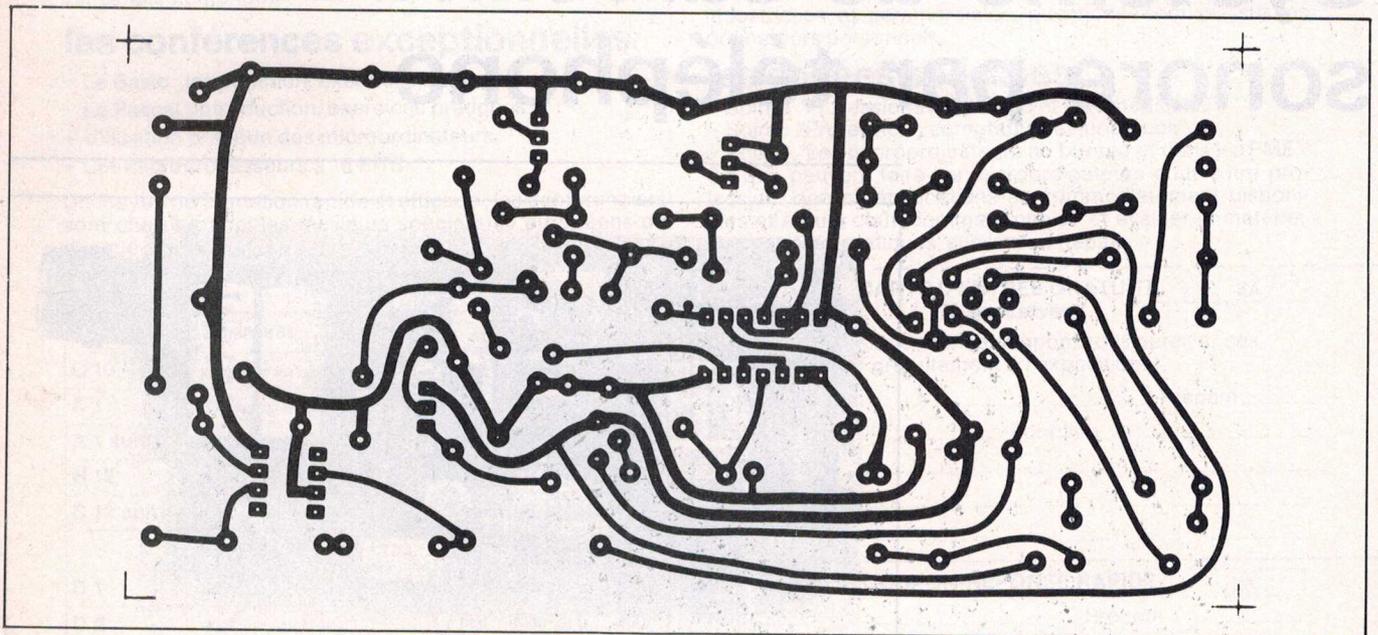


Fig. 2

minute sur votre maquette, mais toute autre valeur peut facilement être ajustée selon les besoins de l'exploitation. Notons qu'un temps « de reconnaissance » exagérément long monopolise les lignes inutilement et augmente le temps de mise en action de l'écoute. Un déclenchement intempêtif ne présenterait d'ailleurs aucun caractère de gravité comme dans le cas d'une télécommande de processus, domaine dans lequel un codage plus complexe est de rigueur.

Chaque coup de sonnerie vient donc saturer un transistor par l'intermédiaire du secondaire du transfo de ligne et d'un redresseur doubleur de tension. Chaque saturation vient décharger un condensateur de $22 \mu\text{F}$ formant avec une résistance de $180 \text{ k}\Omega$ le réseau RC d'un relaxateur à transistor unijonction dont la constante de temps a été calculée de façon à ce qu'un déchargeement au rythme des coups de sonnerie du téléphone suffise à empêcher la relaxation de se produire. En l'absence

de coups de sonnerie, par contre, des impulsions sont régulièrement délivrées, impulsions qui viennent de la même façon désamorcer un second relaxateur du même type, mais dont la constante de temps est nettement plus longue, puisqu'égalée au temps « de reconnaissance » que l'on désire introduire. Ce n'est donc que sur réception d'un train de coups de sonnerie de durée suffisante que ce second relaxateur pourra délivrer une impulsion capable de déclencher le monostable

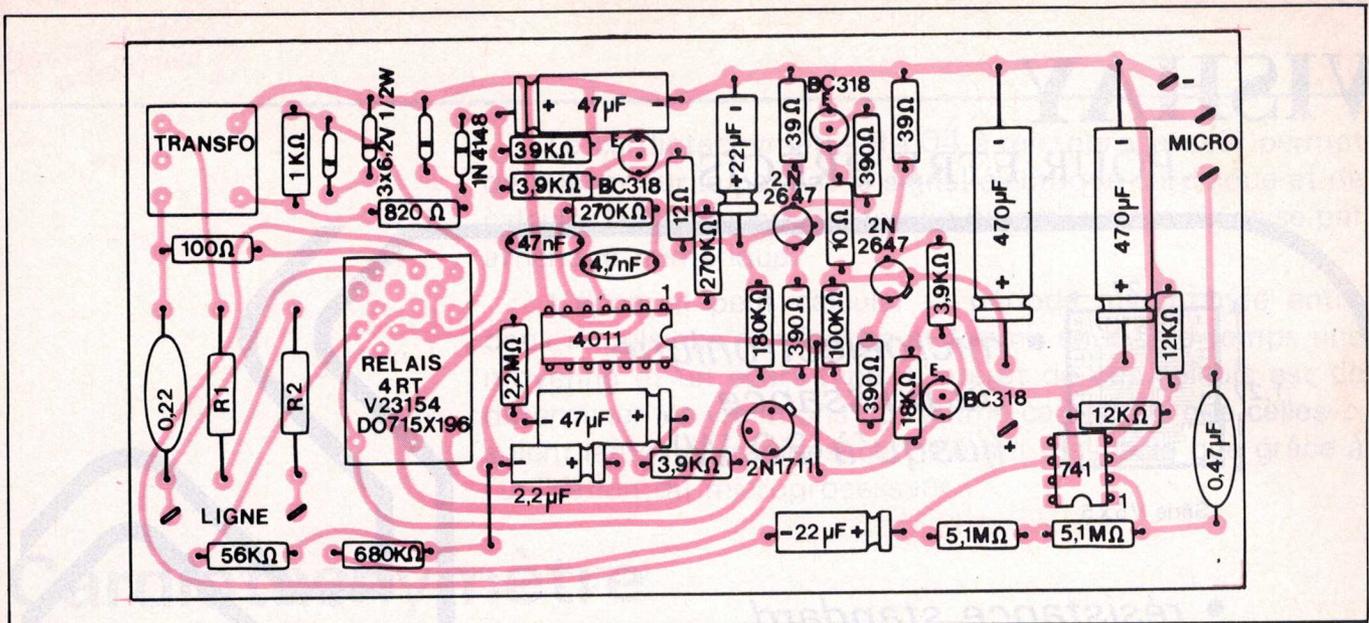


Fig. 3

Nomenclature des éléments

Semiconducteurs

- 1 x CD4011 BE
- 1 x 741
- 3 x zener 6,2 V 0,5 W
- 1 x 1N4148
- 2 x 2N2647 ou 2N2646
- 3 x BC318 ou 2N2222
- 1 x 2N1711

Condensateurs

- 1 x 4,7 μF
- 1 x 47 μF
- 1 x 0,22 μF 400 V
- 1 x 0,47 μF
- 1 x 2,2 μF
- 2 x 22 μF
- 2 x 47 μF
- 2 x 470 μF

Résistances 5 % 1/4 W sauf mention contraire

- R₁, R₂ : voir texte (2 W)
- 1 x 10 Ω, 1 x 820 Ω, 1 x 56 kΩ
 - 1 x 12 Ω, 1 x 1 kΩ, 1 x 100 kΩ
 - 2 x 39 Ω, 3 x 3,9 kΩ, 1 x 180 kΩ
 - 1 x 100 Ω, 2 x 12 kΩ, 2 x 270 kΩ
 - 3 x 390 Ω, 1 x 39 kΩ, 1 x 680 kΩ
 - 1 x 18 kΩ, 1 x 2,2 MΩ

Divers

- 1 relais V23154 DO715 x 196 Siemens avec support pour CI
- 1 transfo de ligne
- 1 micro dynamique 200 à 600 Ω
- 1 circuit imprimé
- Alimentation 12 V.

qui suit. Ce monostable, utilisant deux portes NAND de la famille logique C.MOS, fixe la durée pendant laquelle l'écoute se produira. Les valeurs des composants RC que nous indiquons conduisent à une durée d'écoute de une minute, étant bien entendu que ce circuit peut permettre d'atteindre cinq à dix minutes sans difficulté particulière. Notons au passage que des trains de coups de sonnerie plus courts que nécessaire mais se suivant de près ne peuvent en aucun cas avoir un effet cumulatif sur le système. L'absence d'un seul coup de sonnerie suffit à remettre tout le système à zéro, par le biais d'une impulsion fournie par le premier relaxateur.

Donc, lorsque l'ordre de télécommande est identifié, le relais R colle pendant par exemple une minute. Ceci court-circuite le condensateur d'isolement de la ligne qui se trouve ainsi classée « décrochée ». Simultanément, un intégrateur composé de C = 2,2 μF et R = 680 kΩ est libéré par un contact repos du relais, ce qui met en service pendant environ deux secondes un oscillateur C.MOS à fréquence audible. Ce top sonore est destiné à informer le demandeur que l'écoute commence.

Le micro est alors en effet relié à la ligne par l'intermédiaire d'un ampli à grand gain (741), d'un troisième contact du relais, et du transfo de ligne. Au bout du temps prévu, le raccrochage intervient et tout le système se remet à zéro.

Réalisation pratique

La figure 2 donne le tracé d'un circuit imprimé capable d'accepter tous les composants du montage, selon

l'implantation suggérée en figure 3. Le câblage n'appelle pas de commentaire particulier, mais le réglage de l'interface de ligne doit être fait avec le plus grand soin selon les conditions locales. A cet effet, un montage en série de deux résistances de 2 W (R₁ et R₂) permet, par un choix de valeurs normalisées, de fixer le courant de ligne, relais collé, à la valeur requise. La mise en service se fait par simple raccordement à la ligne (polarité indifférente) et à une alimentation de 12 V. Le micro peut être installé à un endroit particulièrement représentatif au point de vue sonore.

Signalons qu'il peut être nécessaire de neutraliser la sonnerie du poste d'origine si une surveillance discrète est de rigueur.

Conclusion

Cet appareil est capable de rendre de réels services en matière de surveillance à distance en milieu industriel ou domestique. Le micro peut bien sûr être remplacé par toute autre source de signaux tombant dans le domaine d'action des lignes téléphoniques (300 à 2 400 Hz), ce qui permet une utilisation en interrogation de toutes sortes d'équipements automatiques en plus de l'application d'origine en surveillance sonore.

Patrick Gueulle