

RADIO PLANS

Journal d'électronique appliquée - n° 371 Octobre 1978

6f.



⚡
**une
télécommande
universelle**

Serrure codée

Allumage électronique

Commutateur
pour CI logiques

Propos autour
d'une antenne

(Voir sommaire détaillé page 35)

PENTASONIC

PRESENTE

le kit d'initiation du 6800 MOTOROLA

Ce dernier vous permet d'apprendre la technique du microprocesseur, d'élaborer un programme, de le modifier, de le tester ou de mettre en œuvre les dizaines d'applications qui sont parues sur ce microprocesseur aux Etats-Unis

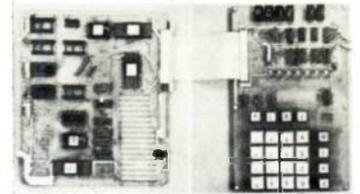
Ce kit MKII comprend deux cartes reliées par un câble méplat et :

- 1 microprocesseur 6800
- 2 384 octets de RAM
- 2 interfaces de sortie parallèle PIA
- 1 interface de sortie série ACIA
- 1 horloge biphase
- 1 K de ROM (J. Bug)
- 4 supports câblés pour adjonction de 512 octets de RAM
- 6 afficheurs
- 1 clavier hexadécimal
- 8 touches de fonction
- 1 **INTERFACE CASSETTE** (utilise n'importe quelle cassette sans modification)
- 19 boîtiers logiques (TTL - C MOS)

LE MONITEUR J. BUG VOUS PERMET, PAR LES

8 TOUCHES DE FONCTION :

- P Le transfert du contenu des RAM vers la cassette (adresses de début et fin également mises en cassettes)
- L Le transfert du contenu de la cassette dans RAM (à l'adresse marquée sur la bande)
- N De faire avancer le programme PAS-A-PAS
- V D'arrêter le déroulement d'un programme à une adresse déterminée
- M La lecture et l'écriture du contenu d'un pas de mém.
- E D'arrêter une de ces 7 fonctions pour en exécuter une autre
- R La lecture de tous les registres internes
- G GO programme



LE KIT MKII :
1 674 F (H.T.)
soit 1 968 F TTC

CLUB 6800

Ce club est accessible gratuitement la première année à tous les acheteurs de MKII. Il consiste à faire paraître des programmes conçus par PENTASONIC ou d'autres membres du club, et à les diffuser.

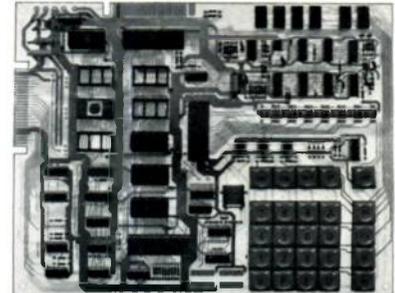
0089

Un nouveau système d'initiation du 6800 "Made in France"

Ce système développé à partir du SFF 96800 de SESCO, seconde source du 6800 MOTOROLA, est présenté sous la forme d'une carte unique reprenant toutes les fonctions du MK II avec en plus :

- Touches professionnelles
- Choix fréquence horloge par strap.
- Accès direct à la mémoire
- Possibilité de monter 6 K de REPROM
- Générateur sur la carte (Baud-rates).

PRIX 2125 F TTC



Notice d'utilisation en français.

96896

Le 6502 fait son apparition en France, avec VIM 1

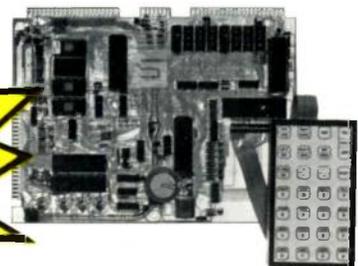
RAM : 1 K avec extension à 4 K sur la carte.
CLAVIER : 28 touches doubles.
CASSETTE : Interface avec 2 vitesses possibles 135 bauds et 1200 bauds.
Alimentation 5 Volts. 2 Amp.
TIMERS PROGRAMMABLE.
ROM/PROM 32 K SUR LE KIT.
Interface entrée/sortie : 50 lignes avec extension jusqu'à 70
MONITEUR 4 K BYTES.

Manuel en français

PERMET DE GERER DIRECTEMENT UNE TELETYPE OU UN INTERFACE VIDEO.

PRIX 2350 F TTC

EN OPTION
PROM BASIC



2059

RADIO PLANS

Journal
d'électronique appliquée

N° 371 octobre 1978

sommaire

IDEES	71	Presse technique étrangère
	78	Amplificateurs à TDA 2030
MICROPROCESSEURS	100	Les modules périphériques : utilisation
MONTAGES	36	Télécommande universelle
PRATIQUES	46	Serrure codée
	83	Allumage électronique
	91	Commutateur pour CI Logiques (2^e partie)
RADIO AMATEURISME	56	Propos autour d'une antenne
DIVERS	54	Caractéristiques et équivalences des transistors (2 N 6559 à RCS 683 B)
	149	Répertoire des annonceurs

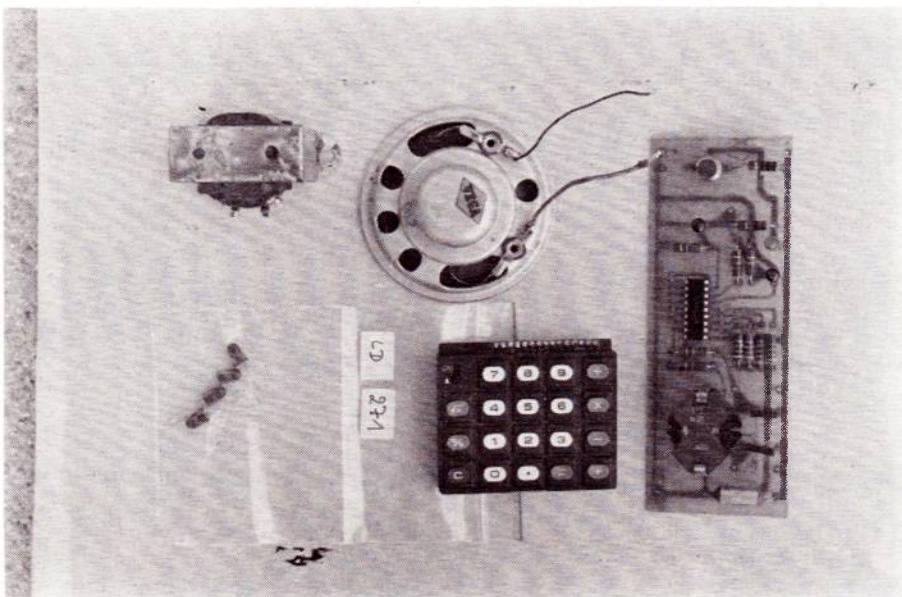
Notre couverture : Des systèmes de télécommande à usage industriel ou domestique sont facilement réalisables avec les nouveaux circuits MOS/LSI développés par SIEMENS. A nos lecteurs de déterminer l'utilisation qu'ils pourront en faire et de « tirer les ficelles ». (Cliché **Max FISCHER**).

<p>Société Parisienne d'Édition Société anonyme au capital de 1 950 000 F Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris</p> <p>Direction - Rédaction - Administration - Ventes : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19 Tél. : 200-33-05</p> <p>Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs</p> <p>Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés</p>	<p>Président-directeur général Directeur de la publication Jean-Pierre VENTILLARD</p> <p>Rédacteur en chef : Christian DUCHEMIN</p> <p>Secrétaire de rédaction : Jacqueline BRUCE</p> <p>Courrier technique : Odette Verron</p>	<p>Tirage du précédent numéro 107 000 exemplaires Copyright © 1978 Société Parisienne d'Édition</p>  <p>Publicité : Société Parisienne d'Édition Département publicité 206, rue du Fg-St-Martin, 75010 Paris Tel. : 607-32-03 et 607-34-58</p> <p>Abonnements 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris France : 1 an 50 F - Etranger : 1 an 65 F Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 1 F en timbres IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal</p>
---	---	---



SYSTEME UNIVERSEL DE TELECOMMANDE

La transmission d'ordres de télécommande est une branche très active de l'électronique, aussi bien dans le domaine grand public (modèles réduits, téléviseurs, chaînes HIFI, projecteurs, portes de garage, etc.) que dans le secteur industriel où tous les cas de figure peuvent être rencontrés. Le support de la transmission peut être soit matériel (ligne téléphonique, fibre optique, câble coaxial, etc.) soit immatériel (voie radio, infrarouges, ultrasons etc.). Nous allons ici envisager rapidement les diverses possibilités existantes en matière de codage des ordres à transmettre, ce tour d'horizon débouchant sur la description détaillée d'un système quasi universel permettant de résoudre à peu près n'importe quel problème de télécommande d'une façon extrêmement simple et avec un maximum de fiabilité.



Un clavier de calculatrice convient très bien pour commander l'émetteur, capable d'attaquer aussi bien des LED infrarouges qu'un transfo de ligne ou un haut parleur, suivant la fréquence fixée par son circuit LC.

1) Nécessité d'un codage de l'information à transmettre :

D'une façon générale, l'information à transmettre peut revêtir deux formes essentielles : un état logique (0 ou 1) ou une grandeur analogique évoluant entre deux limites. Cette information est le plus souvent disponible sous forme d'une tension continue (parfois alternative modulée en amplitude dans l'aviation par exemple) évoluant entre zéro et une valeur limite (+ 1 V, + 10 V, etc...). Il est clair que la transmission directe de cette information n'est guère envisageable, sauf à la limite, dans le cas d'une liaison filaire limitée à un seul canal d'information.

On voit alors apparaître la double nécessité du codage de l'information :

- adaptation de l'information au mode de liaison utilisé ;
- multiplexage de plusieurs informations sur un seul support.

Le codage remplit de surcroît un troisième rôle, celui de la protection de l'information contre les diverses formes de parasitage. Le degré de protection dépend alors de la complexité du codage. Prenons un exemple, celui de la transmission d'un ordre tout ou rien simple sur une voie radio 27 MHz (radiocommande monocanal de modèle réduit).

Le procédé le plus simple consiste à faire agir l'information logique sur l'alimentation de l'émetteur, et d'exploiter à la réception la présence ou l'absence du souffle d'un détecteur à superréaction. Le système fonctionne, et est largement utilisé, mais sa fiabilité est quasi nulle : n'importe quelle émission étrangère (et elles sont légion en 27 MHz) est interprétée comme un ordre, ce qui explique bon nombre de catastrophes aériennes en miniature !

Une possibilité plus élaborée consiste à laisser l'émetteur constamment sous tension et à moduler cette voie toujours disponible par une fréquence BF dite « sous porteuse » qui, elle, sera hachée au rythme des ordres à transmettre. La fiabilité s'en trouve améliorée, mais il suffit d'une conversation en phonie sur la même voie, dans laquelle apparaît la fréquence BF choisie, pour décoder un ordre erroné. L'étape suivante consiste à utiliser deux fréquences BF (ou plus) émises simultanément ou successivement. Le premier procédé est utilisé pour la transmission des chiffres composés sur les cadrons té-

léphoniques à clavier, le second dans les systèmes de recherche de personnes ou d'appel sélectif.

Nous remarquons ici la possibilité de transmettre plusieurs informations distinctes sur une même voie de liaison, au moyen de différentes combinaisons des sous-porteuses (10 chiffres pour le téléphone) quelques dizaines à plusieurs milliers d'abonnés pour les systèmes d'appel sélectif, selon le nombre de tonalités successives, qui atteint facilement 5 ou 6, chacune pouvant prendre un état parmi une dizaine environ).

L'influence des transmissions parasites sur ce genre d'informations codées est des plus restreintes, car de nombreux contrôles de vraisemblance sont possibles (fréquence exacte des sous-porteuses, durée des tonalités, espacement entre deux tonalités, nombre de tonalités etc...). En outre, il est d'usage de répéter plusieurs fois

le message qui peut n'être accepté que s'il se présente au moins deux fois (ou plus) à la suite. En environnement très parasité, le pire qui puisse arriver est que l'ordre ne soit pas accepté, mais il est presque toujours possible de renouveler la tentative. La possibilité d'exécution d'un ordre erroné est pratiquement exclue dans ces systèmes.

L'inconvénient de ces modes de codage utilisant plusieurs fréquences est que la largeur de bande nécessaire pour la voie de transmission est assez importante, et ce d'autant plus que le nombre de sous porteuses utilisées est grand. De plus, la génération et l'identification de ces fréquences exigent l'emploi de nombreux filtres LC, ou de synthétiseurs et corrélateurs à quartz, d'où une certaine complexité des appareils.

Dans ce domaine encore, les techniques numériques apportent leur concours de façon efficace. Imaginons en effet une

seule sous-porteuse de fréquence donnée, mais modulée en amplitude par un message binaire série. La largeur de bande nécessaire à la transmission de ce signal est très réduite, et de surcroît, le nombre d'ordres distincts qu'il est possible de transmettre est pratiquement illimité, puisque égal à $2N$, N étant le nombre de bits de l'information série. (En pratique, quelques bits sont réservés à des fins de contrôle de la transmission, ce qui empêche d'atteindre vraiment $2N$).

Toutefois, la transmission d'un mot à grand nombre de bits exige un certain temps, alors que les systèmes multifréquences permettent une transmission quasi instantanée. On retrouve ici la version électronique du vieux principe physique : « ce que l'on gagne en force on le perd en déplacement » régissant les leviers et poulies, et qui peut s'énoncer ici « ce que l'on gagne en largeur de bande, on le perd en vitesse de transmission ».

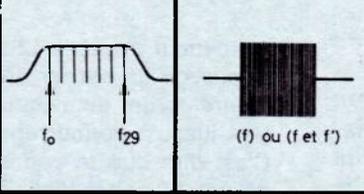
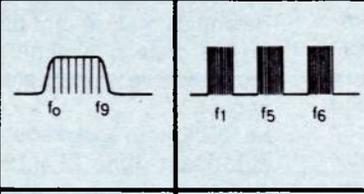
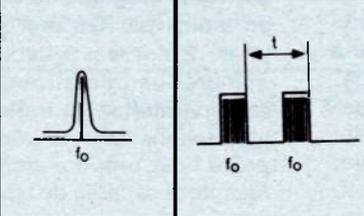
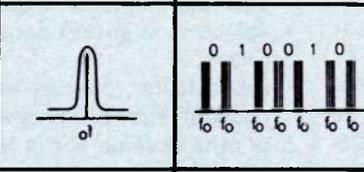
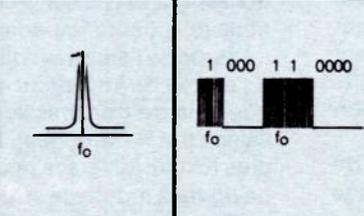
Famille	procédé	Nombre de fréquences (sous-porteuse)	largeur de bande nécessaire	Représentation	Commentaires
Récepteur large bande nombreux filtres BF	à plusieurs fréquences	multi-canaux	jusqu'à 30		Un train d'onde à la fréquence (ou aux fréquences simultanées) correspondant au canal choisi. Nombre de canaux = nombre de fréquences ou de paires de fréquences.
	à codage de fréquences		jusqu'à 10		Une suite de trains d'onde à plusieurs fréquences dont la succession définit le canal choisi. Nombre de canaux fonction du nombre de fréquences et du nombre de trains d'onde.
	à espacement d'impulsions		1		Le canal choisi est représenté par l'espacement entre les deux trains d'ondes à f_0 . Nombre de canaux fonction de l'espacement admissible compte tenu de f_0 .
Récepteur bande étroite très sélectif 1 seul filtrage BF éventuellement digital.	à 1 seule fréquence (PCM)	à 2 espacements	1		Les deux largeurs d'espacement représentent les 1 et les 0 d'un mot binaire. Nombre de canaux fonction de la longueur du mot binaire.
		Codage NRZ (non retour à zéro)	1		La présence ou l'absence de f_0 représentent les 1 et les 0 d'un mot binaire. La durée des 1 et des 0 est fixée par une horloge synchrone de f_0 . Nombre de canaux fonction de la longueur du mot binaire.

Fig. 1 tableau récapitulatif des principaux codages d'ordres de télécommande

En effet, le produit largeur de bande X vitesse de transmission n'est autre qu'une quantité d'information : pour transmettre la même quantité d'information sur une largeur de bande moitié moindre, il faut deux fois plus de temps, mais par contre, l'autre moitié de la largeur de bande peut servir à transmettre la même quantité d'information en même temps, que ce soit une information distincte ou bien la même, confrontée à l'arrivée avec son homologue, à des fins de contrôle de vraisemblance.

Là encore une diminution de la probabilité d'erreur obtenue par double transmission (en simultané sur deux voies ou en répétition sur une même voie) se paie par une perte de vitesse de transmission ou par une largeur de bande exigée plus grande.

Ayant donc posé les principes de base régissant la conception des systèmes de télécommande, nous allons résumer dans le tableau de la **figure 1** les procédés les plus couramment utilisés.

II) Description d'un codeur et d'un décodeur à 1 fréquence

La plupart des systèmes modernes de télécommande industrielle sont basés sur l'un des systèmes à 1 fréquence de notre tableau, dont les avantages en matière de simplicité de réglage et d'immunité aux parasites sont déterminants. La complexité élevée des circuits logiques nécessaires n'est plus un problème grâce aux techniques d'intégration à grande échelle « LSI ».

Nous allons précisément décrire ici deux montages, codeur et décodeur, à canaux multiples utilisant de nouveaux circuits intégrés MOS/LSI développés par Siemens pour la télécommande des téléviseurs par infrarouges. Nous allons cependant découvrir que la grande souplesse d'emploi de ces composants permet de les employer dans pratiquement tous les cas susceptibles de se présenter dans le domaine industriel aussi bien que dans le secteur grand public.

Un atout majeur de ces « microprocesseurs spécialisés » car c'est finalement de cela qu'il s'agit (comme d'ailleurs les circuits de jeux TV) est leur conception économique (boîtier DIL 18 broches, production de masse) qui les rend financièrement très séduisants d'emploi. Leur très grande sécurité de fonctionnement n'est pas non plus sans intérêt...

Le système est donc basé sur l'emploi de deux circuits intégrés, l'un de codage (émetteur) l'autre de décodage (récepteur), respectivement référencés SAB 3210 et SAB 3209.

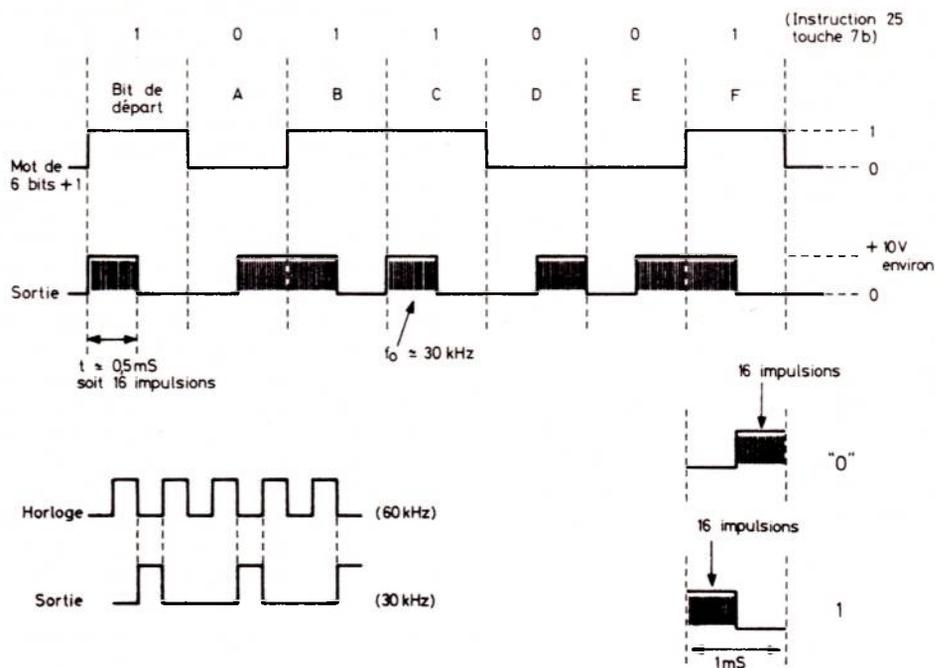


Figure 2 : Chronogramme de fonctionnement du système.

L'émetteur possède 12 broches destinées à recevoir un clavier organisé en matrice (genre clavier de calculatrice) et comportant jusqu'à concurrence de 60 touches. C'est dire que le codeur est capable de délivrer 60 codes distincts, ce qui découle de son format de mot binaire de 6 bits + 1 bit de départ invalide. ($2^6 = 64$ moins 4 mots réservés auxquels le clavier n'a pas accès).

Le récepteur possède 4 sorties 1,2,4,8, autorisant donc $2^4 = 16$ états distincts, 3 sorties analogiques ajustables en plus ou en moins par les ordres binaires appropriés, 2 sorties bistables, et un certain nombre de sorties diverses, dont une sortie série permettant le traitement externe des instructions que le récepteur n'est pas prévu pour prendre en compte. (Un autre récepteur capable de traiter les 60 instructions était annoncé mais non commercialisé au moment où nous écrivions ces lignes).

Par ailleurs, tous les états du récepteur peuvent être déclenchés en local, avec priorité absolue sur la télécommande, en utilisant la sortie série en entrée série à 3 états (0,1, haute impédance).

La sortie de l'émetteur doit donc être reliée à l'entrée du récepteur par une quelconque voie de transmission (à l'origine une liaison par infrarouges). Nous détaillerons plus loin les diverses possibilités offertes.

La **figure 2** montre la structure du message émis et le procédé de codage adopté, qui ressemble au NRZ. L'émetteur et le récepteur sont synchronisés chacun par une

horloge utilisant le même circuit LC puisque la précision du quartz ne s'avère pas nécessaire. La fréquence nominale de fonctionnement est de 62,5 kHz pour l'horloge, ce qui conduit à une fréquence en sortie sous-porteuse de 31,25 kHz. Cependant, et à condition d'employer les circuits LC qui conviennent, il est possible d'utiliser n'importe quelle fréquence inférieure, afin de s'adapter au type de liaison disponible. La durée de la transmission s'en trouve bien sûr affectée, et il convient de multiplier alors les 7 ms nécessaires à la transmission d'une instruction par le rapport de 62,5 kHz à la fréquence d'horloge choisie. Dans la suite, toutes les indications de temps se rapporteront à une fréquence d'horloge de 62,5 kHz.



Les engins de levage exigent des télécommandes fiables nombreuses pour assurer en toute sécurité des fonctions souvent complexes.

III) Manipulations avec les SAB 3209 et SAB 3210 :

La meilleure façon de se familiariser avec ces composants étant d'en expérimenter le

fonctionnement, nous allons dès maintenant décrire la construction de deux platines émission et réception qui, reliées par un simple fil, permettront de manipuler sans risque pour les circuits, et qui pourront par la suite être utilisées dans n'importe quel système de télécommande grâce aux interfaces qu'elles comportent.

La platine émission :

La **figure 3** donne le schéma de principe de ce circuit, auquel il suffit d'ajouter un clavier (on seulement 2 ou 3 boutons poussoirs) pour commencer les essais. La LED visualise les trains d'ordre de transmission, en permettant ainsi le contrôle visuel. Le montage doit être alimenté par une pile 9 ou 12V, dont la durée de vie ne pose pas de problème, car la consommation est quasi nulle, puisqu'un transistor débranche la pile entre les transmissions d'ordres. La **figure 4** donne des indications utiles pour la réalisation des bobinages de l'émetteur et du récepteur dans deux cas intéressants (fréquence de sortie 25 kHz et 1,4 kHz) ainsi que les valeurs de capacités correspondantes.

Les **figures 5 et 6** se rapportent à la gravure et au câblage du circuit imprimé. Le circuit SAB 3210 sera monté en dernier, de préférence sur support, avec les précautions habituelles pour les circuits MOS.

Cette platine comporte deux sorties : l'une sur le collecteur du BC 238 est réservée à une liaison directe avec la platine réception (pour les essais) et l'autre utilise un transistor BCW 80-16 monté en générateur de courant. Le branchement de cette sortie et la valeur de la résistance feront l'objet d'un paragraphe ultérieur.

La platine réception :

La **figure 7** reproduit le schéma de principe de la platine réception. Le circuit LC d'horloge est monté exactement comme dans l'émetteur. Deux entrées sont prévues, l'une directe servant à recevoir les signaux provenant d'un éventuel préampli de réception infrarouge, l'autre, protégée par un étage-tampon, servira dans tous les autres cas.

Toutes les sorties sont des sorties « MOS », c'est-à-dire à assez haute impédance. C'est pourquoi des étages buffer ont été prévus, capables de commander des LED, des relais, des circuits TTL, etc... Les trois sorties analogiques (VOL, BRI, COL) délivrent un signal rectangulaire dont la valeur moyenne représente la grandeur à reproduire. Cette tension continue évoluant entre 0 et + 10V environ, est disponible après un filtre intégrateur représenté **figure 7**, en haute impédance toujours.

Toutes les sorties binaires (A, B, C, D, RSV1, RSV2, PC, ON/OFF, DATA, DLEN) peuvent être utilisées comme entrées en les reliant au + 12V (1 logique) ou à la masse (0 logique) par un contact ou un transistor (basse impédance). Ces commandes directes ont priorité absolue sur les commandes à distance. Voici les fonctions de ces sorties.

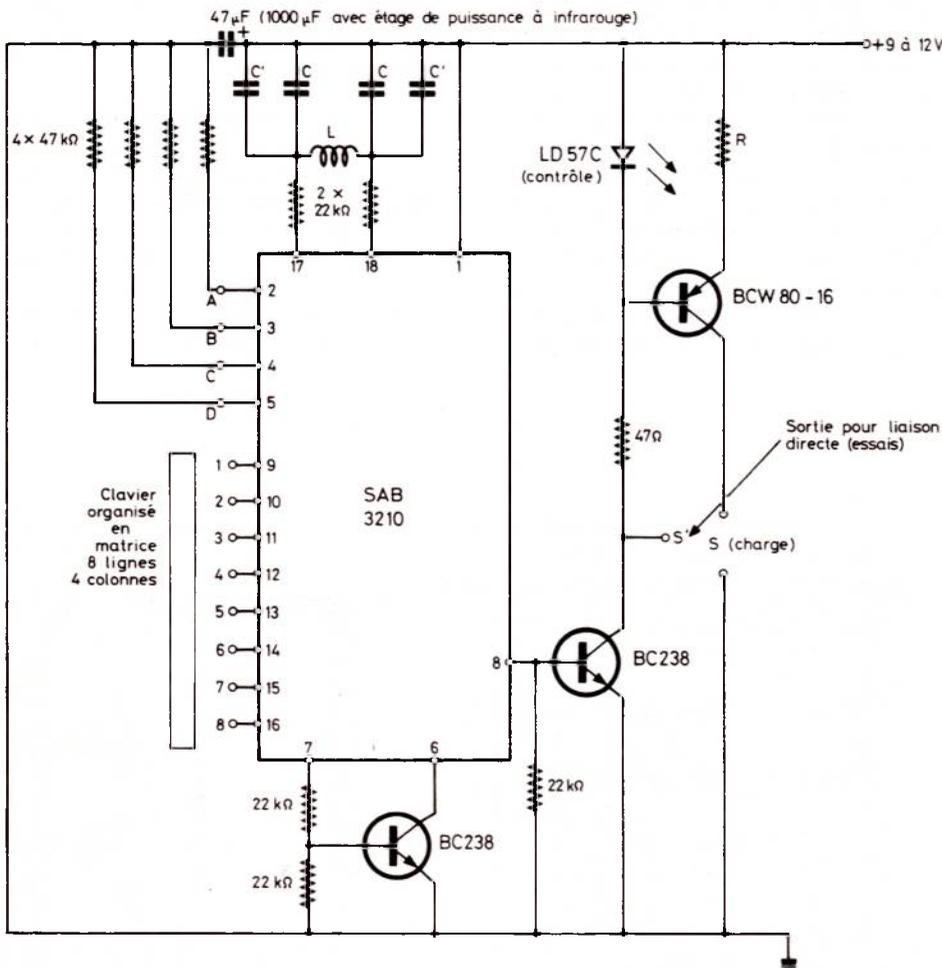


Figure 3 : Schéma de principe du codeur/émetteur.

pot ferrite Siemens « SIFERRIT » type RM 10 400 nH/sp²
B65813 - A0400 - A030

2 exemples d'utilisation :
— fosc + 2 800 Hz (fs = 1 400 Hz)
audible

L = 415 spires
fil émaillé 2/10
C = 0,1 µF

— fosc = 50 kHz (fs = 25 KHz)
inaudible

L = 232 spires
fil émaillé 2/10
C = 680 pF

Au moyen de C' on peut obtenir toute valeur désirée de fréquence en dehors des valeurs normalisées de C.

La fréquence Fosc peut varier entre 0 et 70 kHz.

Fig. 4 bobinages du codeur et du décodeur

- ON/OFF sert normalement à mettre le récepteur TV en attente au niveau de l'alimentation générale.
- DATA et DLEN sont respectivement la sortie (entrée) série et une broche sur laquelle un potentiel haut indique qu'une instruction est en cours de transmission (validation de DATA).
- A,B,C,D, sont 4 sorties 1,2,4,8. représentant un nombre compris entre 0 et 15 (n° d'une chaîne TV à l'origine). Dès réception de l'ordre correspondant, ces sorties se positionnent et le restent jusqu'à réception d'un contre-ordre.
- RSV1 et RSV2 sont deux « réserves », ou sorties bistables. Chaque ordre approprié les fait changer d'état, les positions à la mise sous tension étant « 1 » pour RSV1, « 0 » pour RSV2.
- PC délivre une impulsion lors du changement de programme. Utilisée en entrée, elle permet de sauter au programme suivant, ABCD étant les sorties d'un compteur en anneau.

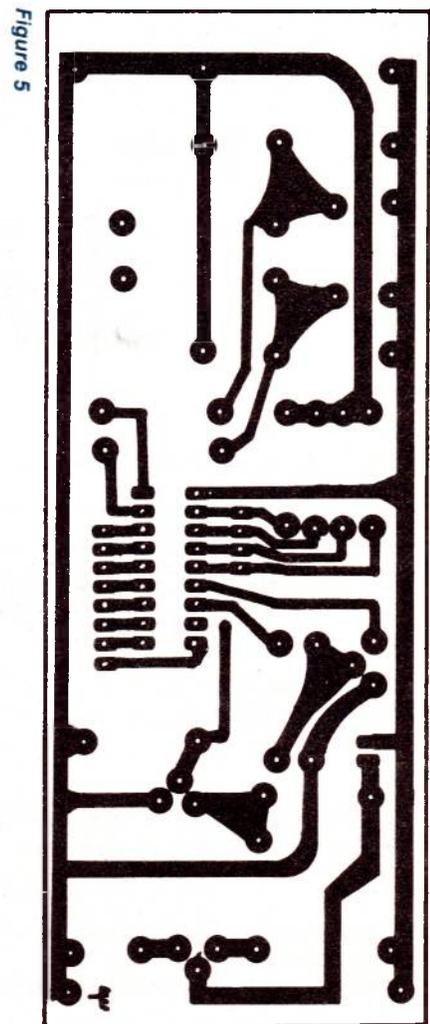
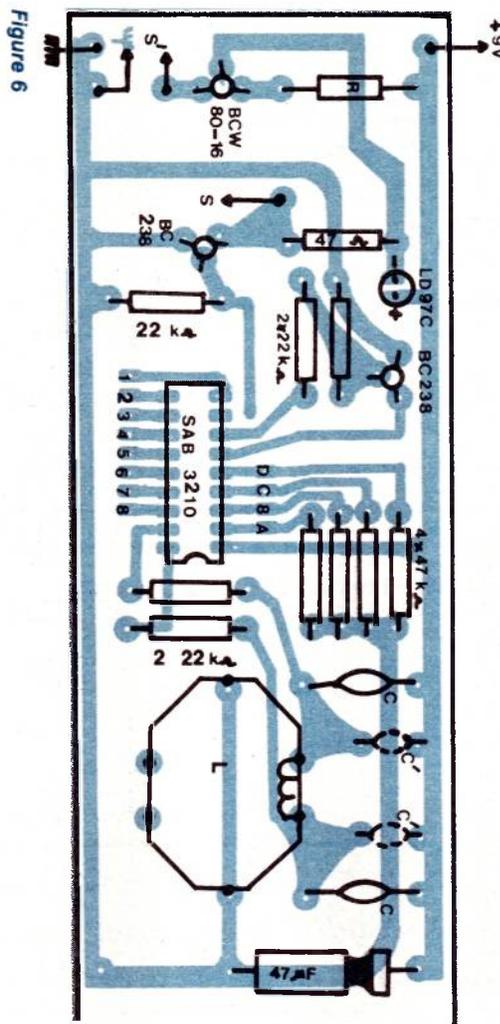
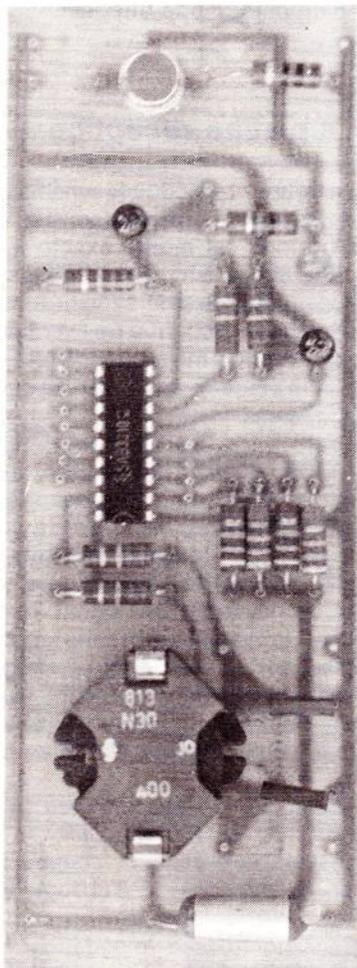
Le jeu d'instructions

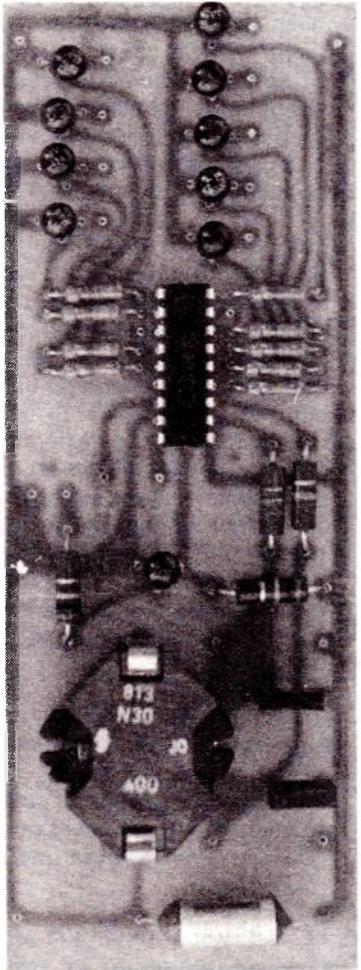
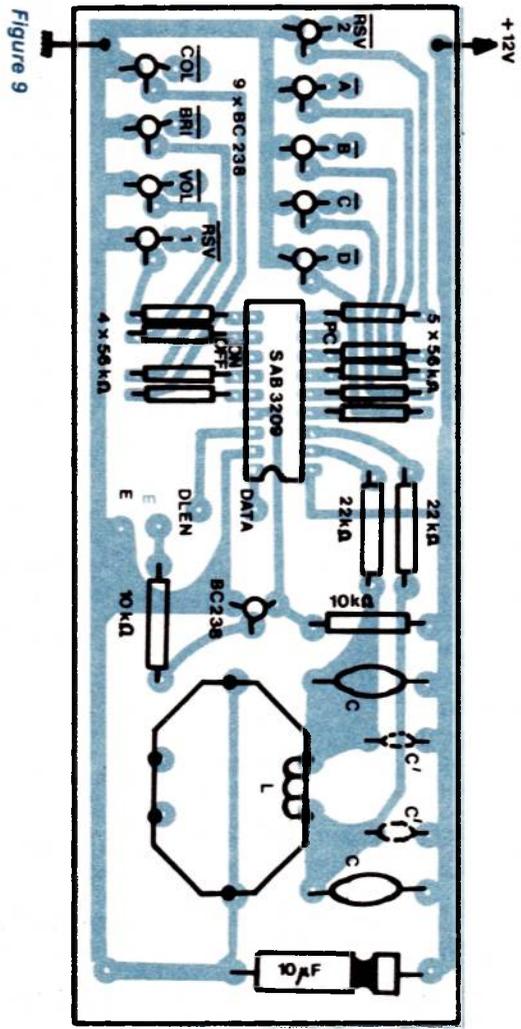
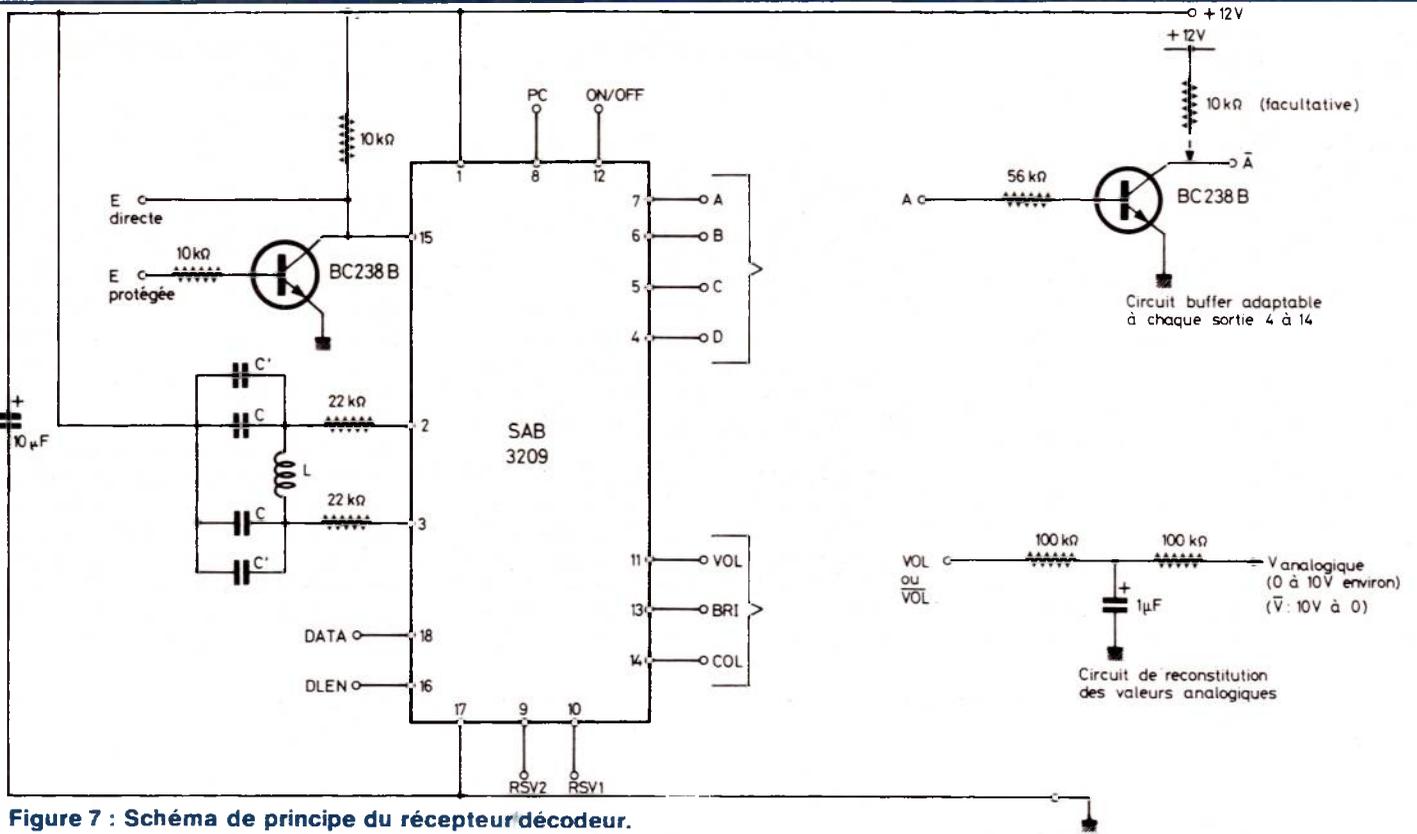
Chaque instruction correspondant à un mot de 6 bits est munie d'un numéro de 0 à 59 obtenu en décodant en décimal ce mot de 6 bits (on additionne tous les poids relatifs aux bits qui sont à 1, ces poids étant de gauche à droite : 32, 16, 8, 4, 2, 1) comme indiqué **figure 10**. Sur l'émetteur, les touches branchées d'après la **figure 11** déclenchent l'émission de l'ordre dont le n° et le code sont donnés par la **figure 10**. On notera que les instructions 32 à 59 exigent l'utilisation de diodes (2 pour 4 touches) pour créer les lignes 81 à 87 de la matrice. Tant que la touche est enfoncée, l'ordre est répété toutes les 120 ms environ pour garantir sa compréhension même en environnement parasité où une confirmation peut s'avérer nécessaire avant d'accepter le positionnement des sorties concernées. Après le relâchement de la touche, l'ins-

truction est émise encore une fois, suivie de l'instruction 1111110 qui informe la **figure 12** regroupe les instructions directement exécutées par le SAB 3209. Toutes les autres sont disponibles sous forme série pour un éventuel traitement extérieur. Nous n'entrerons pas dans le détail des commandes auxiliaires, car la notice du fabricant donne toutes les informations nécessaires et, de plus, lors de la résolution de problèmes particuliers, on n'utilisera en général que les sorties ABCD et les trois sorties analogiques, voire les sorties RSV 1 et RSV2.

En ce qui concerne les sorties analogiques, la grandeur de sortie peut prendre 64 états. La gamme complète de ces 64 états se trouve balayée en 8 secondes si la touche correspondante est maintenue enfoncée. Un relâchement de la touche mémoire le dernier état atteint. Cette vitesse d'exploration diminue bien sûr pour des fréquences d'horloge réduites.

Le module codeur :
L'étage de sortie est prévu pour commander des diodes à infrarouges, un haut parleur, ou un transformateur de ligne, ou de modulation.





Le module décodeur :
 On remarquera que plusieurs sorties, notamment ABCD, sont munies d'étages tampon à transistor, ainsi d'ailleurs que l'entrée.

N° d'instruction	MOT binaire	TOUCHE
1	000000	1 A
1	000001	1 B
2	000010	1 C
3	000011	1 D
4	000100	2 A
5	000101	2 B
6	000110	2 C
7	000111	2 D
8	001000	3 A
9	001001	3 B
10	001010	3 C
11	001011	3 D
12	001100	4 A
13	001101	4 B
14	001110	4 C
15	001111	4 D
16	010000	5 A
17	010001	5 B
18	010010	5 C
19	010011	5 D
20	010100	6 A
21	010101	6 B
22	010110	6 C
23	010111	6 D
24	011000	7 A
25	011001	7 B
26	011010	7 C
27	011011	7 D
28	011100	8 A
29	011101	8 B
30	011110	8 C
31	011111	8 D
32	100000	81 A
33	100001	81 B
34	100010	81 C
35	100011	81 D
36	100100	82 A
37	100101	82 B
38	100110	82 C
39	100111	82 D
40	101000	83 A
41	101001	83 B
42	101010	83 C
43	101011	83 D
44	101100	84 A
45	101101	84 B
46	101110	84 C
47	101111	84 D
48	110000	85 A
49	110001	85 B
50	110010	85 C
51	110011	85 D
52	110100	86 A
53	110101	86 B
54	110110	86 C
55	110111	86 D
56	111000	87 A
57	111001	87 B
58	111010	87 C
59	111011	87 D
FIN	111110	

transmission

Figure 10 : Branchement des touches 1A à 8D

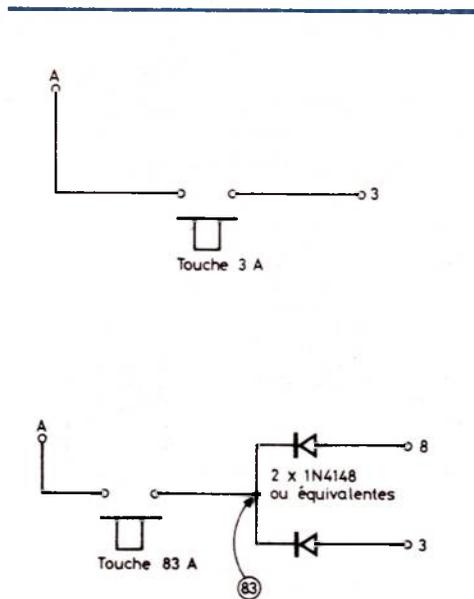


Figure 11 : Branchement des touches 81A à 87D (88 ne doit pas être utilisée, n'étant autre que 8)

- 0 mise à 1 de la sortie ON/OFF, position normale des commandes
- 2 mise à 0 de la sortie ON/OFF
- 1 coupure du son
- 3 changement d'état de RSV1
- 4 saut d'une unité de (DCBA) décimal
- 5 recul d'une unité de (DCBA) décimal
- 6 mise à 1 de la sortie ON/OFF
- 7 changement d'état de RSV2

	DCBA	
16	0000	
17	0001	* position apparaissant lors de la mise sous tension, sans émission d'aucune instruction
18	0010	
19	0011	
20	0100	
21	0101	
22	0110	
23	0111	
24	1000	
25	1001	
26	1010	mise à 1 de la sortie ON/OFF
27	1011	
28	1100	
29	1101	
30	1110	
31	1111	
40		augmentation de VOL
41		diminution de VOL
		volume sonore
42		augmentation de BRI
43		diminution de BRI
		luminosité
44		augmentation de COL
45		diminution de COL
		contraste des couleurs

fig. 12 Interprétation des instructions par le SAB 3209 :

Extension des possibilités des sorties ABCD :

Nous avons vu que la télécommande permet de placer les sorties ABCD dans un seul état parmi 16, ce qui peut ne pas convenir à certaines applications où plusieurs commandes indépendantes sont souhaitables. Le circuit supplémentaire de la figure 13 permet d'étendre dans ce sens les possibilités du système : l'état correspondant à la touche enfoncée disparaîtra dès le relâchement de la touche, ce qui revient, après décodage du binaire en décimal, à disposer de 15 sorties commandées chacune par un bouton-poussoir fugitif. Une logique appropriée, analogue à des relais auto-maintenus, peut permettre de réaliser par exemple 7 fonctions marche/arrêt complètement séparées. Cette configuration sera par exemple très utile dans tous les cas de télécommande d'équipements industriels utilisant habituellement des boutons poussoirs (engins de levage entre autres).

Nous remarquerons toutefois que la simultanéité de deux ou plusieurs instructions (touches simultanément enfoncées) n'est pas réalisable, le circuit émetteur étant protégé contre ce type de fausses manœuvres. Par contre, plusieurs organes commandés peuvent être mis en marche un par un et arrêtés également un par un ou tous ensembles (touche « arrêt d'urgence »).

Le principe de fonctionnement du circuit de la figure 13 est le suivant : en temps normal (en l'absence de réception d'ordres) un relaxateur à UJT délivre des impulsions qui appliquent régulièrement un état 0000 aux sorties/entrées ABCD du compteur en anneau. Si maintenant une instruction est transmise, des impulsions positives apparaissent sur la broche DLEN, impulsions qui permettent au transistor 2N1711 de décharger la capacité d'intégration plus vite qu'elle ne se charge, ce qui empêche toute remise à zéro de ABCD. L'état commandé se maintient donc tant que les instructions correspondantes se succèdent.

Si maintenant la touche est relâchée, après émission de la dernière instruction, les impulsions cessent d'être présentes sur DLEN, ce qui permet au condensateur de se charger suffisamment pour déclencher l'UJT qui envoie alors une impulsion de RAZ.

La résistance de 47 kΩ sert à régler la constante de temps de l'UJT de façon à obtenir ce fonctionnement, schématisé figure 14.

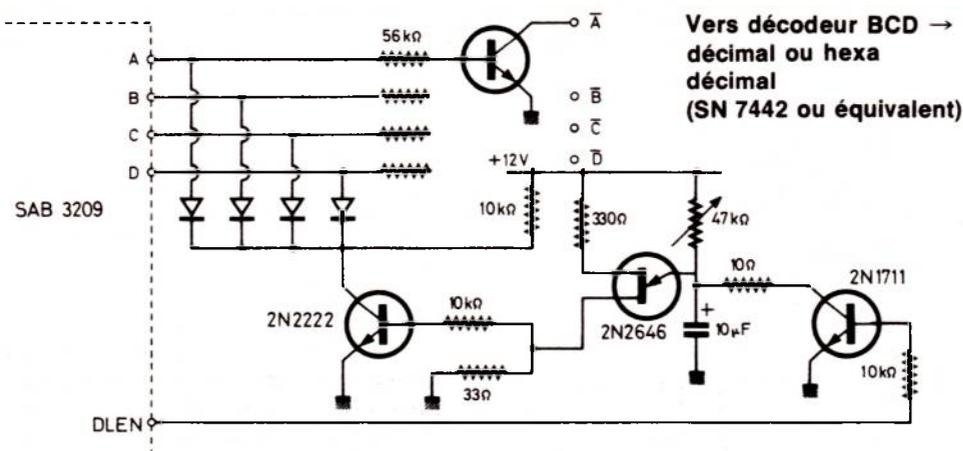


Figure 13 : Circuit supplémentaire pour 16 commandes fugitives indépendantes

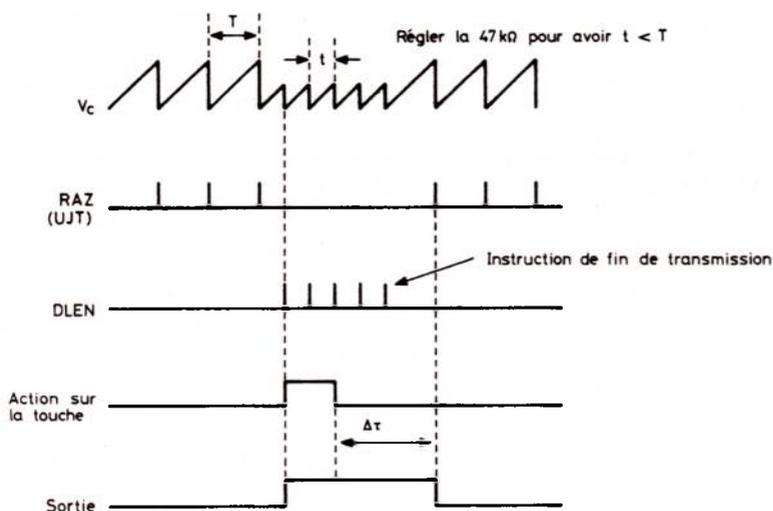


Figure 14 : fonctionnement de la figure 13.

NB : sur cette figure, la différence est exagérée entre t et T , ce qui fait apparaître l'impulsion de sortie exagérément longue par rapport à l'impulsion d'entrée. En fait, $\Delta\tau$ n'exécède pas une fraction de seconde à la fréquence d'horloge nominale.

IV) Exemples de moyens de transmission utilisables :

Nous avons signalé la possibilité d'adapter nos deux platines émission et réception à diverses voies de transmission usuelles. Nous allons ici expliciter les montages réalisables, représentés figures 15 et 16.

Le cas A représente une application très courante dans le secteur industriel :

l'étage de sortie du codeur module, via un transfo de ligne, une paire téléphonique 600 Ω qui peut soit faire partie de circuits privés intérieurs à une même installation, soit être louée aux PTT sous le nom de ligne spécialisée. La fréquence de sortie doit être comprise entre 300 et 3400 Hz, ce qui fixe la fréquence d'horloge entre 600 et 6800 Hz. Plusieurs circuits réglés sur des fréquences distinctes peuvent utiliser la même ligne, ce qui permet de profiter de la largeur de bande disponible pour transmettre davantage de commandes en un temps plus court.

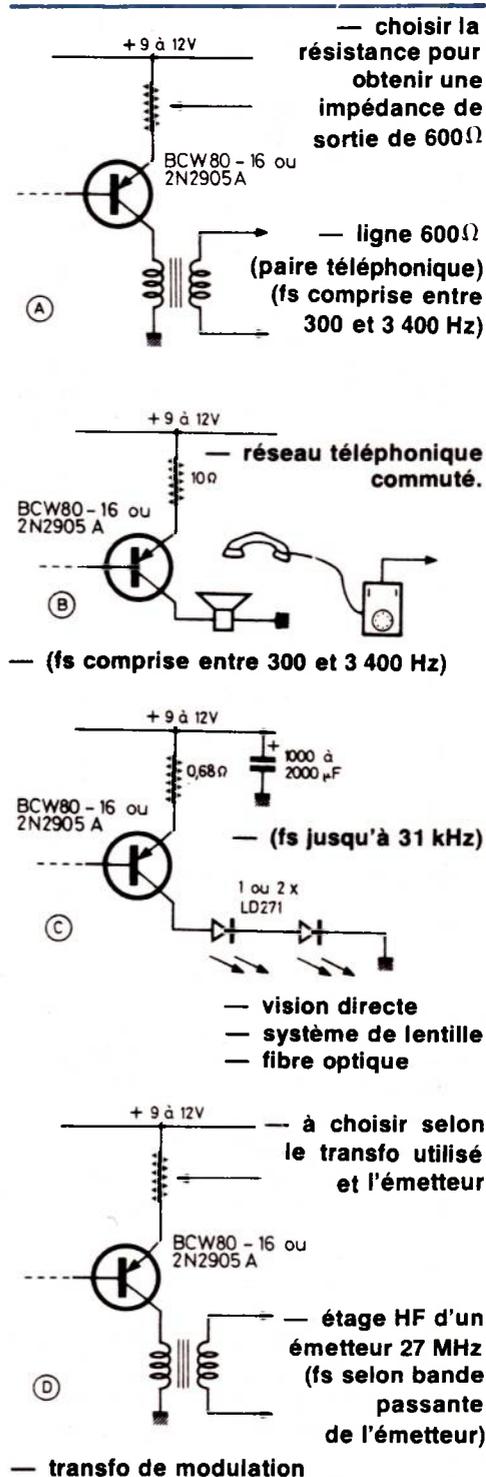


Figure 15 : Quelques exemples d'utilisation de l'étage de sortie codeur.

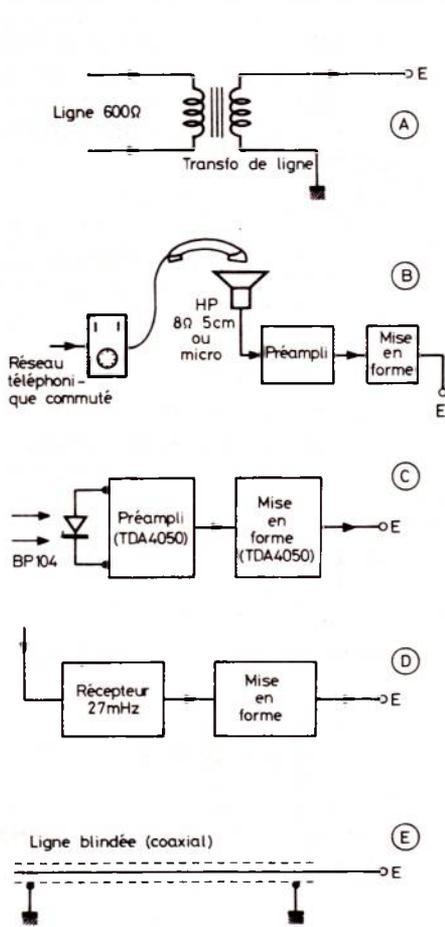


Figure 16 : Exemples d'utilisation du décodeur. Attention il existe un sens préférentiel pour le branchement du transfo.

Nous citerons comme exemple d'application de telles réalisations la télécommande de signaux ou balises pour la navigation maritime ou aérienne, ou bien de feux de circulation. Utilisé dans un réseau d'alarmes, un tel montage permet de transmettre une indication du lieu de l'appel, en utilisant une seule ligne pour desservir tous les points surveillés.

Le cas B reprend le même principe, mais entre 2 points « mobiles », ou bien entre un point « mobile » et un point fixe, par utilisation du réseau téléphonique public (ou privé) commuté. Le couplage avec la ligne est réalisé au moyen d'un petit haut parleur placé devant le micro d'un poste téléphonique quelconque, d'où aura été normalement appelé le numéro correspondant à la station de décodage. De tels montages sont largement utilisés outre Atlantique pour mettre en marche à distance le chauffage d'une résidence secondaire ou pour déclencher de loin la lecture de la bande d'un répondeur-enregistreur téléphonique. Le cas C représente l'application typique de ces circuits, utilisant une liaison par infrarouges. L'emploi des diodes émettrices et réceptrices sans acces-

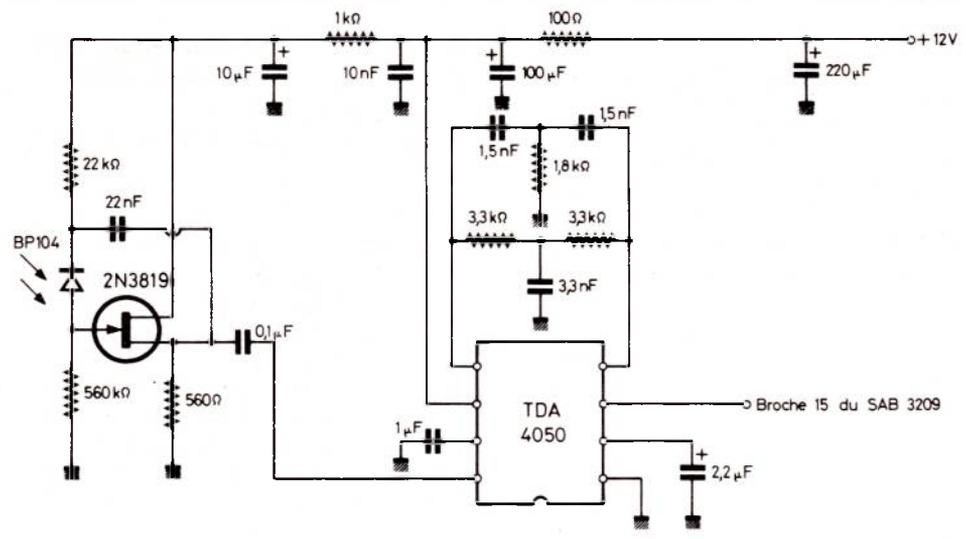


Figure 17 : Préampli de réception infrarouge (version 1)

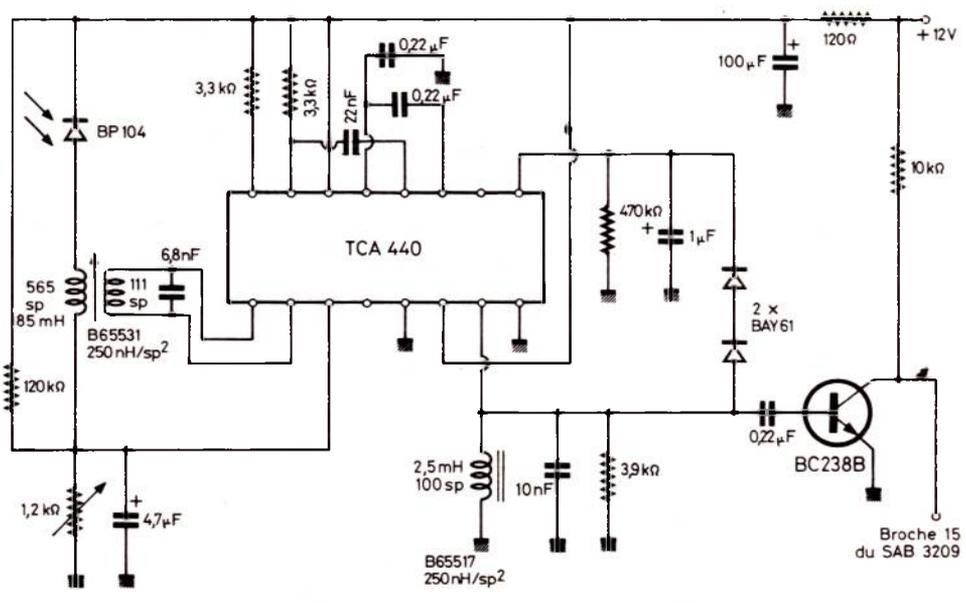


Figure 18 : Préampli de réception infrarouge (version 2)

soire particulier permet une liaison relativement peu directive dans l'enceinte d'une grande pièce (commande de téléviseurs, chaînes HIFI, rideaux, modèles réduits de trains ou voitures, etc...). Nous avons cependant pu réaliser des liaisons de télécommande de plusieurs centaines de mètres en utilisant des moyens optiques appropriés pour obtenir la grande directivité nécessaire. Une telle installation peut bien évidemment rendre des services dans divers cas épineux où d'autres moyens ne s'avèrent pas envisageables. Ajoutons que ce matériel permet la transmission sur fibres optiques moyennant des adaptations correctes entre diodes et fibres.

Le cas D est celui de la radiocommande 27 MHz de modèles réduits ou d'équipements professionnels. Des systèmes à 16 canaux ou plus sont faciles à réaliser et présentent une immunité aux émissions parasites

sans commune mesure avec les systèmes habituels. Notre schéma représente une modulation en amplitude de l'émetteur, mais il va de soi que la FM serait également envisageable.

Le cas E enfin reprend un peu les conditions du cas A (liaison filaire) mais utilise un câble coaxial (ou blindé) permettant un plus grand débit d'information grâce à une fréquence plus élevée. Une paire torsadée serait également envisageable, mais pour de courtes distances seulement.

Au niveau de la réception, il faut se souvenir que le module décodeur exige un niveau d'entrée suffisant, l'idéal étant un signal rectangulaire d'amplitude 10 volts crête. Si un raccordement direct ou par transformateur suffit généralement dans le cas des liaisons filaires, les autres types de liaison, notamment par infrarouges, exigent l'utilisation d'un préampli et d'un cir-

cuit de mise en forme. **Les figures 17 et 18** donnent deux schémas utilisables, celui de la **figure 18** ne devant être considéré que comme un secours en cas de non disponibilité du circuit intégré nécessaire au montage de la **figure 17**.

Le TDA 4050 est, en effet, tout spécialement conçu pour attaquer directement le SAB 3209 et présente un gain (régulé par CAG) considérable de 23 + 77 dB soit 100 000 à 100 kHz et se contente d'un filtre RC en double T pour offrir une sélectivité irréprochable grâce à un circuit de filtre actif.

V) Conclusion :

Les directives d'utilisation que nous venons de donner ici pour les circuits SAB 3209 et SAB 3210 de Siemens sortent souvent complètement des limites de leur utilisation d'origine. Elles permettent toutefois d'utiliser avec une sécurité totale et une très grande fiabilité ces circuits peu coûteux et simples d'emploi pour résoudre la majorité des problèmes de télécommande pouvant se présenter dans les domaines industriels et grand public.

A ces fonctions de télécommande, dont le rôle est de transmettre des ordres à une installation éloignée de son conducteur peuvent s'ajouter les notions de télésurveillance, l'émetteur étant alors placé côté installation et dirigeant vers le poste ou la salle de contrôle des données relatives au bon ou mauvais fonctionnement de l'installation. En combinant ces deux fonctions, on aboutit au concept plus général de télécontrôle, se rapportant à un véritable dialogue de données entre opérateur et installation, rendu possible par une liaison « montante » et une liaison descendante nécessitant chacune un émetteur et un récepteur tout en pouvant éventuellement partager le même support de transmission grâce à des fréquences différentes. Là encore, ces montages s'avèrent fort utiles en raison de la largeur de bande très réduite qu'ils nécessitent pour s'acquitter de leur rôle de transmission.

Patrick GUEULLE

Bibliographie :

Les lecteurs désirant des compléments d'information sur ces circuits intégrés pourront se procurer la brochure « SAB 3209 et 3210, système de télécommande à infrarouges » auprès de SODIPE, 15 rue de Terre Neuve, 75020 Paris. Tél. 370.09.49.

Un exemple de réalisation complexe :

Les **photos 1 à 6** illustrent plus concrètement les propos tenus dans cet article puisqu'elles représentent les diverses parties d'un équipement de télécommande que nous avons réalisé à la demande d'un utilisateur industriel.

L'émetteur a été miniaturisé autant que nécessaire pour permettre l'emploi d'un boîtier de calculatrice de poche, offrant une préhension aisée. Les inscriptions du clavier peuvent facilement être remplacés par celles relatives au processus industriel commandé. Des cellules de réception ont été développées, comportant un préamplificateur incorporé. Cela permet de disposer un certain nombre de ces cellules, en divers endroits du site à couvrir, sur

lequel est censé se déplacer le porteur du boîtier émetteur.

Une carte de réception et de décodage reçoit les signaux provenant des cellules et en effectue le traitement au moyen du circuit MOS/LSI et de logique TTL. Divers circuits d'interface permettent d'attaquer les dispositifs voulus, et notamment une carte de relaying pouvant commander sous 220 V (ou sous toute autre tension disponible) des organes de commutation de puissance. Un bloc d'alimentation spécial complète l'ensemble, dont la fiabilité permet une utilisation souple et sûre dans des conditions où d'autres techniques auraient été délicates d'emploi.

Notons pour finir que les trois grandeurs analogiques télécommandées sont utilisées et isolées galvaniquement du reste du système par des coupleurs opto électroniques.

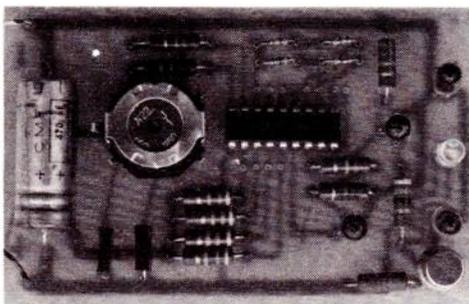


Photo 1. Le circuit imprimé de l'émetteur attaquant 2 LED infrarouges et 1 LED visible de contrôle.

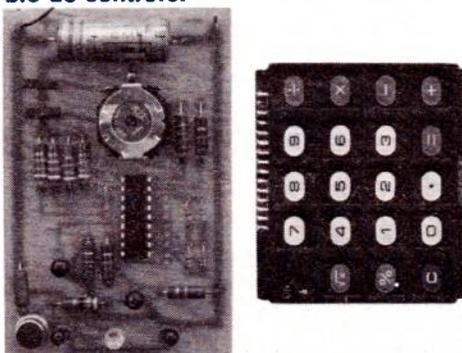


Photo 2. Le circuit émetteur et le clavier prévu pour la commande.

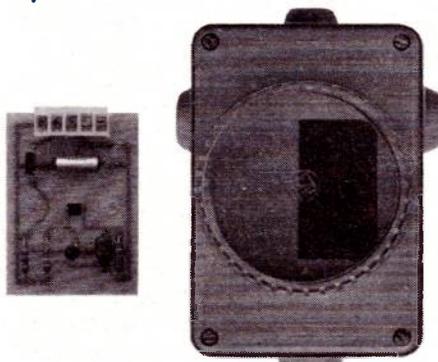


Photo 3. La cellule réceptrice peut se loger dans un boîtier étanche à couvercle transparent (SAREL).

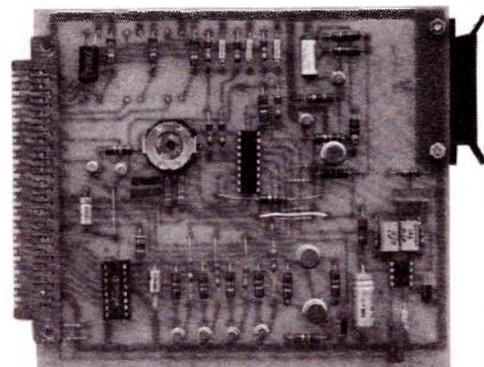


Photo 4. Le circuit de décodage comportant le préampli de réception, le circuit MOS/LSI, et la logique de décodage donnant 15 + 2 sorties TTL.

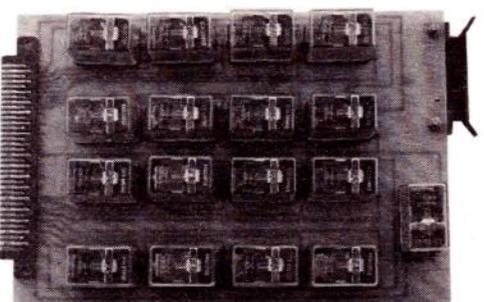


Photo 5. La carte de sortie munie de 17 relais capable de commander directement les circuits auxiliaires d'une armoire de puissance.

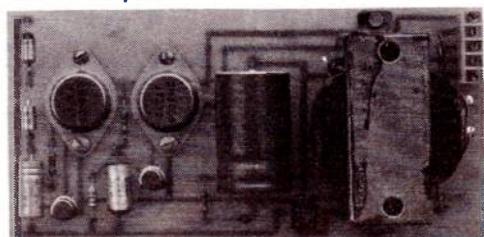
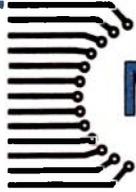


Photo 6. Bloc d'alimentation + 6 et + 12 V.



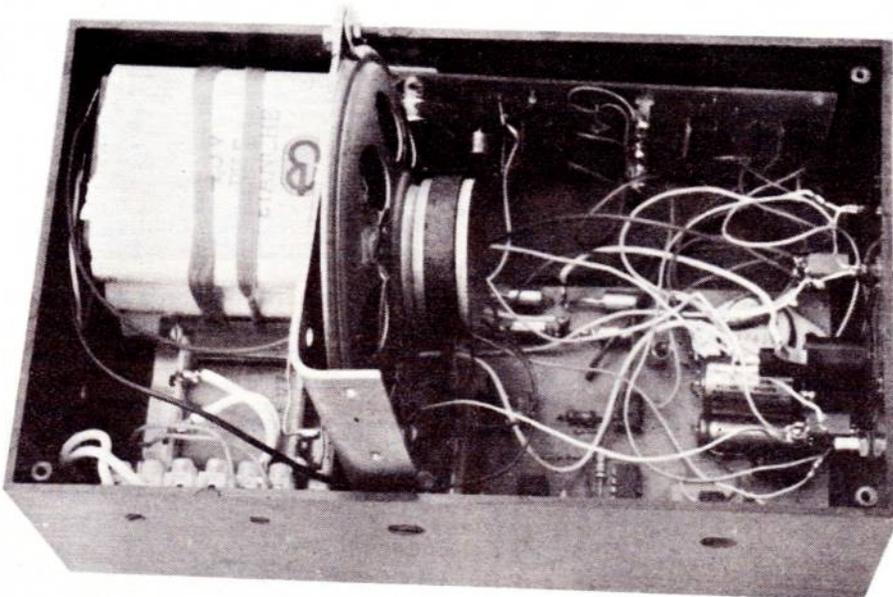
Serrure codée

Il y a actuellement plusieurs façons de coder l'ouverture d'une porte. La plus courante est la clef. L'ennui est qu'il faut la porter sur soi et éviter de la perdre.

Un autre système consiste à présenter devant une photodiode un signal lumineux codé fourni par une LED. Mais on revient à l'inconvénient du premier système.

Pour éviter d'avoir à porter sur soi le code d'entrée, il faut un système où l'on puisse le former sur place.

On pense au clavier comportant plusieurs touches numérotées. Et un numéro ouvre la porte. Mais l'installation de cet engin n'est pas aisée. Il faut empêcher que l'on puisse le démonter pour découvrir le câblage d'où le code. Cela implique un montage inclus dans la porte. Mais si la maison ne nous appartient pas on ne peut se permettre de trouver une porte pour installer un clavier. Et même si l'on peut, un clavier à la porte d'entrée donne l'impression d'entrer dans un coffre-fort...



A lors que faire ? Finalement, le mieux est d'utiliser ce qui existe déjà sur place : le banal bouton de sonnette. Et pour le codage il suffit d'utiliser une série d'impulsions plus ou moins longue pour ouvrir la porte, comme un message en morse.

Description du plan général

La série d'impulsions envoyée de la sonnette rentre dans un registre à décalage et suivant le code établi au départ un comparateur détermine l'ouverture ou non.

La **figure 1** montre le processus :

Un bouton sonnette fournit des impulsions à un circuit qui élimine les rebonds du bouton poussoir sur les contacts. Ces impulsions sont ensuite enclenchées sur les monostables de 0,8s et un autre de 7s.

Les impulsions du monostable de 0,8s vont à l'entrée D (entrée série) du registre à décalage.

Si l'impulsion sur le bouton poussoir est courte ($< 0,8s$), l'entrée D sera à l'état 1 au moment où l'horloge du registre passe à l'état haut.

Par contre si l'impulsion est longue ($> 0,8s$), le monostable sera revenu à l'état zéro. Et c'est un état zéro qui sera enregistré au moment où l'horloge repassera à l'état 1.

Pour mieux comprendre ce qui se passe au niveau du registre la **figure 2** donne sa table de vérité.

La remise à zéro agit lorsqu'elle est à l'état 1.

Le décalage du registre a lieu quand l'horloge passe de l'état 0 à l'état 1.

Ainsi une fois que toutes les impulsions ont été stockées, on les décode. On sait que l'on a l'état 1 pour les courtes impulsions et 0 pour les longues, et suivant les connexions (déterminant le code) qui sont effectuées au moment du montage on aura toutes les 4 entrées de la porte NAND à l'état 1. La sortie du NAND passe à l'état 0 et ouvre la porte.

Comme on a une affaire à enregistrer à un registre à décalage l'état de la 1^{ère} impulsion se retrouve en Q_0 une fois que l'on a tapé les 4 impulsions. La deuxième se trouve en Q_1 et ainsi de suite.

La **figure 3** nous donne un exemple de connexions à effectuer pour un code donné.

En revenant au montage précédent le registre à décalage, ou a un monostable de 7s qui a été mis à l'état 1 dès la 1^{ère} impulsion. Ce qui supprime la remise à zéro pendant 7s. Ce système évite que les gens ne cherchent et trouvent la combinaison. La première impulsion a aussi mis à l'état haut un monostable de 2s qui fait osciller une horloge de 1 KHz. Ce signal est transmis à un haut parleur par l'intermédiaire d'un ampli.

Les impulsions suivantes ne pourront pas réenclencher de monostable 2s tant que celui de 7s est à l'état haut, ceci est dû à une porte nand 2 entrées.

On se demande comment ce monostable 2s peut être déclenché car le monostable de 7s est aussi enclenché en même temps que la première impulsion ? C'est là où la rapidité des portes intervient. Il faut beaucoup plus de temps pour que l'impulsion provenant du monostable 7s arrive à la porte Nand que directement à la sortie de l'anti-rebond.

Le même problème de vitesse d'impulsion se présente au monostable de 0,8s. Pour mieux en comprendre son fonctionnement, la figure 4 nous détaille son montage. On a le plan d'un circuit intégré 555 bien connu des amateurs dès qu'il y a un problème à temporisation.

On a un flip-flop R-S qui passe à l'état 1 (c'est-à-dire que \bar{Q} passe à zéro) quand une tension inférieure à 1/3 de V_{cc} est présente sur l'entrée seuil bas.

Par contre il passe à l'état 0 (ou \bar{Q} passe à 1) quand une tension supérieure à 2/3 V_{cc} se présente à l'entrée seuil haut. Ou bien on a remise à zéro si l'entrée RAZ passe à l'état zéro.

Mais en aucun cas il ne doit y avoir les entrées R et S et l'état 1 en même temps. Dans ce cas l'état du flip-flop est indéterminé et donne n'importe quoi.

Ainsi le flip-flop de 0,8s se présente comme à la figure 5. Lorsqu'une impulsion se présente sur RAZ, le monostable passe à l'état 1 car l'entrée S est encore à l'état 0 grâce au retard des différentes portes placées entre RAZ et S.

Si l'impulsion dure moins de 0,8s la sortie revient à zéro en même temps que RAZ. Par contre si RAZ du monostable est à l'état 1 pendant plus de 0,8s la sortie revient à zéro avant l'impulsion envoyée sur RAZ comme le montre le diagramme de la figure 5.

Pour le monostable de 2s, on n'a pas besoin de passer par la RAZ. On emploie juste l'entrée seuil bas pour le déclencher car l'impulsion d'entrée est de brève durée.

Il en est de même pour le monostable de 7s car les impulsions d'entrée qui sont les coups sur la sonnette, sont relativement courts par rapport à 7s. Et il y a peu de chance pour que l'on ait l'entrée au niveau 0 alors que la capacité du monostable est chargée. Si le cas se présente c'est que celui qui fait le code met plus de temps que

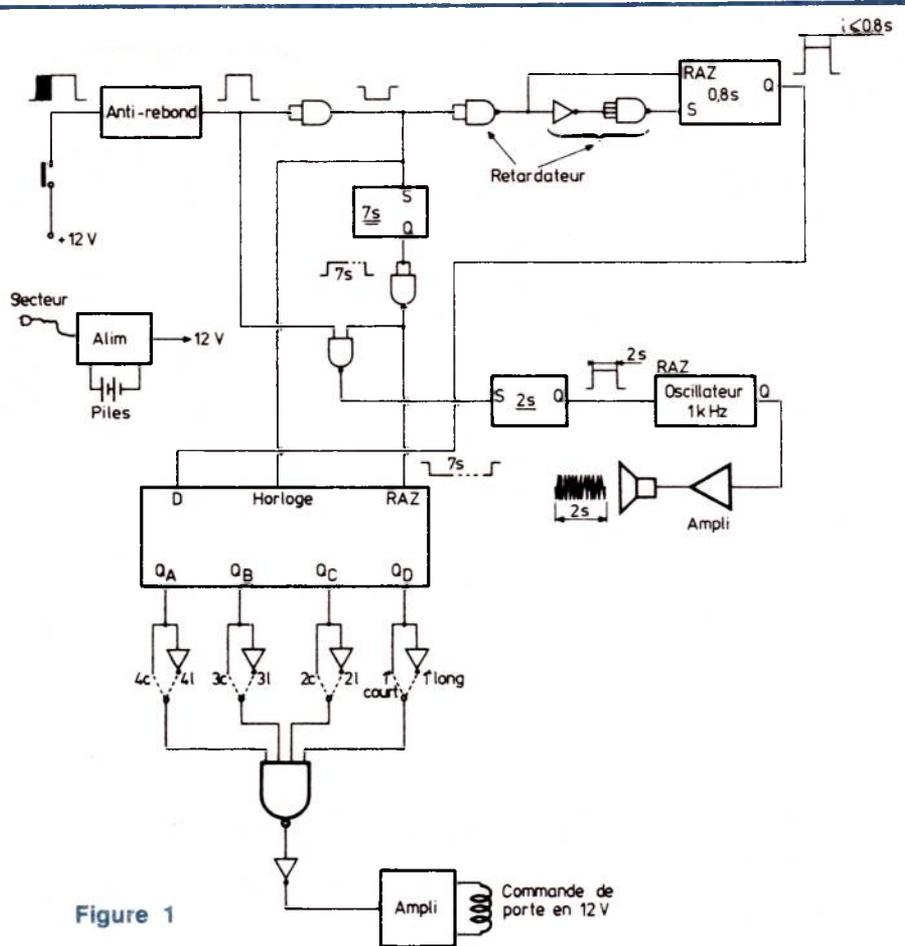
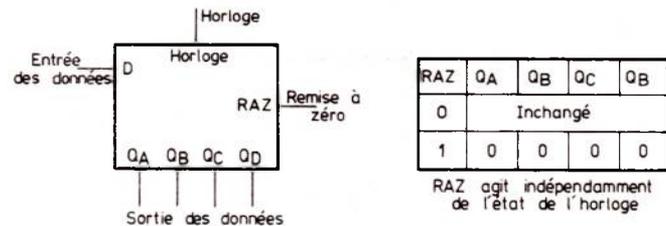


Figure 1



t_n	t_{n+1}			
D	Q_{An+1}	Q_{Bn+1}	Q_{Cn+1}	Q_{Dn+1}
0	0	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}
1	1	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}

Figure 2

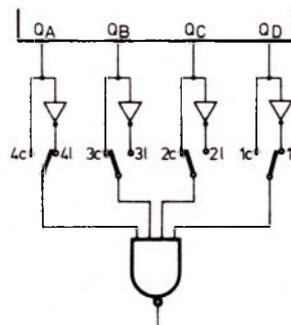


Figure 3

t_n : intervalle de temps précédant la transition positive du signal de l'horloge.

$t_n + 1$: intervalle de temps qui suit la transition positive du signal d'horloge

Connexion à faire si l'on veut le code 1 long ; 1 court ; 1 court ; 1 long soit — . . .

prévu et le flip-flop ne saura pas s'il doit rester à l'état 1 ou passer à l'état zéro car le condensateur est chargé comme le montre la **figure 6**. Dans ce cas, la sortie repassera à zéro dès que l'entrée reviendra à 1.

Mais si le maintien à zéro à l'entrée du monostable persistait, le flip-flop se mettrait à osciller.

Pour l'oscillateur 1 kHz, on utilise un 555 et un montage en push-pull pour l'amplificateur comme le montre la **figure 7**.

Pour l'anti-rebond, il y a plusieurs systèmes. Celui qui est généralement proposé est celui de la **figure 8**. Ou un bistable R-S qui change d'état grâce à un inverseur, ce qui se présente rarement à une porte d'entrée.

Pour remédier à cet inconvénient on va utiliser la relative lenteur des photorésistances comme le montre la **figure 9**. Pour cela un photo-coupleur (LED-photorésistance) attaque un 555 monté en trigger de Schmitt.

Le schéma du monostable 2s est donné à la **figure 10**.

Pour l'alimentation, on pourra s'inspirer de la **figure 11**. on utilise un transistor ballast piloté par une zener de 12 V dans le cas de l'alimentation par le secteur.

Dans le cas d'une panne de secteur, une pile de 12 V se charge de remplacer l'alimentation. Dans ce cas la LED est éteinte et montre l'absence de secteur.

Pour l'ampli de l'ouverture de porte on utilise le montage de la **figure 12**.

La LED montée en série avec la zener 9 V détermine la niveau des piles lorsque le secteur est inexistant.

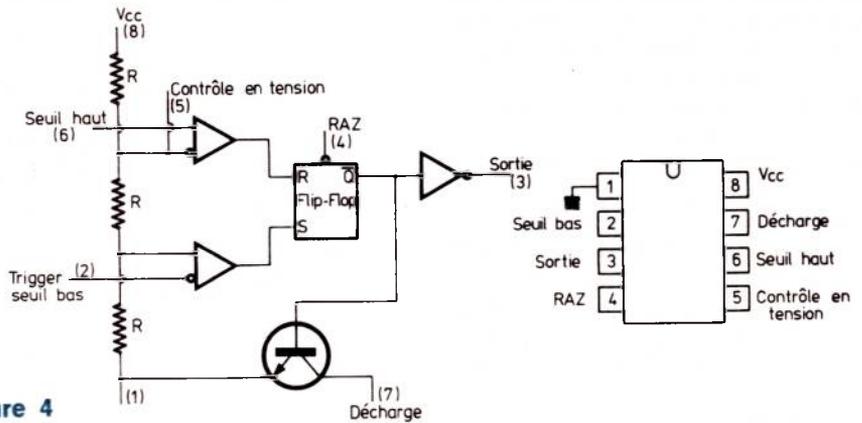


Figure 4

Le flip-flop n'est remis à zéro que si RAZ est à l'état zéro quelles que soient les entrées ou bien si le seuil haut reçoit une tension supérieure à 2/3 de Vcc.

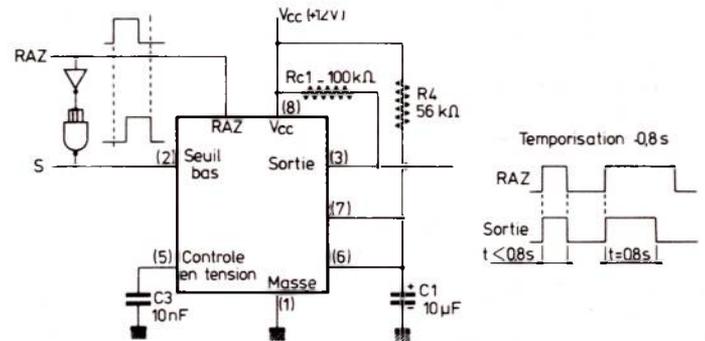


Figure 5

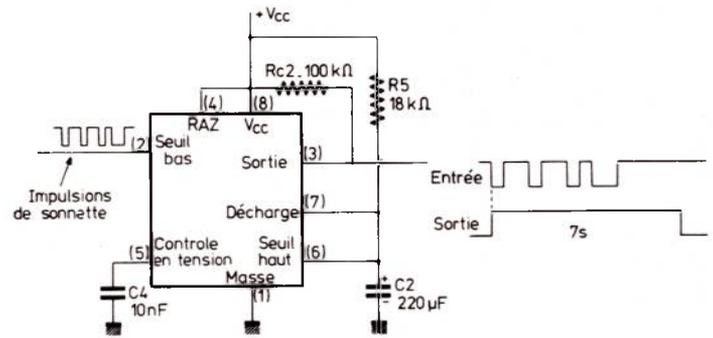


Figure 6

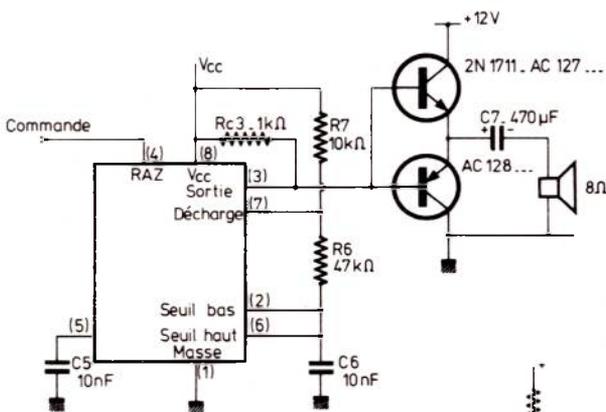


Figure 7

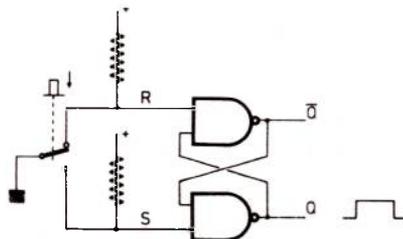


Figure 8

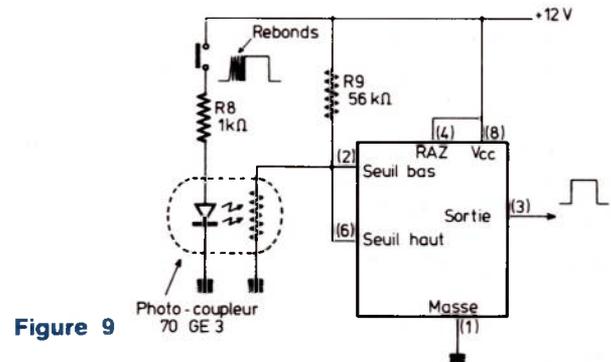


Figure 9

**Caractéristique photo coupleur : LED 3V 10 mA.
photo résistance : 25 mW 60 V maxi
résistance éclairée : 2 KΩ
résistance obscure ; 10⁷ Ω
temps de montée : 1 mS
temps de descente : 2 mS**

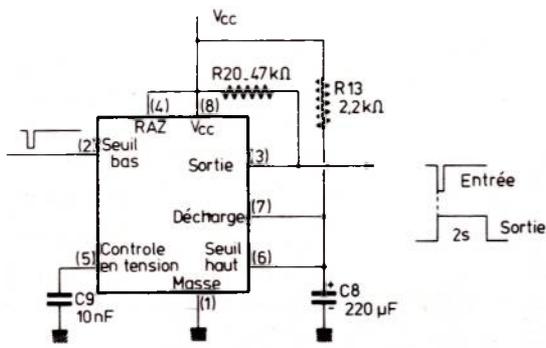


Figure 10

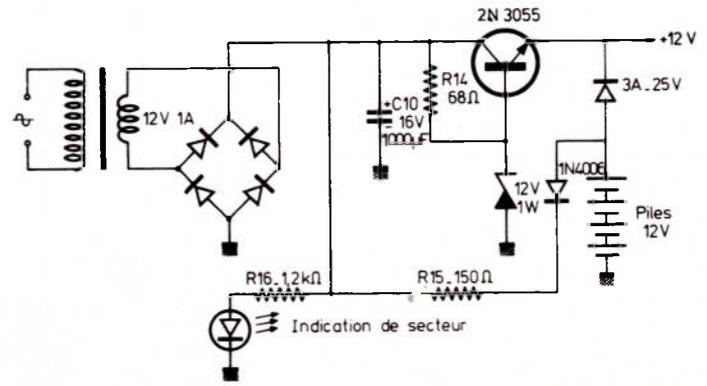


Figure 11

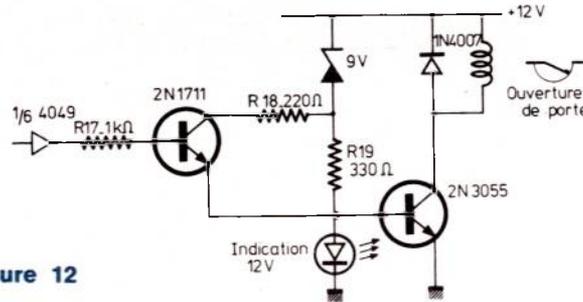


Figure 12

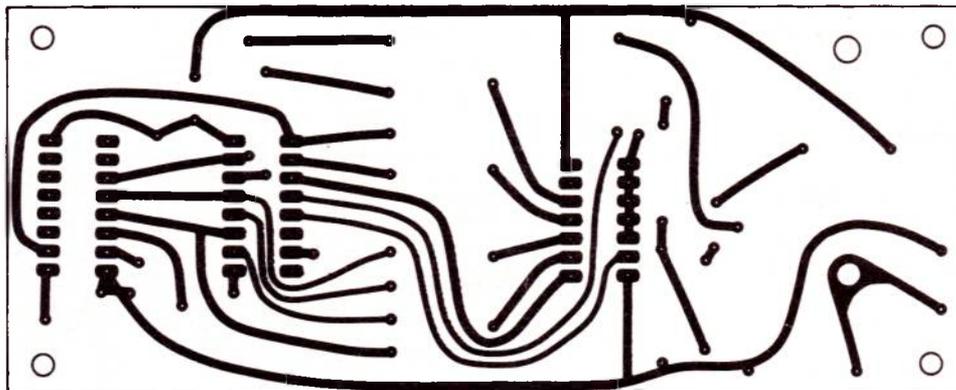


Figure 13

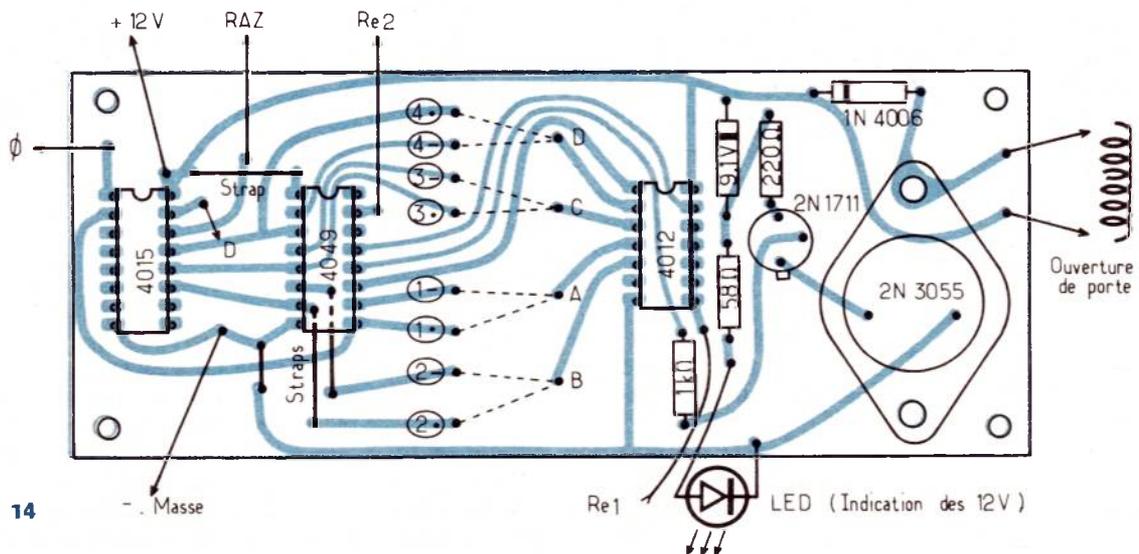


Figure 14

Réalisation pratique

L'ensemble se partage en 2 circuits imprimés. L'un contenant l'alimentation, les temporisations et l'anti-rebond, l'autre comprenant le codage et le circuit de déclenchement.

Les figures 13-14 donnent le plan de la platine de décodage.

Sur la figure 14 on peut voir les liaisons à opérer pour obtenir un code donné. Si on veut que la première impulsion sur la sonnette soit un point on reliera la borne 1. à la lettre A. Par contre si on veut que cela soit un trait on reliera 1 — à la lettre A. Et ainsi de suite pour les autres impulsions.

La figure 15 donne la signification des entrées et sorties Re_1 et Re_2 sur la figure 14.

La figure 16 donne le brochage de différents circuits intégrés MOS employés dans le montage afin de faciliter un dépannage éventuel. Les circuits MOS ont l'avantage de fonctionner sur 12 V ce qui simplifie l'alimentation.

On s'aperçoit que le 4015 comporte 2 registres ce qui est intéressant dans le cas où l'on veut le codage de 8 impulsions. Dans ce cas on met les deux registres en série et avec 2 portes supplémentaires on obtient le codeur de la figure 17. Dans ce cas le retard entre les points Re_1 et Re_2 sera fait avec 2 inverseurs.

La figure 18 donne le circuit imprimé. Les différents points 0 + 12 V, masse, Re_1 , Re_2 , D, RAZ sont à relier à la plaque donnée à la figure 19. La Une fois les connexions entre les 2 plaques faites on relie la plaque « temporisation » (figure 19) au bouton-poussoir, au transformateur 12 V, à la pile 12 V (formée de 2 gros bloc de 6 V), au haut-parleur qui pour le montage avait une impédance de 30 Ω .

Mode d'utilisation

On tape le code sur le bouton poussoir par une série de temps longs et de temps courts. Un temps long dure plus de 0,8s, tandis qu'un temps bref dure moins de 0,8s.

Lorsqu'on a tapé la première impulsion la sonnerie fonctionne pendant 2s. et s'arrête le reste du temps.

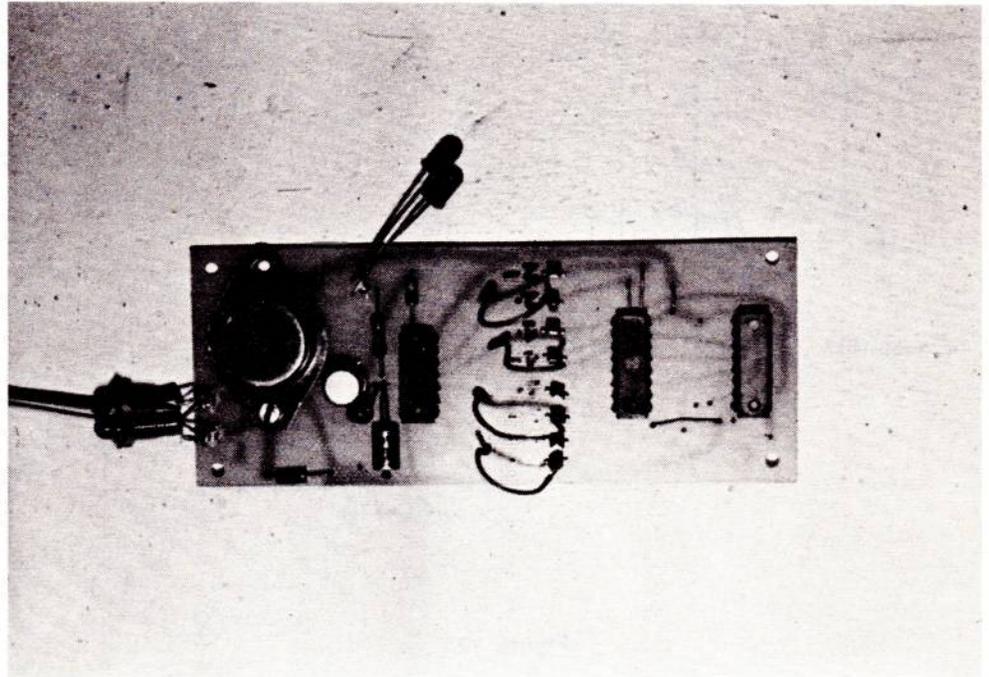
On a 7s pour taper le code. Et au bout de ce temps le registre est remis à zéro.

Ainsi si on s'est trompé en tapant le code, on attend 7s. et on recommence l'opération depuis le début.

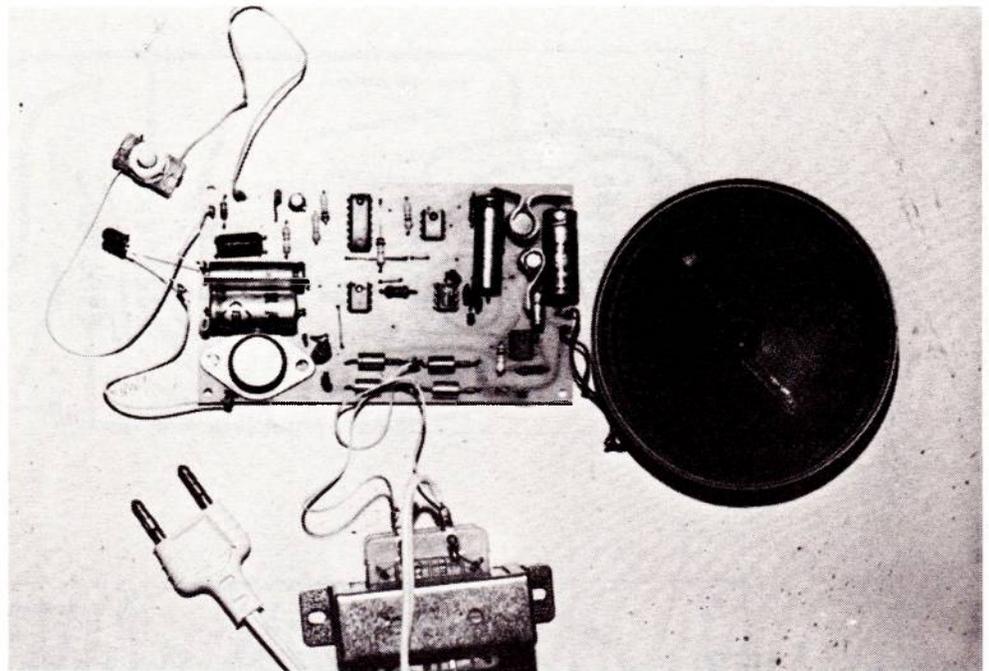
La figure 20 donne un exemple de diagramme des temps.

Observations :

Le temps de 2s prévu initialement pour la sonnerie s'est révélé un peu trop long et a



Platine codeuse : On peut voir les liaisons volantes qui servent pour le codage.



Circuit temporisateur avec ses accessoires. Par prévention, des radiateurs ont été placés sur les transistors en push-pull.

été ramené à 0,5s. De même le temps de 0,8s pour distinguer un temps court d'un temps long a été raccourci à 0,5s.

Conseils pratiques :

Une astuce pour rendre l'utilisation de l'appareil plus agréable en se disant mentalement « A-B-C-D-E » lorsqu'on a fait un top long. Le temps de le dire le monostable a basculé et fait enregistrer un top long. Ainsi si on a le code ...—. on fera 2 tops

brefs puis on maintient appuyé en disant « ABCDE », on relâche et un nouveau top bref ouvre la porte.

Pour faire ce code il faut à peu près 2 secondes et comme le temps de RAZ est de 7 secondes, la gâche électrique sera excitée pendant 5 secondes, ce qui peut-être énerver. Un remède simple consiste à appuyer un 5^e top une fois qu'on a ouvert la porte. L'arrivée d'un 5^e top fait changer les registres à décalage et le décodeur cessera la commande de porte.



Figure 15

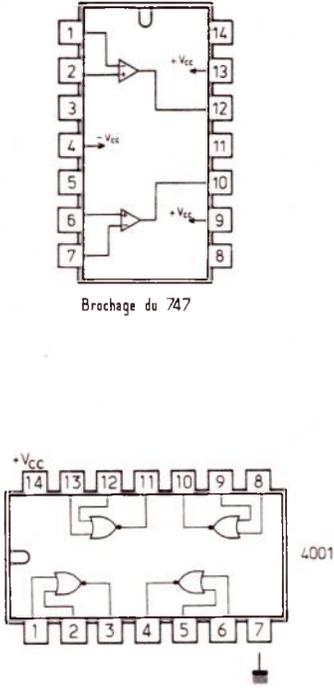


Figure 16

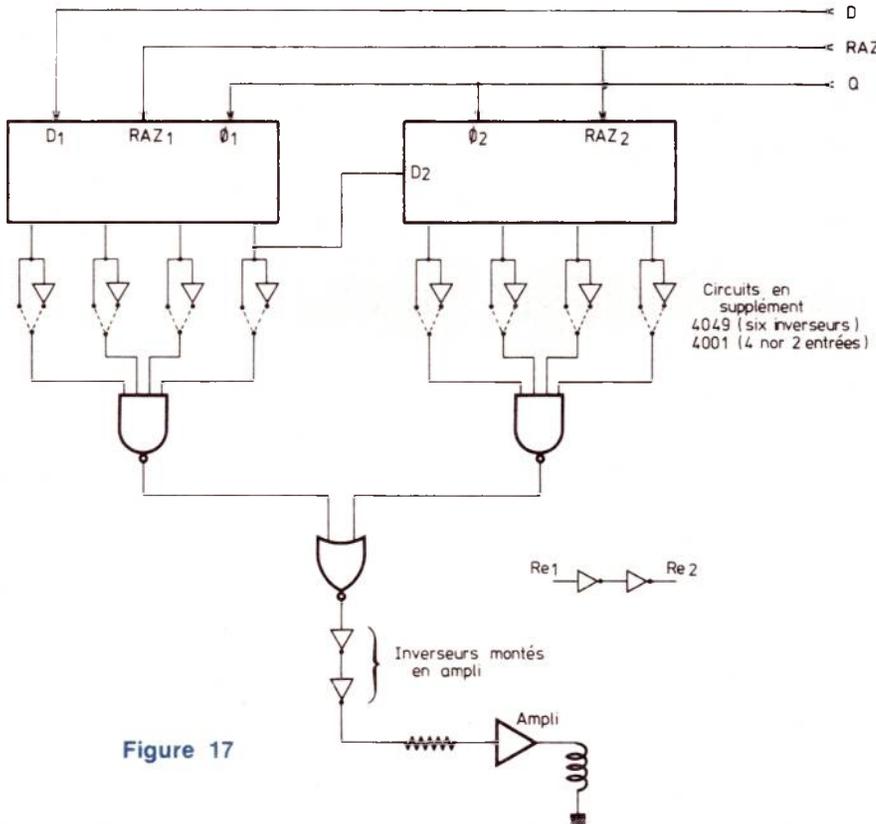
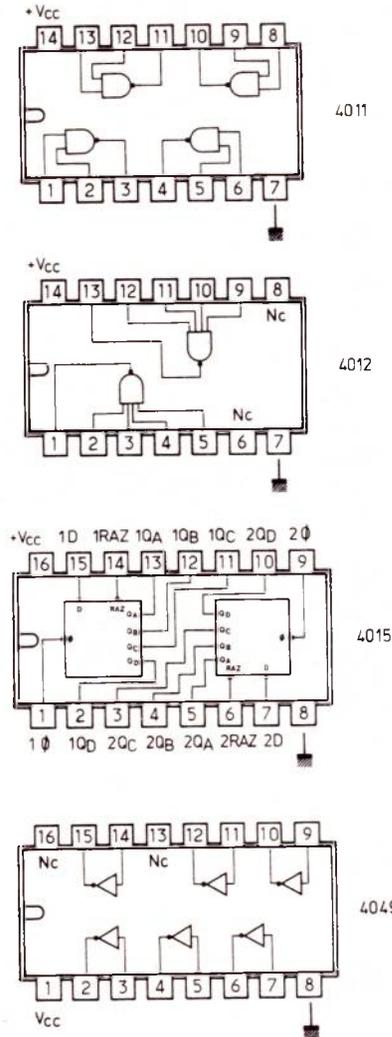


Figure 17

Nomenclature

Résistances

- R₁ 100 kΩ
- R₂ 100 kΩ
- R₃ 1 kΩ
- R₄ 56 kΩ
- R₅ 18 kΩ
- R₆ 47 kΩ
- R₇ 10 kΩ
- R₈ 1 kΩ
- R₉ 56 kΩ
- R₁₀ 200 kΩ
- R₁₁ 470 kΩ
- R₁₂ 39 kΩ
- R₁₃ 2,2 kΩ
- R₁₄ 68 Ω
- R₁₅ 150 Ω
- R₁₆ 1,2 kΩ
- R₁₇ 1 kΩ
- R₁₈ 220 1/2 WΩ
- R₁₉ 330 1/2 WΩ
- R₂₀ 47 kΩ

Condensateurs

- C₁ : 10 μF/16 V
- C₂ : 220 μF/16 V
- C₃ - C₄ - C₅ -
- C₆ - C₉ : 10 μF/25 V
- C₇ : 470 μF/16 V
- C₈ : 220 μF/16 V
- C₁₀ : 1000 μF/25 V

Diodes :

- 2 diodes 1 N 4007
- 5 diodes 3A - 25 V
- 1 diode zener 9 V 2 W
- 1 diode zener 12 V 1 W
- 2 L E D

CI :

- 4 - 555
- 1 - 4011
- 1 - 4012
- 1 - 4013
- 1 - 4049

Transistors :

- 2 - 2N 1711
- 1 - AC 128
- 2 - 2N 3055

Divers :

- Haut-parleur environ 30 Ω d'impédance
- Transformateur 12 V-2 A
- Piles 12 V (gros élément)
- Gâche électrique sur 12 V
- Photo-coupleur 70 GE 3 si on ne le trouve pas, une simple lampe 12 V et une LDR 03 suffisent mais le montage est moins fiable car la lampe a une durée de vie inférieure à la LED.

Ph. Arnould

Voir pages suivantes les figures 18, 19 et 20.

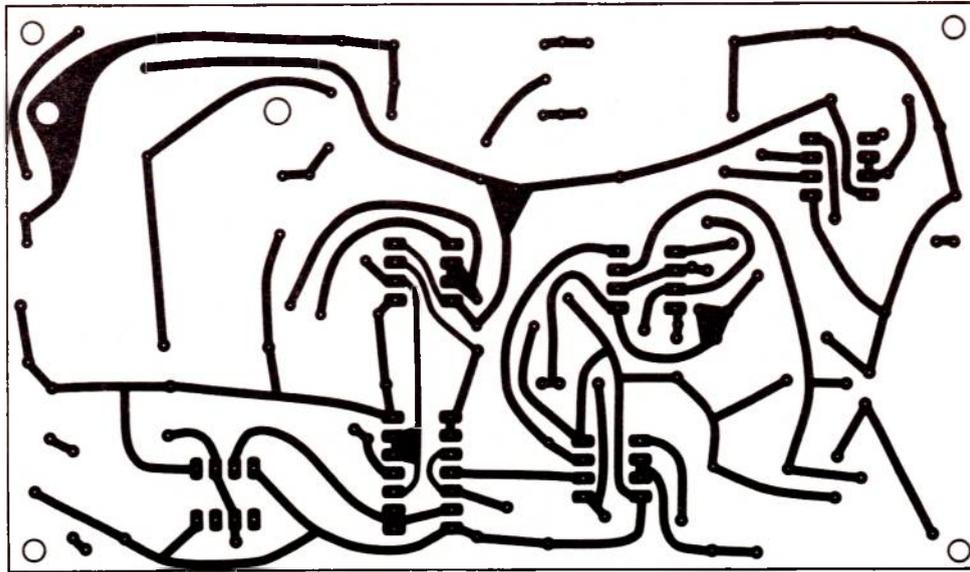


Figure 18

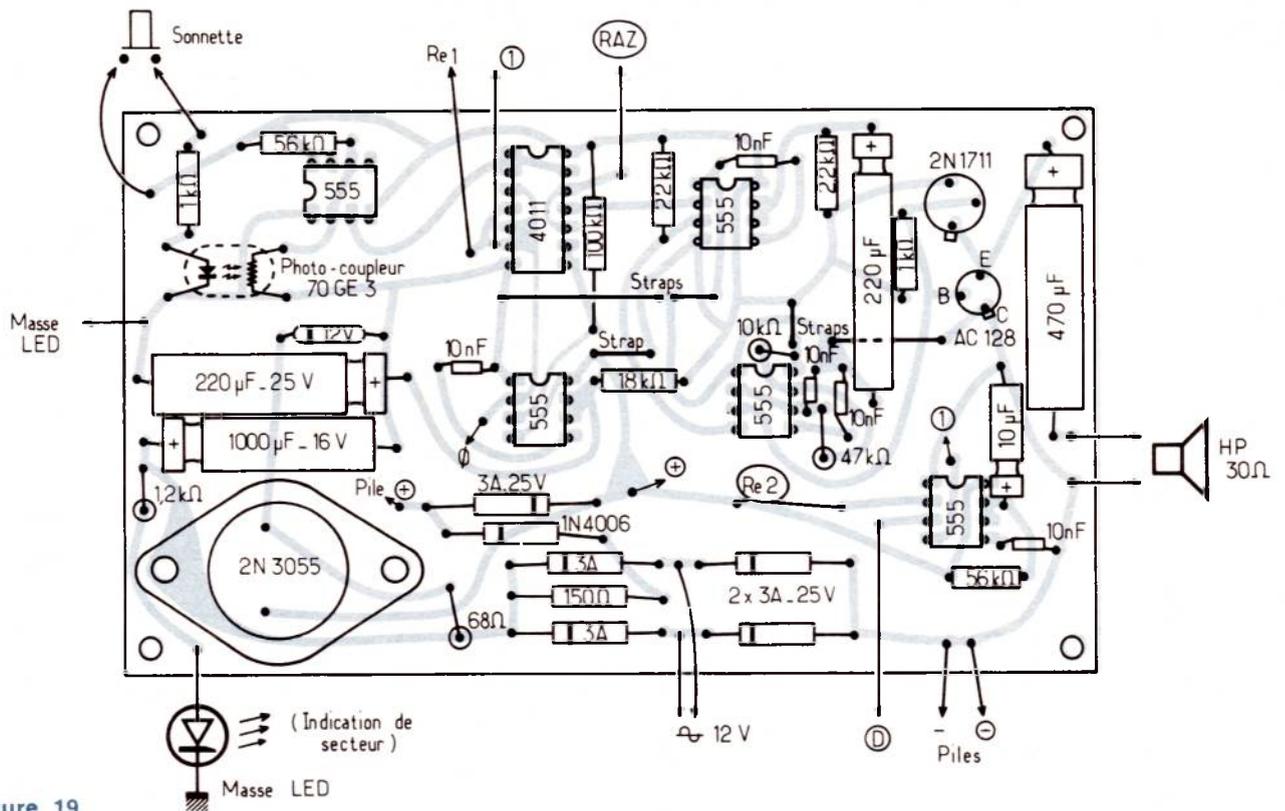


Figure 19

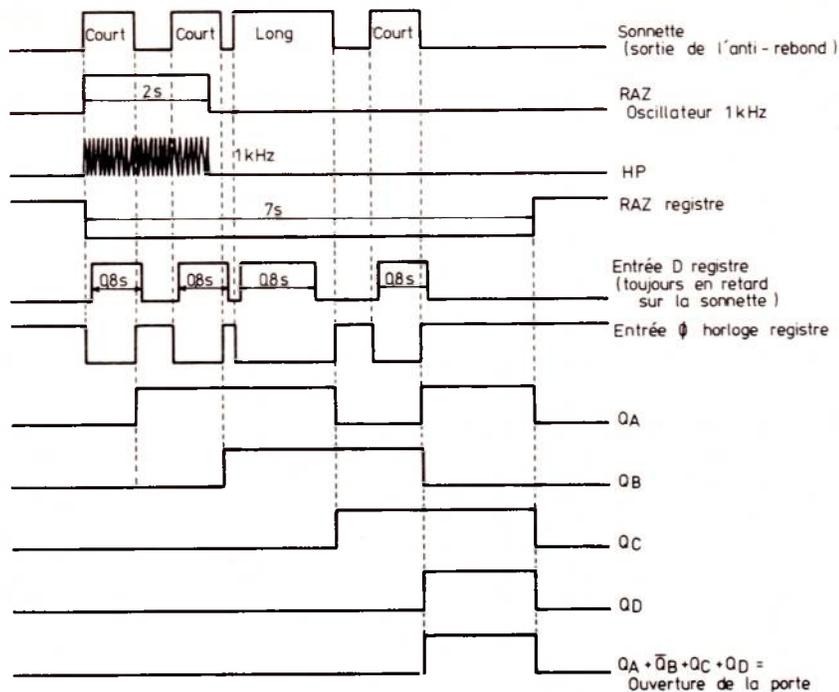
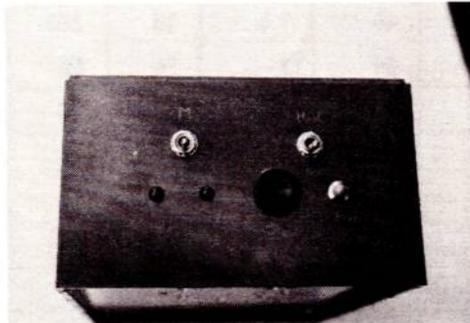
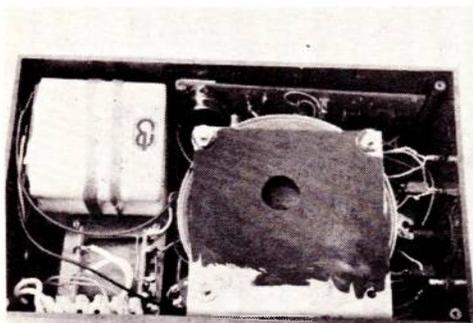


Figure 20



Le coffret et son calibrage interne

TOUS LES RELAIS

RADIO-RELAIS

18, RUE CROZATIER

75012 PARIS

Tél. 344.44.50

R.E.R. - GARE DE LYON

Ouvert tout l'été.

METELEC ETS DELZONGLE

20, rue de Belfort,
94300 VINCENNES
Tél. 374.64.01

EN STOCK : oscillos, appareils labo, comparateurs, C.I., roues codeuses, modem, télétypes, grand choix dissipateurs alu, 50 000 connecteurs, époxy, bakélite, (contact. 7 touches), potars, trimmers, résistances, diodes 4148, etc., C.I., transistors, relais, transfos, batteries cadnickel, fils & câbles, bandes magnétiques tous types, platines T.D., BSR, électro stéréo, Télé & K7, H.P., enceintes neuves, autoradios, compresseurs, ventilos.

— Très importants lots de condos céramique
— Très importante quantité de matériel à voir sur place.

MAGASINS OUVERTS DE 8 H 30 A 12 H 30
ET DE 14 H A 18 H
FERMÉ LE SAMEDI APRÈS-MIDI

Pas d'expédition, tout notre matériel est à prendre sur place.
Catalogue contre 6 F en timbres.

LE CLUB HIFI-STÉRÉO

organise un "Forum HiFi"
consacré à **TECHNICS**

Le 4 octobre à 19 h 30, au
château Lascombe, route de
Médoc - 33460 MARGAUX

Cette soirée est ouverte à tous et
entièrement gratuite.

Des spécialistes seront là pour :

- vous présenter le matériel,
- répondre à vos questions,
- résoudre vos problèmes,
- vous mettre en mains les appareils.

Un spectacle clôturera la soirée

CLUB HIFI-STÉRÉO

43, rue de Dunkerque - 75010 Paris

construisez vos alimentations

un ouvrage

- simple
- clair
- pratique

qui vous permettra de réaliser
des alimentations pour tous
vos montages électroniques

En vente à la **Librairie
Parisienne de la Radio**

43, rue de Dunkerque
75010 PARIS

CARACTÉRISTIQUES ET ÉQUIVALENCES DES

262

- P_c = Puissance collecteur max.
- I_c = Courant collecteur max.
- $V_{ce\ max}$ = Tension collecteur émetteur max.
- F_{max} = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	P_c (W)	I_c (A)	$V_{ce\ max.}$ (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boitier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 N 6559	Si	NPN	2	0,500	350	45	40	180	T0202	BD 129	2 N 5092
2 N 6560	Si	NPN	220	10	450	10	10	40	T03	2 N 6562	2 N 2583
2 N 6561	Si	NPN	220	10	300	15	10	50	T03	2 N 6563	2 N 1814
2 N 6562	Si	NPN	175	10	450	10	10	40	T061	2 N 6560	SDT 13204
2 N 6563	Si	NPN	175	10	300	15	10	50	T061	2 N 6561	MJ 9000
2 N 6566	Si	NPN	0,400	0,100	30	3	100		T046	D 32 S 1	BC 282
2 N 6567	Si	PNP	0,400	0,100	30	3	30		T046	2 N 3219	2 N 3527
2 N 6569	Si	NPN	100	12	40	1,5	15	200	T03	2 N 6594	BDW 51
2 N 6570	Si	NPN	250	40	90	1	20	60	T03	2 N 6571	2 N 5489
2 N 6571	Si	NPN	250	40	105	1	20	60	T03	2 N 6570	2 N 5489
2 N 6572	Si	NPN	250	12	30				W55		2 N 6369
2 N 6573	Si	NPN	125	10	250	5	7	21	T03	BUX 17 A	2 SC 1870
2 N 6574	Si	NPN	125	10	275	5	7	21	T03	DTS 518	IR 518
2 N 6575	Si	NPN	125	10	300	5	7	21	T03	2 SC 1143	TIP 562
2 N 6576 4)	Si	NPN	120	15	60	40	2K	20K	T03	BDX 65	
2 N 6577 4)	Si	NPN	120	15	90	40	2K	20K	T03	BDX 65 A	
2 N 6578 4)	Si	NPN	120	15	120	40	2K	20K	T03	BDX 65 C	
2 N 6579	Si	NPN	125	10	350	25	7	35	T03	2 N 6582	2 N 6585
2 N 6580	Si	NPN	125	10	400	25	7	35	T03	2 N 6583	2 N 6586
2 N 6581	Si	NPN	125	10	450	25	7	35	T03	2 N 6584	2 N 6587
2 N 6582	Si	NPN	125	10	350	25	7	35	T03	2 N 6579	2 N 6588
2 N 6583	Si	NPN	125	10	400	25	7	35	T03	2 N 6580	2 N 6589
2 N 6584	Si	NPN	125	10	450	25	7	35	T03	2 N 6581	2 N 6590
2 N 6585	Si	NPN	125	10	350	25	7	35	T061	2 N 6588	2 N 6579
2 N 6586	Si	NPN	125	10	400	25	7	35	T061	2 N 6589	2 N 6580
2 N 6587	Si	NPN	125	10	450	25	7	35	T061	2 N 6590	2 N 6581
2 N 6588	Si	NPN	125	10	350	25	7	35	T061	2 N 6585	2 N 6582
2 N 6589	Si	NPN	125	10	400	25	7	35	T061	2 N 6586	2 N 6583
2 N 6590	Si	NPN	125	10	450	25	7	35	T061	2 N 6587	2 N 6584
2 N 6591	Si	NPN	2	0,500	150	70	40	200	T0202	MSP 15	HEP 714
2 N 6592	Si	NPN	2	0,500	200	70	40	200	T0202	MSP 20	MST 20
2 N 6593	Si	NPN	2	0,500	250	70	30	200	T0202	MSP 25	2 N 6557
2 N 6594	Si	PNP	100	12	40	2,5	15	200	T03	2 N 6569	BDW 51

4) transistors DARLINGTON

CARACTÉRISTIQUES ET ÉQUIVALENCES DES

263

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.

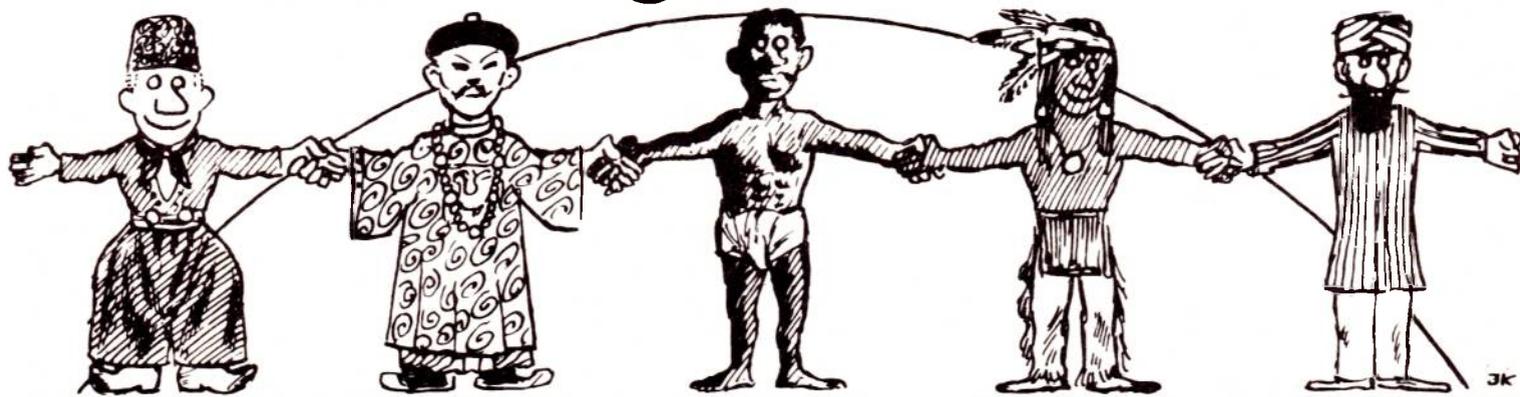
- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

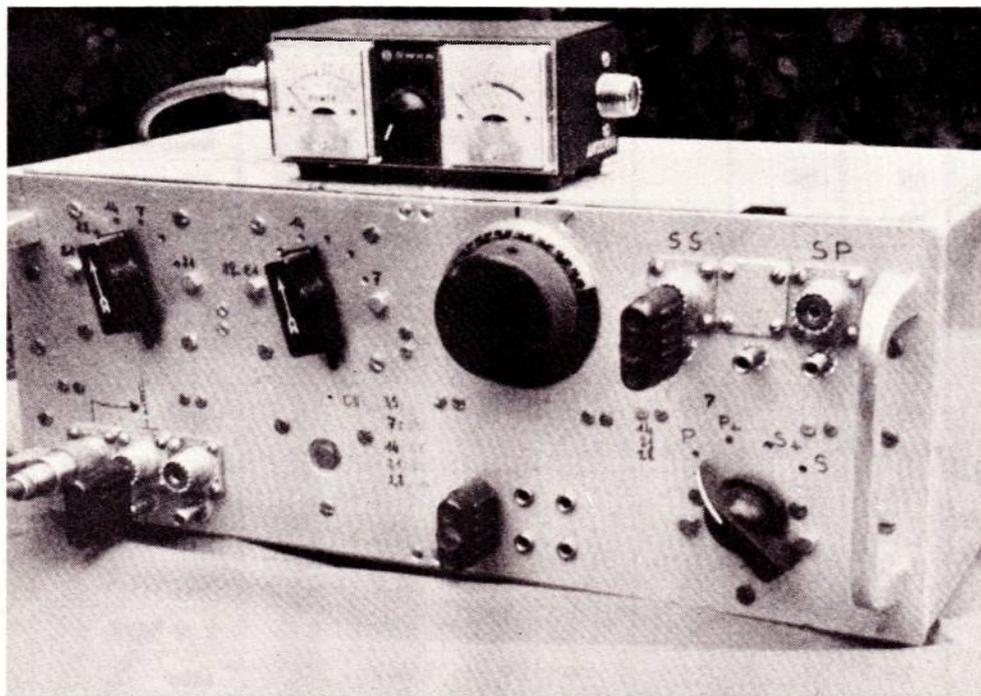
TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences		
							min.	max.		La plus approchée	Approximative	
2 N 6595	Si	NPN	0,200	0,025	15	3,5 GHz	25		T072	2 N 6596	BFT 67	
2 N 6596	Si	NPN	0,200	0,035	15	4 GHz	25		T072	BFT 66	BFT 67	
2 N 6597	Si	NPN	0,200	0,025	12	3,5 GHz	25		T072	2 N 6598	MRF 914	
2 N 6598	Si	NPN	0,200	0,035	12	4 GHz	25		T072	BFR 15 A	MRF 914	
2 N 6599	Si	NPN	0,500	0,075	15	3 GHz	25		T072	A 406		
2 N 6600	Si	NPN	0,300	0,075	15	3,5 GHz	25		T072	BFS 55 A		
2 N 6601	Si	NPN	0,250	0,050	10	1 GHz	25		T072	BFW 30	2 N 4251	
2 N 6602	Si	NPN	0,375	0,025	15	3,5 GHz	25		W29		MRF 901	
2 N 6603	Si	NPN	0,400	0,030	15	1,5 GHz	30		W29	2 N 6602	MRF 902	
2 N 6604	Si	NPN	0,500	0,050	15	1,5 GHz	30		W29	2 N 6603	MRF 912	
2 N 6609	Si	PNP	150	16	140		5		T03	2 N 3773 (NPN)	apparié avec 2 N 6609 (PNP)	
2 N 6648 4)	Si	PNP	70	10	40	BF		1000	T0204	BDX 33	RCA 8203	
2 N 6649 4)	Si	PNP	70	10	60	et		1000	T0204	BDX 33 A	ESM 261	
2 N 6650 4)	Si	PNP	70	10	80	MF		1000	T0204	BDX 33 B	TIP 131	
2 NJ 242 E	Si	NPN	3,7	0,300	20		50		W86		2 NJ 243 E	
2 NJ 243 E	Si	NPN	7,5	0,600	20		50		W86		2 NJ 242 E	
2 NJ 244 B	Si	NPN	15	1,5	20		50		W86	2 NJ 244 E		
2 NJ 244 E	Si	NPN	15	1,5	20		50		W86	2 NJ 244 B		
2 NJ 245 B	Si	NPN	30	3	20		50		W86	sans	sans	
TRANSISTORS DARLINGTON RÉCENTS												
BDX 62 C	Si	PNP	90	12	120	7	1K		T03	BDX 64 C	SDM 21314	
BDX 63 C	Si	NPN	90	12	120	7	1K		T03	BDX 65 C	STI 1020	
BDX 64 C	Si	PNP	117	12	120	7	1K		T03	BDX 66 C		
BDX 65 C	Si	NPN	117	12	120	7	1K		T03	BDX 67 C	2 N 6578	
BDX 66 C	Si	PNP	150	12	120	7	1K		T03	sans	sans	
BDX 67 C	Si	NPN	150	12	120	7	1K		T03	sans	sans	
NE 5501	Si	NPN		0,500	90				T03 16 broches compatible DTL, TTL PMOS et CMOS 16 broches compatible avec PMOS de 14 à 25 V 16 broches compatible avec TTL ou CMOS sous 5 V 16 broches compatible avec PMOS ou CMOS sous 6 et 15 V			
NE 5502	Si	NPN		0,500	90							
NE 5503	Si	NPN		0,500	90							
NE 5504	Si	NPN		0,500	90							
RCS 683	Si	NPN	10	4	40	BF/MF	1K	moyen	T039		MJE 3310	
RCS 683 A	Si	NPN	10	4	60	BF/MF	1K	moyen	T039		MJE 3311	
RCS 683 B	Si	NPN	10	4	80	BF/MF	1K	moyen	T039		MJE 3312	

4) transistors DARLINGTON

si tous les gars du monde...



ENSEMBLE ANTENNE / COUPLEUR pour les cinq bandes décamétriques



Phot. 1 : Photographie de la réalisation de l'auteur. Sur le dessus : le T.O.S. mètre.

Nous pensons rendre service à de nombreux O.M. en décrivant et commentant dans les pages qui suivent une installation d'antenne pour les cinq bandes décamétriques, de prix de revient modique, comprenant le système rayonnant et son dispositif d'adaptation à l'émetteur (coupleur)

De nombreuses descriptions de ce type ont déjà paru dans diverses revues. En fait, dans de nombreux cas, l'ensemble « antenne + coupleur » constitue un « tout » indivisible et les descriptions des deux maillons ne peuvent être séparées si l'on veut éviter au réalisateur une importante phase de mise au point.

Le choix d'une antenne est certainement très délicat : l'antenne est une partie très importante (sinon la plus importante !) de la station. Un émetteur Q.R.P. connecté à une bonne antenne permettra un meilleur trafic qu'un émetteur Q.R.O. connecté à une antenne de fortune ! D'autre part, contrairement à ce que beaucoup pensent, une bonne antenne ne coûte pas une fortune ! des antennes très efficaces, dites « filaires », peuvent être construites, pour les bandes décamétriques ou même V.H.F., pour quelques dizaines de francs. Il faut par contre admettre que la construction et la mise au point d'une antenne, son utilisation pour en tirer le maximum de profit, nécessitent une connaissance parfaite de son fonctionnement.

L'ensemble que nous présentons aujourd'hui n'a certainement pas, dans un trafic « touffu », l'efficacité d'une antenne « beam ». Il est cependant imbattable sur le plan du rapport performances/Q.S.J.

Introduction

L'antenne la plus simple, la moins onéreuse, la plus utilisée en trafic multibande est certainement l'antenne MARCONI (du nom de l'inventeur, pionnier de la T.S.F. : Gugliero Marconi). Cette antenne est appelée de différents noms :

- End Fed Antenna
- Directly Fed Antenna
- Long Wire Antenna, chez les Anglo-saxons.

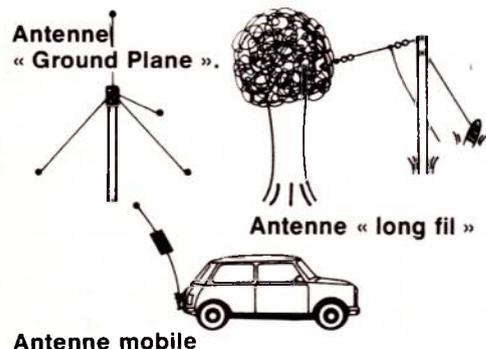


Figure 1A : Quelques exemples bien connus d'antennes Marconi.

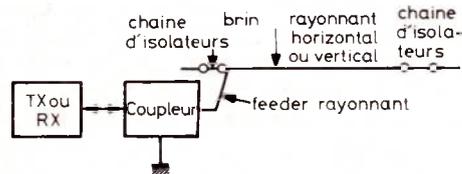


Figure 1B : L'antenne Marconi

Le terme français consacré est « Antenne Long-fil » Ces noms différents recouvrent une seule et même réalité physique : l'antenne utilisée par Marconi pour ses essais (voir figure 1 B), en un mot : le « bout de fil » isolé. Nous connaissons tous l'antenne Marconi, sans le savoir peut-être : nous venons de citer l'antenne long fil ; l'antenne « ground Plane » n'est que l'association d'une antenne Marconi verticale et d'un plan de masse artificiel constitué par quatre radiants ; la classique antenne mobile « fouet » allongée par une bobine située au centre ou à la base est une Marconi utilisant la masse du véhicule automobile comme contrepoids. (voir figure 1 A)

I. Comment adapter l'antenne Marconi à l'émetteur (ou au récepteur...)

1) résistance de rayonnement :

On appelle résistance de rayonnement d'une antenne le rapport existant entre la tension et le courant haute fréquence au point d'attaque de l'antenne par l'émetteur. Si l'on considère l'antenne Marconi, dans le cas d'une longueur de fil quelconque, la résistance de rayonnement peut prendre des valeurs très diverses dépendant en particulier de la fréquence de travail et de la longueur de l'antenne : elle peut être aussi élevée que 5 ou 6 000Ω ou aussi basse que 2 ou 3Ω ! L'antenne peut par ailleurs présenter au point d'attaque une réactance capacitive ou selfique. Ces deux éléments peuvent rendre l'adaptateur de l'antenne à l'émetteur difficile, voire impossible.

Pour adapter l'émetteur à ces valeurs peu usuelles de résistances de rayonnement et aux réactances présentées par l'antenne Marconi à priori non accordée sur la fréquence de travail, on est donc amené à utiliser un dispositif d'adaptation appelé « coupleur »

Le coupleur a donc pour rôle de réaliser l'adaptation en puissance (transfert de puissance maximum) de l'antenne à l'émetteur. L'utilisation conjointe d'un coupleur d'antenne et d'un T.O.S. mètre, intercalé sur la ligne à onde progressive reliant l'émetteur au coupleur, doit permettre, si le coupleur est correctement conçu, dans tous les cas, l'adaptation de l'antenne à l'émetteur, publics que soient les fréquences de travail et longueurs de l'antenne. Le rayonnement et l'efficacité sont un autre problème... ! Pour une antenne donnée, l'efficacité sera maximale

bien-sûr lors de l'adaptation correcte à l'émetteur. Ce point ne doit donc pas être négligé !

2) Connection à la terre

Beaucoup d'O.M. ont rencontré des difficultés de mise au point ou d'utilisation d'antennes long fil : mauvaise efficacité du dispositif rayonnant, impossibilité de « charger » correctement l'émetteur.

Quels sont les opérateurs qui ne se sont pas « brûlé le nez » sur le microphone, porté à un certain potentiel H.F. par rapport au sol, ou qui n'ont pas rencontré de problèmes de « retour H.F. » sur les étages B.F. de leurs émetteurs ?

Dans tous les cas, ces échecs ou ces problèmes sont dus à l'utilisation d'une mauvaise prise de terre. Un « piquet de terre » planté dans un sol même bon conducteur de l'électricité, une installation d'eau même métallique, la terre du réseau de distribution de l'électricité n'ont jamais constitué de bonnes prises de terre en haute fréquence. De telles connections ne sont envisageables que pour l'aspect « sécurité ». Elles sont de toute façon nécessaires et obligatoires sur une station d'amateur mais sont totalement insuffisantes dans le cas d'utilisation d'antennes du type Marconi.

Par ailleurs, et ce même si l'on utilise une prise de terre de bonne qualité en haute-fréquence, la connection électrique entre l'émetteur et la terre proprement dite fait partie, sauf dans le cas d'utilisation d'antennes systématiques parfaitement adaptées, du système rayonnant. Ceci est particulièrement vrai pour l'antenne Marconi. **La connection à la terre doit donc être très courte et de forte section** afin de posséder une inductance minimale ; cette précaution est de plus en plus impérieuse lorsque la fréquence de travail monte.

Les stations professionnelles solutionnent le problème de la prise de terre et de la conductivité électrique du sol en utilisant un plan de masse artificiel réalisé à l'aide d'une surface importante de treillis métallique tendu à même ou au dessus du sol (en général) pour une antenne verticale, surface circulaire de rayon supérieur à 1/4 de la fréquence minimale de travail). De tels dispositifs sont en général d'une installation au delà des possibilités de l'amateur moyen. Heureusement, des solutions plus simples sont à notre disposition :

3) Les radiants ou contrepoids

Ce sont des éléments fondamentaux dans le fonctionnement correct de l'antenne Marconi. A moins de disposer d'un « plan de sol artificiel » exceptionnel (grande toiture métallique au dessus de laquelle serait positionnée l'antenne qui permette un fonctionnement parfait de l'antenne Marconi.

Il s'agit simplement d'un fil isolé, long de $\lambda/4$ à la fréquence de travail, connecté à la masse du système émetteur et dont l'autre extrémité est laissée libre. **Le radiat n'étant pas à proprement parler un élément rayonnant** n'a pas besoin d'être « dégagé ». Il peut même être au voisinage du sol, ou le long d'un mur... ! c'est donc un élément **discret**. Le radiat est par contre un élément **accordé** qui ne fonctionne parfaitement que sur une étroite bande de fréquence.

L'O.M. devra donc en prévoir pour chaque bande utilisée. Le fonctionnement du radiat est facilement compréhensible (voir **figure 2**) : l'extrémité libre est un ventre de tension ; la longueur du radiat étant $\lambda/4$ (ou multiple impair de $\lambda/4$), on trouve à l'extrémité « émetteur » un nœud de tension, donc un point à très basse impédance à la fréquence de travail. Le contrepois ou radiat se comporte donc, vu de l'extrémité émetteur, comme une excellente prise de terre.

Notons cependant que l'utilisation d'un radiat ne dispense pas de positionner l'antenne au dessus d'un sol bon conducteur de l'électricité. Le radiat fournit une terre artificielle mais n'améliore pas « l'image » de l'antenne sur le sol. Pour ce faire, il faudrait en utiliser plusieurs et reconstituer un « plan de sol » (voir **figure 3**) : c'est le cas de l'antenne « ground plane ». Dans le cas de l'antenne Marconi, on ne pourra donc se passer de prise de terre mais l'utilisation d'un radiat permettra d'être moins exigeant sur sa qualité !

L'idéal pour l'amateur est d'utiliser conjointement une très bonne prise de terre, avec la connection la plus courte possible au châssis de l'émetteur, et un ou plusieurs radiats « taillés » en fonction de la ou des bandes utilisées.

L'emploi correct d'une antenne Marconi suppose donc

- l'emploi d'une prise de terre, la meilleure possible (quelque m² de grillage enterrés) complétée par un ou plusieurs radiats ;
- l'emploi d'un dispositif de couplage de l'antenne à l'émetteur, chargé de l'accord de l'antenne et de l'adaptation d'impédance antenne/émetteur ;
- l'emploi d'un T.O.S. mètre intercalé sur la ligne adaptée reliant l'émetteur au coupleur (**figure 4**).

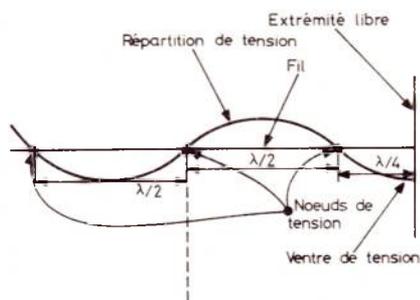


Figure 2A : Répartition de tension sur un fil d'antenne.

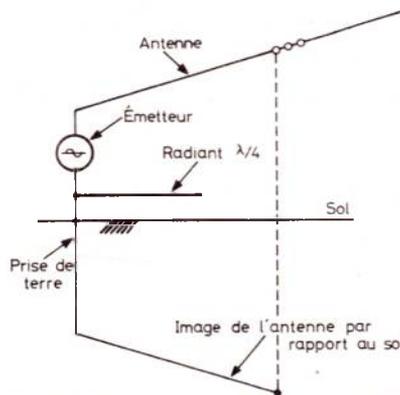


Figure 3A : Le « radiat » améliore la qualité de la prise de terre qui reste nécessaire. L'antenne Marconi fonctionne comme un dipôle à cause de l'image de l'antenne produite par la réflexion sur le sol.

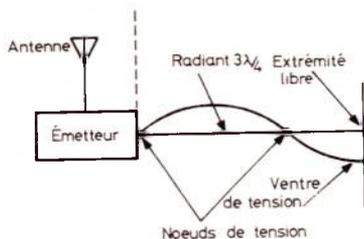


Figure 2B : Le principe du radiat $\lambda/4$.

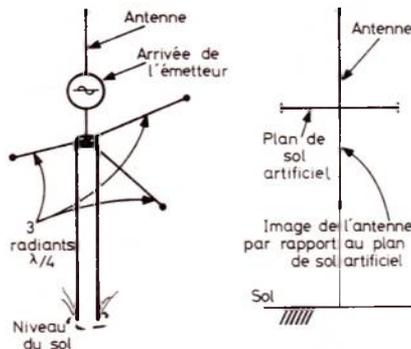


Figure 3B : L'association de 3 radiants dans l'antenne « ground plane » reconstitue un plan de sol artificiel.

II. Choix du coupleur

Au risque de passer pour radoteur, répétons que le coupleur d'antenne doit
 * compenser la réactance capacitive ou inductive de l'antenne à la fréquence de travail (c'est-à-dire **accorder l'antenne**)
 * assurer l'adaptation d'impédance entre la sortie de l'émetteur et l'antenne ainsi accordée, de façon à rayonner le maximum de puissance.

Plusieurs types de circuits de couplage peuvent être retenus pour l'adaptation des antennes :

- le réseau en L (voir **figure 5 A et B**) ce type de réseau peut-être calculé facilement pour assurer l'adaptation d'impédances pures. Pour l'adaptation d'impédances réactives, il suffit de modifier l'élément terminal L ou C de façon à compenser la réactance présentée par la charge. Les réseaux A et B sont semblables quant au résultat. Cependant la structure « passe-bas » du circuit A est à préférer (moins de rayonnement des harmoniques de l'émetteur). La structure A est également plus facilement ajustable : le condensateur C peut-être un condensateur variable dont le rotor peut-être connecté à la masse, avantage pratique considérable !

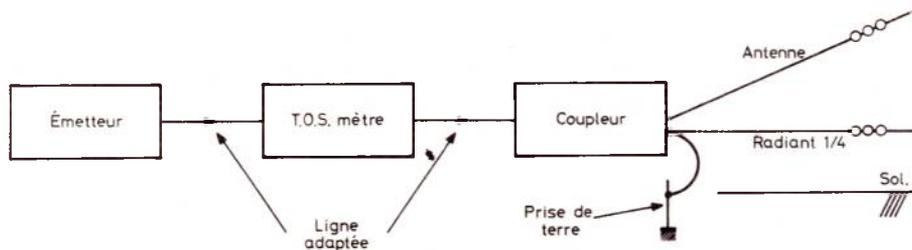


Figure 4 : Comment utiliser correctement une antenne Marconi.

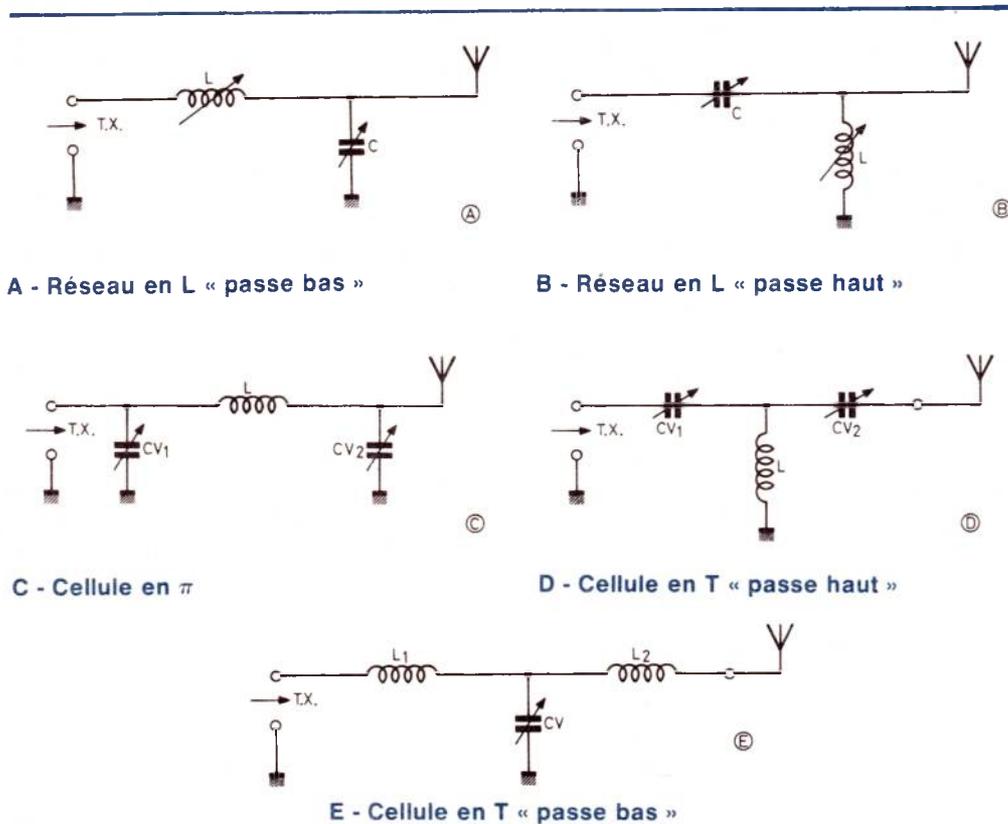
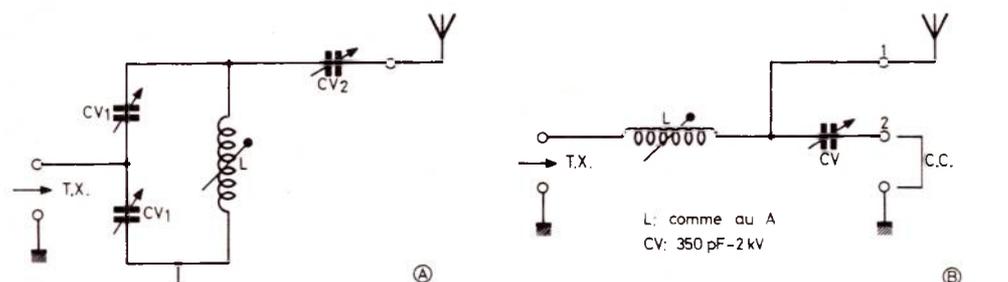
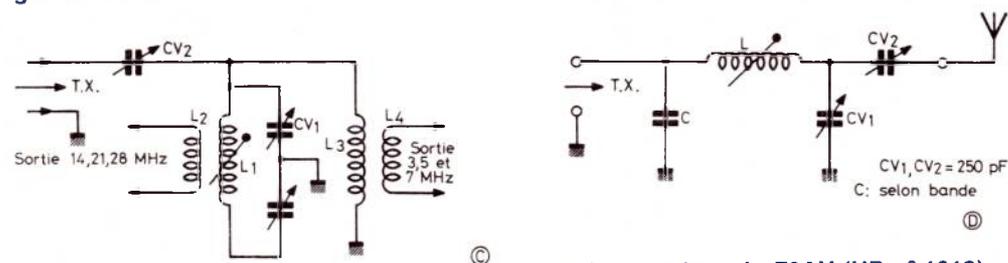


Figure 5 : Les cellules de base.



A - Le « transmatch »
 CV1 : 2 x 250 pF fort interlame
 CV2 : 250 pF fort interlame
 L : max : 35 tours. O.50 mm. Fil 15/10. Longueur 90 mm

B - Le coupleur de W6SAI : pour une antenne courte, on enlève le court-circuit et on se branche en 2.



C - le « Z match »
 CV1 : 2 x 250 pF « Split Stator »
 CV2 : 500 pF
 L1 : 5 tours O 75 mm
 L2 : 5 tours O 80 mm. Couplage réglable avec L1
 L3 : 8 tours O 75 mm
 L4 : 6 tours O 80 mm. Couplage réglable avec L3

D - Le coupleur de F3AV (HP n° 1612)
 CV1 : « accord » résistif
 CV2 : « accord » réactif

Figure 6 : Quelques schémas de coupleurs classiques.

Ces réseaux peuvent être utilisés en abaisseur ou éleveur d'impédance selon le branchement.

— la cellule en π (voir figure 5 C) : Elle est bien connue et est utilisée dans la plupart des émetteurs modernes. Notons son effet « passe bas ».

— la cellule en T (voir figure 5 D et 5 E) Diverses réalisations de coupleurs utilisant ces cellules élémentaires ont été publiées : — le « transmatch » (figure 6 A)

Ce coupleur présente l'inconvénient de nécessiter l'emploi :

- d'un condensateur différentiel pour CV1 (pièce rare... !)
- d'un condensateur à rotor isolé de la masse CV2, d'où problèmes de réalisation (flectors isolants, etc...)

L peut être une « self à roulette » ou une self à prise couplée à un commutateur, ou une self interchangeable (ce qui est la meilleure solution si l'on se soucie d'éviter les pertes inutiles de H.F.)

— le coupleur de W6SAI (figure 6 B) qui n'est en fait qu'un réseau en L, ou un circuit LC série avec l'antenne dans le cas des antennes courtes.

Notons que dans ce deuxième cas, le coupleur réalise l'accord de l'antenne mais pas l'adaptation d'impédance à l'émetteur.

— le « Z match » (figure 6 C)

— le coupleur de F3AV (voir le Haut Parleur n° 1612) (figure 6 D)

Tous ces coupleurs font appel aux circuits de base : L, π , T plus ou moins « déguisés » ou associés de façon à accroître les possibilités d'adaptation.

III. Description de l'ensemble antenne/ coupleur utilisé

Nous avons choisi l'antenne Marconi parce qu'elle donne sans grands moyens la possibilité de trafiquer sur toutes les bandes décadiques.

La topographie du « jardinet » de l'auteur, et le souhait de « tenter le D.X. » ont fait choisir l'antenne verticale.

Le pylône des antennes V.H.F. a été utilisé comme point d'ancrage supérieur. La longueur de fil « sortie » permet d'obtenir sur 14, 21, 28 MHz un gain non négligeable. Nous décrivons successivement le coupleur et l'antenne

1) le coupleur : (voir photographies 1, 2 et 3)

Le schéma de notre réalisation est donné par la figure 7. L'ensemble du coupleur a été réalisé à partir de pièces détachées de provenance « surplus ». Les familiers reconnaîtront les composants des T.v. (Tuning Units) de B.C. ... (Tu5B et Tu7 plus

précisément). Ces tiroirs que l'on trouve malheureusement de plus en plus difficilement, constituent une mine de matériel pour l'amateur : selfs sur stéatite, C.V. contacteurs, variomètres, bornes, condensateurs mica à fort isolement, selfs de choc, colonnettes isolantes, flectors stéatite, démultiplicateurs, etc... Tout, même le coffret, est utilisable !

L'analyse du schéma montre que selon la position de SW₂, le circuit se présente comme un circuit oscillant parallèle ou un circuit oscillant série. (positions S et P de SW₂). S.W.₂ possède par ailleurs deux positions supplémentaires (S+ et P+) permettant de mettre en parallèle sur CV₁ un condensateur au mica de 100 pf ce qui accroît les possibilités de réglage.

L'attaque de l'émetteur se fait en E1 sur une prise de la self, sélectionnée par S W 1, ou en E2.

La valeur de la self L en circuit est ajustée grâce à S W 3. On remarquera sur le schéma de la **figure 7**, et surtout sur les diverses photographies, que L est constituée de trois selfs distinctes connectées en série et disposées orthogonalement afin de minimiser les pertes dans les « bouts morts » commutés, ce surtout pour les fréquences élevées. On remarquera également que la commutation de L par S W 3 se fait à partir du point chaud ; ce faisant, les prises sélectionnées par S W 1, pour les fréquences élevées (bandes 21 et 28 MHz) aboutissent directement à la masse, sans transiter par S W 3 (self parasite plus faible).

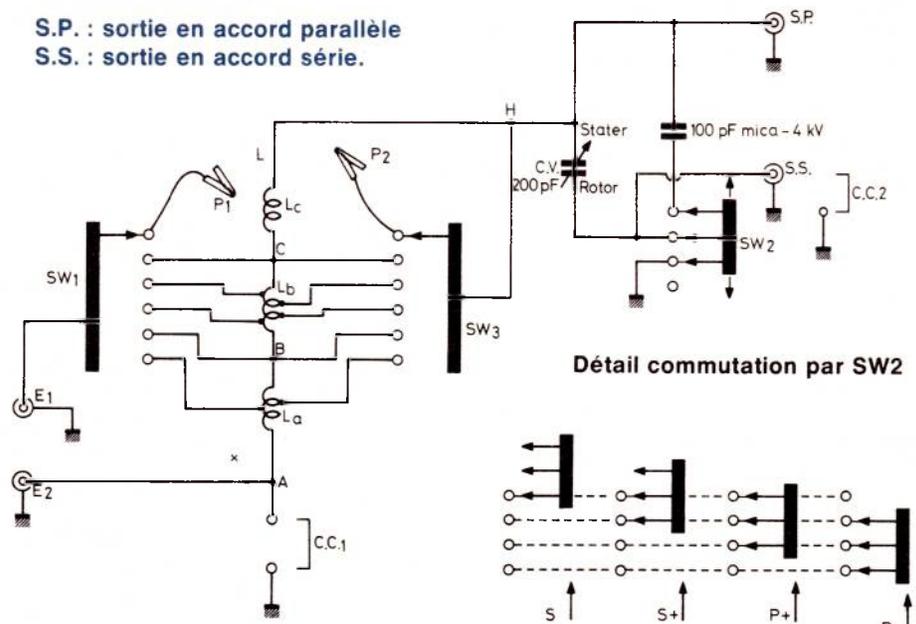
Le lecteur constatera que le retour à la masse de la self L se fait par l'intermédiaire d'un cavalier de court-circuit : CC1. Cette configuration permet l'adaptation d'impédance par un circuit en L (CC1 enlevé-attaque par l'émetteur en E2) ou en π (CC1 remplacé par un condensateur mica à fort isolement, monté dans une prise- attaque par l'émetteur en E2).

La **figure 8** donne un aperçu des possibilités de ce dispositif de commutation... ! L'avantage de ce coupleur est évident et réside donc dans sa quasi universalité !

Bien que le condensateur variable utilisé soit classique (pas de différentiel ou de « split-stator ») il doit être monté isolé de la masse et commandé par l'intermédiaire d'un « flector » isolant. C'est le seul point délicat de la réalisation. Comme tous les coupleurs de la **figure 6**, notre dispositif peut « adapter » à l'émetteur des antennes symétriques genre « Lévy » (attaquées par une ligne à ondes stationnaires) moyennant l'adjonction d'un symétriseur que nous décrivons à la fin de notre article.

Les prises de la self (S W 1 et S W 3) ont été déterminées expérimentalement compte tenu de la longueur du fil servant d'antenne, ce pour chaque bande de travail (voir chapitre « réglages »)

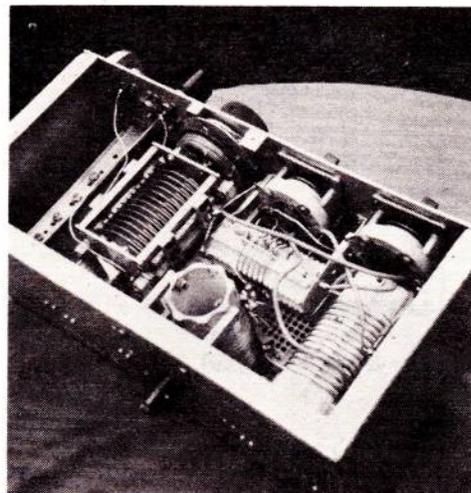
S.P. : sortie en accord parallèle
S.S. : sortie en accord série.



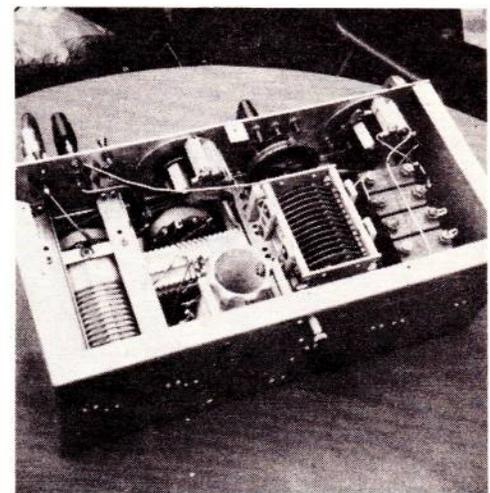
La : mandrin stéatite. Bobinage \varnothing 35 mm. Longueur 35 mm. 6 tours de fil 10/10 mm
Lb : mandrin stéatite. Bobinage \varnothing 50 mm. Longueur 70 mm. 13 tours de fil 25/10 mm
Lc : mandrin stéatite. Bobinage \varnothing 50 mm. Longueur 70 mm. 32 tours de fil 10/10 mm.

Bande	P 1	P 2	S W 2
3,5	Prise au point B	Prise au point C	P et P+
7	Prise au point B	Prise au point B	P+
14	Sur La à 0,5 tour de A	Sur La à 3 tours de A	P
21	Sur La à 1 tour de A	Sur La à 1 tour de A	P
28	Au point A ou env. selon selfs parasites du câblage	Sur La à 1 tour de A	P

Figure 7 : Schéma détaillé du coupleur réalisé.



Dessus



Dessous

Phot. 2 et 3 : Vues internes du coupleur.

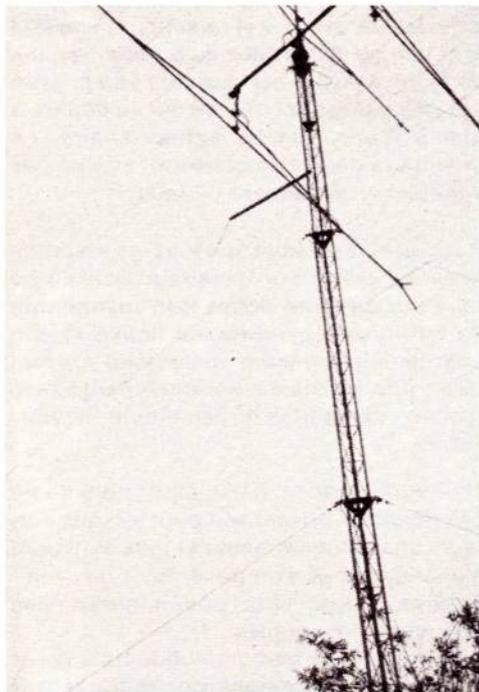
Une position de SW₁ et SW₃ (voir **figure 7**) est réservée au trafic « portable ». Les plots correspondant de SW₁ et SW₃ aboutissent à de courts fils volants équipés de pinces-crocodile. Il est ainsi possible en « portable » (vacances par exemple... !) qu'elle que soit la longueur de fil utilisée comme antenne, de trouver une adaptation correcte sans modifier les réglages retenus pour la station fixe.

2) L'antenne

L'auteur étant au départ plutôt amateur de V.H.F. a installé dans son jardinet un pylône portant les antennes V.H.F. Le manque de place pour « tourner » une beam décamétrique sans surplomber les propriétés voisines, la légèreté du pylône déjà bien chargé ont fait choisir une antenne filaire verticale (ou presque !) (voir **photographie n° 4**)

Une potence isolante en tube plastique a donc été installée au sommet du pylône et permet de dégager l'antenne Marconi du voisinage du pylône et des haubans (dégagement insuffisant mais, on fait ce que l'on peut !)

Cet arrangement permet de « sortir » environ 9 m de fil actif (non compris les chaînes d'isolateurs) entre le mât et la fenêtre d'une pièce située au 1^{er} étage de l'habitation et où se trouve la station. Le coupleur d'antenne est installé sur l'appui de la fenêtre et la liaison à la table de trafic se fait en câble coaxial.



Phot. 4 : Le pylône V.H.F. et le point de départ de l'antenne décamétrique.

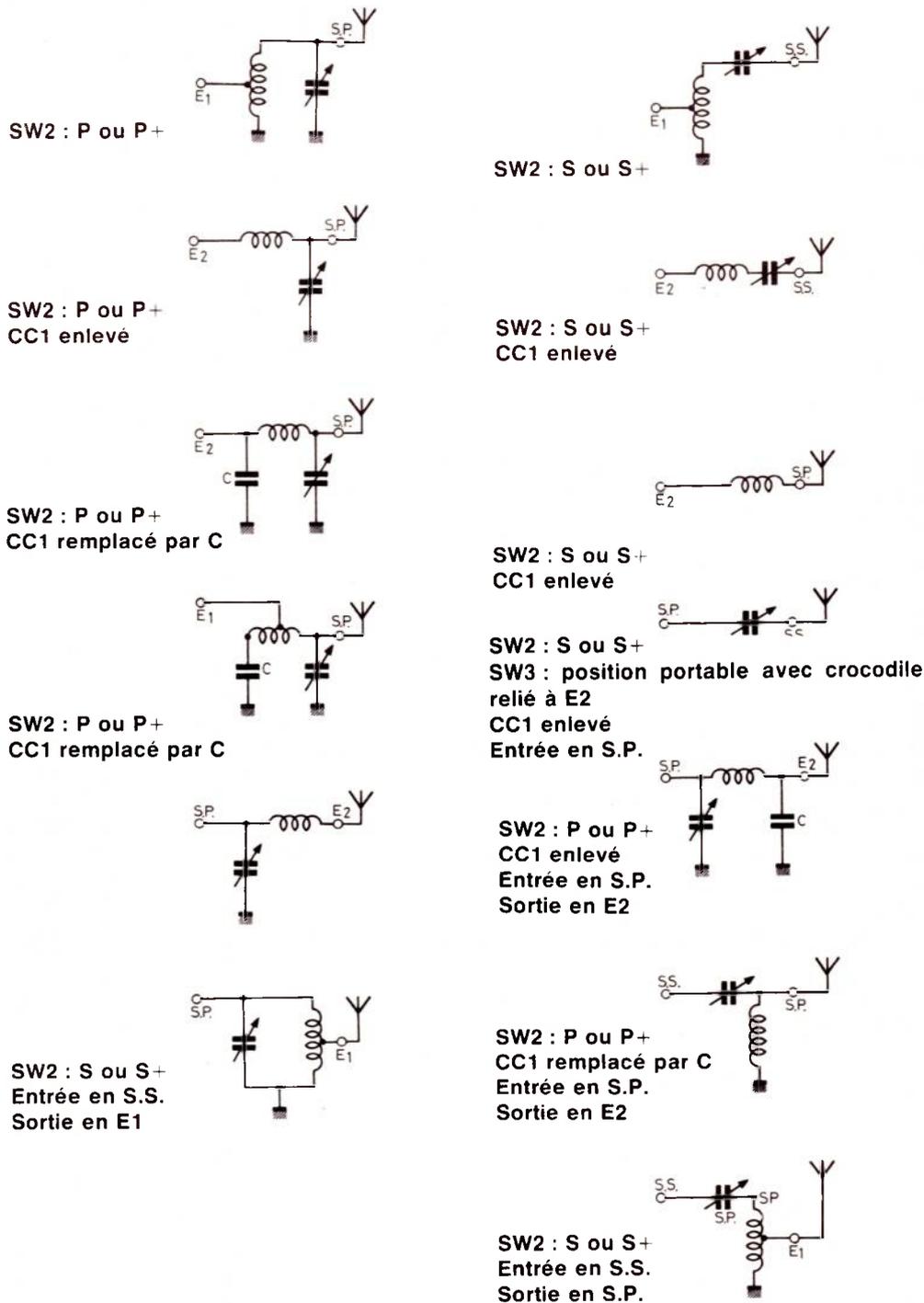


Figure 8 : Un exemple des possibilités du coupleur... (il en manque certainement !)

Les « radiants » partent à l'horizontale en direction du mât. Les radiants 40 m et 80 m sont repliés vu l'impossibilité de les faire entrer en ligne droite dans le jardinet.. ! (voir **photographie 4** et schéma de la **figure 9**). Les longueurs des radiants sont données par le tableau de la **figure 10** ; on veillera à l'isolement correct des extrémités des fils.

Malgré le faible dégagement, les résultats sont surprenants vu le peu de moyens mis en œuvre : lors du premier essai après avoir réalisé en « volant » l'accord sur 21 MHz, premier appel, QSO PY3BHB (Sud du Brésil) qui nous passa un report de 56 (à l'émission de notre côté : TS520). Notre surprise fut grande... ! Nous avons appelé dans le « pile up » sans grand espoir !

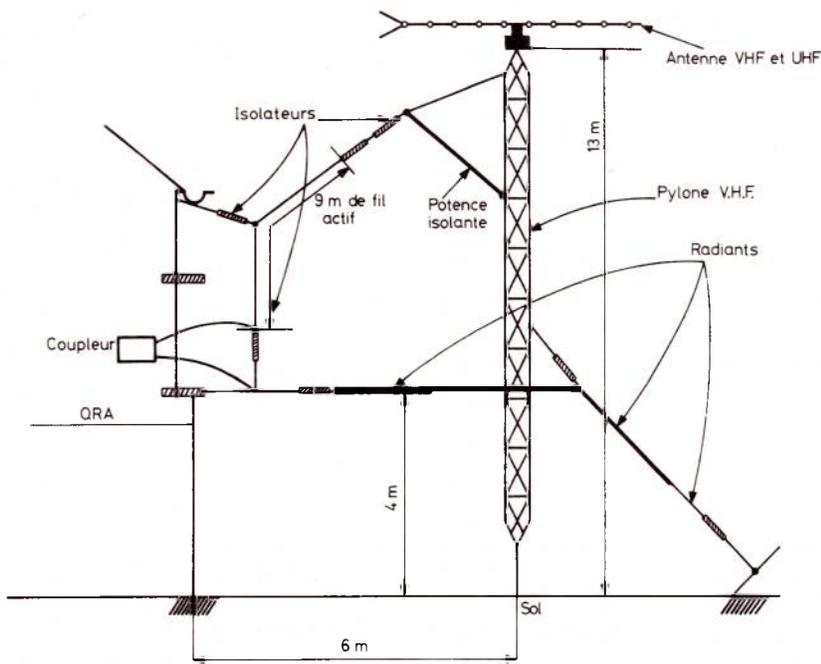


Figure 9 : Réalisation de l'antenne Marconi de l'auteur.

Bande	Longueur radiant
80 m	19,3 m
40 m	10 m
20 m	5,3 m
15 m	3,3 m
10 m	2 m



Figure 10 : Longueur des éléments du radiant et réalisation : les 4 fils pour 40, 20, 15, 10 m sont supportés par le radiant 80 m. Les 5 fils sont reliés ensemble à la masse du coupleur.

Les résultats sont tout à fait comparables à ceux fournis par une verticale $\lambda/4$ et certainement supérieur à ceux fournis par une verticale multibande bien connue utilisée par l'auteur en d'autres circonstances.

IV. Réalisation et réglages

1) réalisation du coupleur

Comme nous l'avons déjà signalé, l'auteur a utilisé pour sa réalisation essentiellement des éléments de « surplus ». Pour des raisons d'encombrement et de disponibilité, l'auteur a utilisé pour C.V. 2 condensateurs variables de 10/100 pf montés en parallèle et dont les rotors de poulies et de câbles (voir **photographie 2 et 3**) chacun pourra réaliser cette partie en tenant compte de ses moyens mécaniques et surtout du matériel disponible. Compte tenu des positions P+ et S+ de SW₂, la course utile de CV est donc de l'ordre de 25 pf/300 pf ce qui est très suffisant. SW₁ et SW₃ sont des commutateurs stéatite 1 circuit 6 positions.

SW₂ est un commutateur à galette de court-circuit. Cette galette est constituée en fait de 4 doigts de contact dont l'un a été relevé afin de répondre aux exigences de notre circuit.

Les deux CV couplés sont commandés par un démultiplicateur epicycloïdal, à friction dans les T.U. déjà cités.

Comme il est de règle générale en H.F., le câblage aura intérêt à être le plus court possible. Les prises de masse au châssis seront de bonne qualité (interposition de rondelles « éventail » sur les boulons). On notera sur les photographies de la réalisation de l'auteur que les trois bobines constituant la self L sont disposées dans des directions orthogonales, la self La étant la plus près des commutateurs (self utilisée sur les fréquences élevées d'où nécessité de longueurs de fil minimales) **Quelques instants de réflexion devant les composants réunis, une bonne implantation au départ impliquant des connexions courtes sont un gage de succès.** Rien ne doit être négligé ; il faut construire du sérieux ! Les photographies de la réalisation de l'auteur seront sur ce point assez éloquents, nous l'espérons.

2) réglages de l'ensemble

Pour une longueur de fil de l'ordre de 9 m (cas de l'antenne de l'auteur), le coupleur fonctionne toujours en accord parallèle (SW₂ en position P ou P+, CC1 en place, attaque en E1, sortie en SP) Le mode « série » n'a du être utilisé qu'en « portable » sur des antennes courtes. Les positions des prises données **figure 7** ne sont qu'indicatives et devront bien sûr être adaptées par chaque réalisateur en fonction des caractéristiques précises de l'antenne employée. Elles consistent néanmoins de bonnes bases de départ. (Ces prises sont données pour une impédance d'entrée du coupleur de 75Ω)

On commencera à régler le coupleur pour les bandes les plus basses employées (3,5 ou 7 MHz selon le cas). En effet, les éléments parasites (selfs et capacités) introduits par les connexions des commutateurs ne manqueraient pas de modifier les réglages pour les fréquences élevées s'ils étaient d'abord réalisés.

On intercalera un T.O.S. mètre entre l'émetteur et le coupleur. (voir **figure 4**) On connectera antenne et radiants. On ne fera fonctionner l'émetteur qu'à faible régime de façon à ne pas surcharger l'état final en cas de mauvais accord (ce qui au départ, à moins d'une chance extraordinaire, ne manquera pas de se produire) et à ne pas « polluer » inutilement l'éther.

Rappelons à ce sujet que tous les essais de mise au point d'un émetteur doivent se faire sur **antenne fictive non rayonnante** (le terme est bien **antenne fictive** et non charge fictive comme on l'entend souvent dire : une résistance est une charge bien réelle... demandez à l'émetteur et vous verrez...)

Malheureusement, il est impossible de ne pas rayonner un tant soit peu lorsque l'on règle une antenne, même à l'aide d'un pont d'impédance et d'un générateur de bruit ! Faisons donc un effort pour minimiser ces rayonnements inutiles... ! On positionnera les commutateurs SW₁ et SW₃ sur les positions correspondant à l'utilisation en « portable » et l'on positionnera les pinces crocodiles selon les données de la **figure 7**. Par la manœuvre

de CV on cherchera à réduire au minimum la lecture du T.O.S. mètre (T.O.S. minimum et non tension réfléchie minimum... !) Si l'on ne parvient pas à obtenir ce minimum, on modifiera la position de la prise P₂ (voir **figure 7**) en conséquence, de façon à faire apparaître ce minimum approximativement au milieu de la course de C.V. A moins d'un coup de chance, ce minimum de T.O.S. sera supérieur à 1. Il faudra alors modifier la position de la prise P₁ et recommencer la recherche de la bonne prise P₂.

Si la valeur du minimum de T.O.S. obtenu est alors plus forte que dans le cas précédent, c'est que la position de P₁ a été modifiée dans le mauvais sens !... machine arrière... !

Tout ceci est en fait beaucoup plus long à écrire qu'à réaliser et ne prend que quelques instants... !

Une fois déterminées les prises P₁ et P₂ pour la bande la plus basse, on procède à leur câblage définitif sur S W₁ et S W₃, on vérifie à nouveau que cela marche et l'on passe à la bande immédiatement supérieure... !

L'auteur a ainsi pu régler son ensemble définitif antenne/coupleur, pour les 5 bandes décadiques, en moins de 1 h 30, en obtenant au point d'accord l'adaptation parfaite (T.O.S. : 1) entre l'émetteur et le coupleur.

La bande passante obtenue est très large et, sur 7, 14, 21, l'accord obtenu en milieu de bande est valable sur toute la bande (voir **figure 11**).

Sur 3, 5 et 28, il pourra être nécessaire de noter deux points d'accord en haut et en bas de bande (voir **figure 11**)

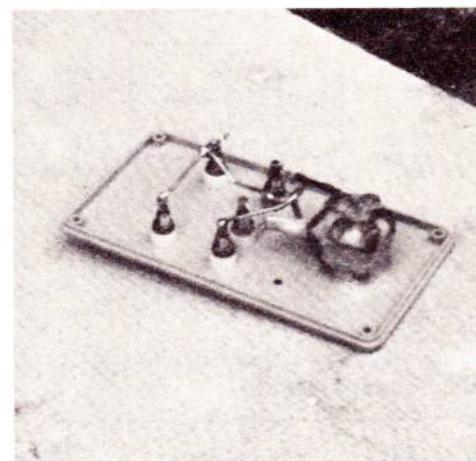
3) Difficultés éventuelles

Lors de l'élaboration de son coupleur, l'auteur a rencontré un problème imprévu : impossibilité d'obtenir l'accord de l'ensemble antenne/coupleur sur la bande 28 MHz, même avec CV au maximum. Ce problème était dû en fait à la self parasite de la connection du rotor de CV qui transite par S W₂ (accord série//parallèle) pour rejoindre la masse, dans la position « accord parallèle ».

Le câblage a donc été revu en conséquence : réalisé en plus gros fils, avec des connections plus courtes et, tout est rentré dans l'ordre.

Les O.M. rencontrant ce problème pourront également introduire un cavalier de court-circuit dans le socle « sortie série ».

(Dans le cas de l'accord parallèle, bien sûr). (Voir **photographie** de la face avant du coupleur et schéma de la **figure 7**.) Ce cavalier « court-circuité » au plus court la mise à la masse du rotor de C.V. par S W₂ et réduit la self parasite série introduite par le câblage. Ce faisant l'accord du coupleur est possible jusqu'à plus de 40 MHz. Dans une bonne réalisation, ce cavalier n'est pas utile.



Phot. 5 : Le transfo. large bande et ses prises d'entrée et de sortie.

V. Utilisation avec des antennes symétriques à descente symétrique

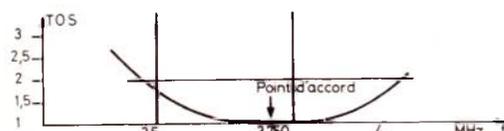
La réalisation mécanique du coupleur de l'auteur a été délibérément conçue au départ de façon à pouvoir ultérieurement modifier son câblage et utiliser une antenne symétrique genre Lévy rotative, Maria Malucca etc... (voir **photographies** : le condensateur variable est double, S W₂ est double (couplage mécanique des 2 sections par une bilette), le bloc de condensateurs d'appoint à mettre en parallèle sur C.V. est double etc...)

Néanmoins, le couplage du coupleur décrit à une antenne genre Lévy est possible sans compromis. Voyons comment :

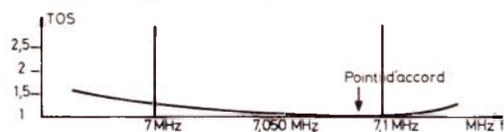
L'antenne Lévy est une antenne symétrique, certainement la plus symétrique qui soit par la nature du « feeder ». Son emploi, hormis les cas particuliers de longueur « 1/2 brin rayonnant + feeder », nécessite un coupleur permettant à l'émetteur « d'attaquer » sans problème le « feeder » à ondes stationnaires.

L'ensemble « antenne Lévy + feeder + coupleur » peut travailler pour peu que le coupleur s'y prête, sur n'importe quelle fréquence. La « Lévy » est une antenne attaquée en ondes stationnaires ; on comprend la nécessité d'un feeder symétrique : bien que siège d'ondes stationnaires, son rayonnement est nul, les deux fils le constituant étant parcourus par des courants égaux et opposés et les champs créés s'annulent.

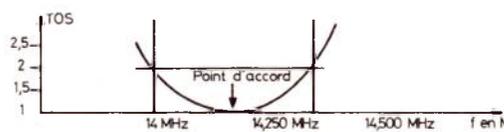
Le coupleur décrit, grâce à ses possibilités d'accord parallèle ou série, peut s'adapter à tous les cas de figure de l'antenne Lévy à condition de connecter l'antenne par l'intermédiaire d'un transformateur symétriseur à large bande (**figure 12**).



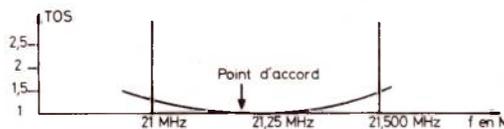
Bande 3,5 MHz. Accord sur 3,750 MHz
Bande passante pour T.O.S. : 2 : 600 kHz



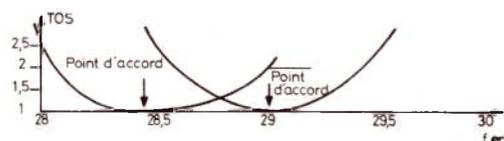
Bande 7 MHz
Accord sur 7,090 MHz



Bande 14 MHz
Accord sur 14,175 MHz
Bande passante pour T.O.S. : 2 : 350 kHz



Accord sur 21,2 MHz
Bande passante pour T.O.S. : 2 : 700 kHz



Bande 28 MHz
Accord sur 28,450 MHz et sur 29 MHz
Bande passante pour T.O.S. : 2 : 900 kHz

Figure 11 : Courbes des T.O.S. obtenus sur les 5 bandes décadiques en fonction des réglages choisis par l'auteur pour son trafic.

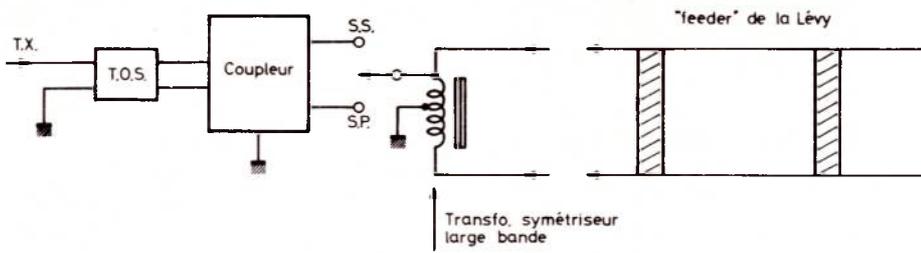
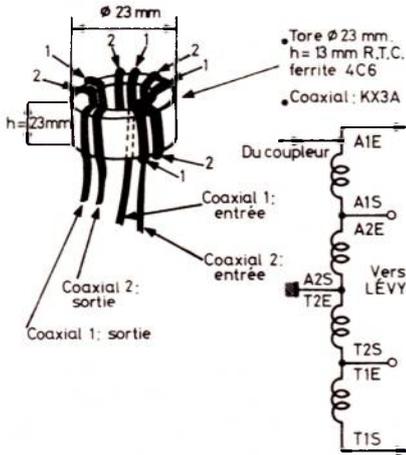


Figure 12 : Connection d'une Lévy au coupleur grâce à un transformateur symétriseur à large bande (balun)



- T1E : Tresse coaxial 1 Entrée
- A1E : Ame coaxial 1 Entrée
- T2E : Tresse coaxial 2 Entrée
- A2E : Ame coaxial 2 Entrée
- T1S : Tresse coaxial 1 Sortie
- A1S : Ame coaxial 1 Sortie
- T2S : Tresse coaxial 2 Sortie
- A2S : Ame coaxial 2 sortie

Figure 13 : Réalisation du transformateur large bande.

Vu les niveaux de puissance réglementaires en France, ce transformateur peut-être réalisé très simplement en utilisant 1 tore $\varnothing 23 \text{ mm} \times h = 13 \text{ mm}$ de ferrite 4C6 (R.T.C.) (couleur violet) (2 tores $23 \times 6,5$ superposés font très bien l'affaire) sur lequel on bobine, après isolement correct du noyau par de la bande plastique adhésive, 2 fois 5 tours de câble coaxial 50Ω type KX3A qui sont alors connectés comme l'indique la figure 13. (bobinage 2 fils en main). La procédure de mise au point du coupleur est la même que l'antenne long-fil.

Conclusion

Nous espérons avoir apporté à nombre d'O.M. manquant de place un exemple de solution au problème de l'aérien multi-bande. On peut mieux faire c'est sûr ! mais pour un coût aussi modique, c'est difficile. L'antenne verticale Marconi est une antenne très valable pour peu qu'elle soit correctement accordée et couplée à l'émetteur. Son emploi correct suppose la réalisation d'une excellente prise de terre et d'un système de radiants. Insistons,

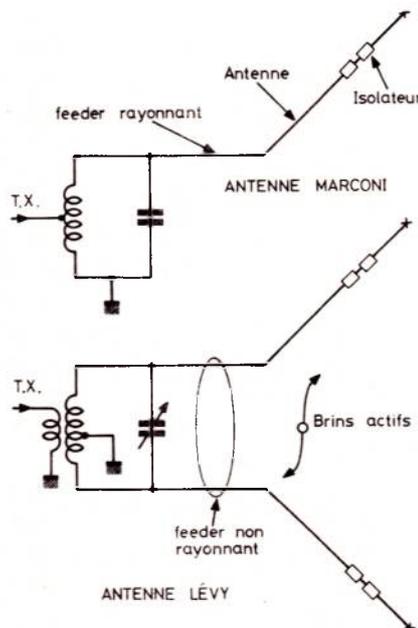


Figure 14 : Comparaison Marconi-Lévy

pour conclure, sur le fait que l'antenne « **ground plane** » multibande ou non, l'antenne mobile classique ne sont que des **cas particuliers de l'antenne Marconi** qui, par un choix judicieux de longueurs électriques du brin rayonnant et par l'existence d'un plan de masse artificiel, permettent de s'affranchir du **coupleur** pour réaliser l'accord. Le problème de l'adaptation d'impédance subsiste d'ailleurs parfois ! (antennes mobiles **accordées** mais non **adaptées** qui travaillent, si l'émetteur y consent, avec T.O.S. de 3 !).

Les possibilités d'utilisation du coupleur décrit sur une antenne Lévy n'étaient pas en dehors de nos propos : une Lévy rotative, de $2 \times 4 \text{ m}$ par exemple, permet un trafic multibande, en profitant d'une certaine directivité. Et puis, vu le mode d'attaque, on peut considérer la Lévy comme 2 antennes Marconi attaquées en opposition de phase, et disposées de façon à annuler le rayonnement d'une partie commune que l'on peut alors baptiser « feeder »... ! (voir figure 14)

L'auteur se tient à la disposition des lecteurs pour leur apporter toute précision complémentaire.

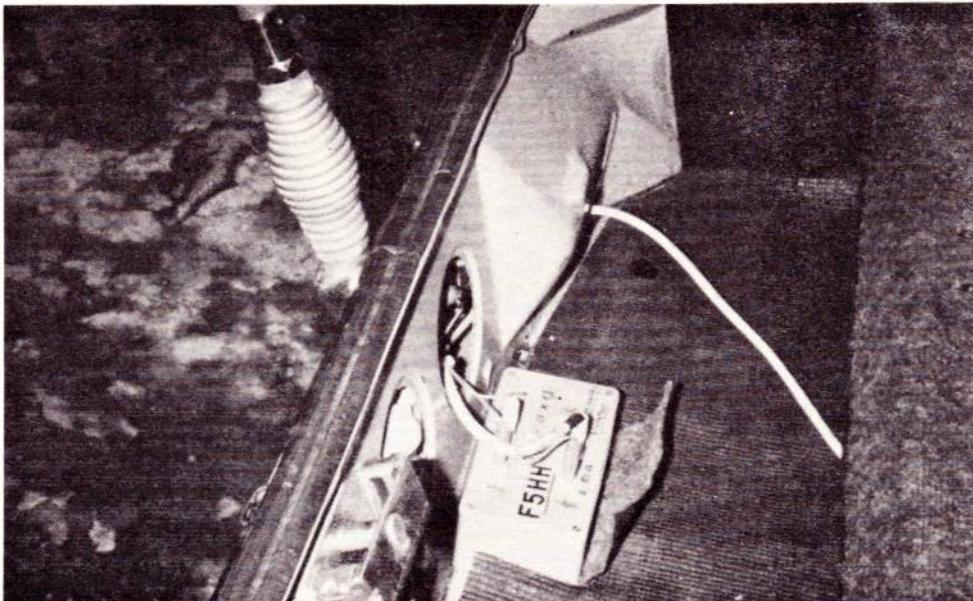
Additif :

Pour répondre aux nombreuses demandes qui m'ont été formulées sur l'air, je profite de l'occasion offerte pour la description ci-dessus pour décrire l'utilisation faite en trafic mobile du transformateur de la figure 13.

Z TX	50 Ω	75 Ω
A1E	50 Ω	75 Ω
A1S	28 Ω	42 Ω
A2E	12,5 Ω	18,8 Ω
A2S	3,12 Ω	4,7 Ω
T2E		
T2S		
T1E		
T1S		

Charge adaptée

Figure 15 : Si la sortie du T.X. se fait en 75 ohms, on peut brancher en A une charge de 4,7 ohms.



Phot. 6 : L'installation du transformateur dans le coffre du véhicule.

Mon antenne mobile, correctement installée et accordée, présente une impédance à la base de l'ordre de 20Ω sur 3,5, 7 et 14 MHz et de l'ordre de $35/40\Omega$ sur 21 et 28 MHz d'où T.O.S. respectivement de l'ordre de 4 et 2 pour une impédance de sortie de l'émetteur de l'ordre de 75Ω (emploi de

coaxial 75Ω) Ceci n'a en général aucune importance. Le coaxial de liaison émetteur antenne est court et les pertes que le T.O.S. élevé y provoque sont tout à fait négligeables. La plupart des émetteurs à étage de sortie à tube acceptent sans problème de travailler avec un T.O.S. de 4 moyennant le

réglage du π de sortie.

Mais (car il y a un MAIS... !) le problème se complique lorsque l'on utilise des équipements transistorisés à P.A. large bande, suivi ou non d'un filtre passe bas.

Ces étages et ces filtres sont en effet conçus pour être chargés par une impédance déterminée (en général 50Ω ou 75Ω) et s'il en est autrement, même en l'absence de terme réactif (antenne accordée), rien ne va plus et l'émetteur ne veut plus rien « sortir »... !

Le transformateur de la **figure 13**, monté selon les indications de la **figure 15** offre alors une solution simple, apériodique et de rendement remarquable.

Dans le cas particulier de l'auteur, la prise C est utilisée pour le branchement de l'antenne sur 21 et 28 MHz et la prise B pour le 3,5, 7 et 14 MHz.

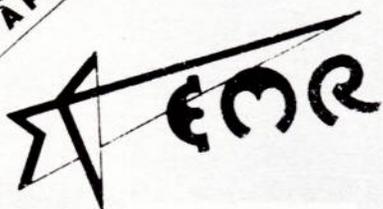
Les résultats sont excellents et les T.O.S. très proches de 1. Les deux **photographies 5 et 6** donnent une idée de la réalisation de l'auteur.

Bon trafic mobile !

D.Heyden
F5HH

NOUVEAU
À PARIS

un FORUM MICRO-INFORMATIQUE



- Des ingénieurs pour résoudre vos problèmes de matériel et de logiciel ;
- Des produits adaptés à vos besoins (micro-ordinateurs, périphériques...)
- Un service documentation
- Des calculateurs en libre-service ;
- Des cours d'initiation ; des journées à thème.

185 avenue de Choisy
75013 PARIS. Tél. 581-51-21

l'électronique: un métier d'avenir

Votre avenir est une question de choix : vous pouvez vous contenter de "gagner votre vie" ou bien décider de réussir votre carrière.

Eurelec vous donne les moyens de cette réussite. En travaillant chez vous, à votre rythme, sans quitter votre emploi actuel. Eurelec, c'est un enseignement concret, vivant, basé sur la pratique. Des cours facilement assimilables, adaptés, progressifs, d'un niveau équivalent à celui du C.A.P. Un professeur unique qui vous suit, vous conseille, vous épaula, du début à la fin de votre cours.

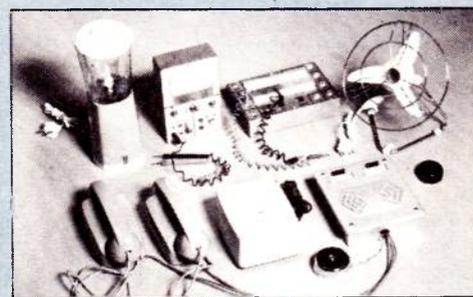
Très important : avec les cours, vous recevez chez vous tout le matériel nécessaire aux travaux pratiques. Votre cours achevé, il reste votre propriété et constitue un véritable laboratoire de technicien. Stage de fin d'études : à la fin de votre cours, vous pouvez effectuer un stage de perfectionnement gratuit de 15 jours, dans les laboratoires EURELEC, à Dijon.



Electronique



Electronique industrielle



Electrotechnique

Débouchés : radio-électricité, montages et maquettes électroniques, T.V. noir et blanc, T.V. couleur (on manque de techniciens dépanneurs), transistors, mesures électroniques, etc.
Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété.

Elle offre au technicien spécialisé un vaste champ d'activité : régulation, contrôles automatiques, asservissements dans des secteurs industriels de plus en plus nombreux et variés.
Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété.

Les applications industrielles et domestiques de l'électricité offrent un large éventail de débouchés : générateurs et centrales électriques, industrie des micromoteurs, électricité automobile, électroménager, etc.
Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété.

Cette offre vous est destinée : lisez-la attentivement

Pour vous permettre d'avoir une idée réelle sur la qualité de l'enseignement et du nombreux matériel fourni, EURELEC vous offre d'examiner CHEZ VOUS — gratuitement et sans engagement — le premier envoi du cours que vous désirez suivre (ensemble de leçons théoriques et pratiques, ainsi que le matériel correspondant aux exercices pratiques).

Il ne s'agit pas d'un contrat. Vous demeurez entièrement libre de nous retourner cet envoi dans les délais fixés. Si vous le conservez, vous suivrez votre cours en gardant toujours la possibilité de modifier le rythme d'expédition, ou bien d'arrêter les envois. Aucune indemnité ne vous sera demandée. Complétez le bon ci-après et **présentez-le au Centre Régional EURELEC le plus proche de votre domicile** ou postez-le aujourd'hui même.



eurelec
institut privé
d'enseignement
à distance
21000 DIJON

CENTRES REGIONAUX

21000 DIJON (Siège Social)
Rue Fernand-Holweck
Tél. : 30.12.00

59000 LILLE
78/80, rue Léon-Gambetta
Tél. : 57.09.68

13007 MARSEILLE
104, boulevard de la Corderie
Tél. : 54.38.07

75011 PARIS
116, rue J.P.-Timbaud
Tél. : 355.28.30/31

69002 LYON
23, rue Thomassin
Tél. : 37.03.13

68000 MULHOUSE
10, rue du Couvent
Tél. : 45.10.04

INSTITUTS ASSOCIES

BENELUX
230, rue de Brabant
1030 BRUXELLES

ST-DENIS DE LA REUNION
134, rue du Mal-Leclerc
LA REUNION

TUNISIE
21 ter, rue Charles-de-Gaulle
TUNIS

SUISSE
5, route des Acacias
1211 GENEVE 24

COTE D'IVOIRE
23, rue des Selliers
(près Ecole Oisillons)
B.P. 7069 - ABIDJAN

MAROC
6, avenue du 2-Mars
CASABLANCA

bon d'examen gratuit

JE SOUSSIGNÉ :

NOM : _____ PRÉNOM : _____

DOMICILIÉ : RUE _____ N° _____

VILLE : _____ CODE POST. : _____

désire examiner, à l'adresse ci-dessus, pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier envoi de leçons et matériel du cours de :

• Si je ne suis pas intéressé je vous le renverrai dans son emballage d'origine et je ne vous devrai rien.

• Si au contraire, je désire le garder, vous m'enverrez le solde du cours, à raison d'un envoi chaque mois, soit :

Bon à adresser à Eurelec - 21000 Dijon

Cours de :

RADIO-STÉRÉO A TRANSISTORS
25 envois de 206 F + 15 F (frais d'envoi).

ÉLECTROTECHNIQUE
17 envois de 170 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 85 F + 15 F (frais d'envoi).

ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE
23 envois de 204 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 102 F + 15 F (frais d'envoi).

que je vous réglerai contre remboursement (ajouter 7 F de taxe des P.T.T.).

Dans ce cas, je reste libre de modifier le mode et le rythme d'expédition, ou bien d'arrêter les envois par simple lettre d'annulation et je ne vous devrai rien.

Date et signature
(pour les enfants mineurs signature du représentant légal).



TOUTE L'ELECTRONIQUE DE LOISIRS :

RADIO
TELEVISION
HAUTE-FIDELITE
SON, VIDEO
AUDIOVISUEL
KITS, REALISATIONS
PHOTO, CINEMA
Etc...
Etc...



LE 15 DU MOIS
CHEZ VOTRE MARCHAND DE JOURNAUX

La **Bible**
DE L'AMATEUR
ET DU
PROFESSIONNEL

NOUVEAU

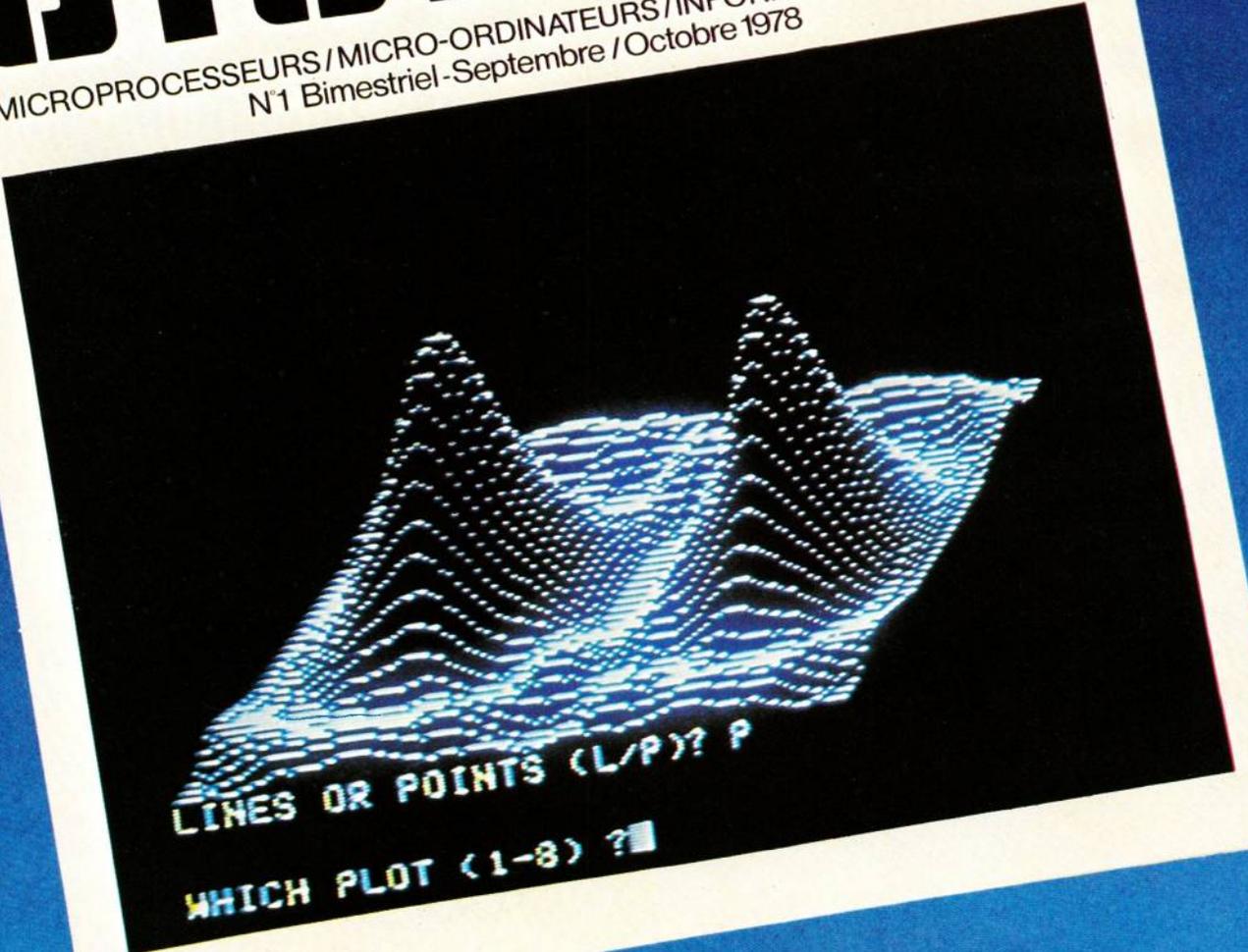
MICRO

SYSTEMES



MICROPROCESSEURS / MICRO-ORDINATEURS / INFORMATIQUE APPLIQUÉE
N°1 Bimestriel - Septembre / Octobre 1978

10F



LINES OR POINTS (L/P)? P

WHICH PLOT (1-8) ? ■

"A QUOI SERT LE PROGRÈS S'IL NE PROFITE PAS A TOUT LE MONDE ?"

Les Microprocesseurs :
un incontestable progrès

MICRO-SYSTÈMES

vous aidera à maîtriser cette technique

En 1970, sous l'impulsion de M.E. Hoff, la jeune société Intel lançait la fabrication d'une logique modifiable par programme : le premier microprocesseur 4004 était né.

Depuis la presse s'est faite largement l'écho de la fantastique révolution technique que constitue le développement des microprocesseurs.

S'il est certain que chacun d'entre nous se trouve concerné par ce phénomène nouveau issu directement du progrès technologique, il ne s'agira d'un véritable progrès que dans la mesure où il sera offert à tous la possibilité d'aborder avec un minimum de connaissances ce domaine à peine exploré de l'électronique programmée.

Pour y parvenir, il ne manquait plus qu'une revue qui soit le lieu de rendez-vous de tous ceux qui, comme vous, ont décidé d'affirmer leur dynamisme en prenant une part active dans cette technique d'avant-garde.

Forts d'une longue expérience de leader dans la presse technique, nous avons décidé d'éditer pour la première fois en France une revue consacrée aux microprocesseurs, micro-ordinateurs et à l'informatique appliquée.

Carrefour entre l'électronique et l'informatique "MICRO-SYSTÈMES" est destiné à rassembler l'ensemble des amateurs et professionnels qui souhaitent accéder à la réalisation et à la programmation de leur propre micro-ordinateur, dans le cadre de leurs loisirs ou dans celui de leur entreprise.

Dans "MICRO-SYSTÈMES," ce sont les spécialistes eux-mêmes qui écrivent : qu'il s'agisse de la rubrique Initiation, Réalisations Pratiques ou Jeux sur Micro-Ordinateur..., vous trouverez pour chaque article la signature d'un nom prestigieux du monde de la micro-informatique.



15, rue de la Paix, 75002 Paris. Tél. : 296.46.97.

Le 8 Septembre Numéro 1 - Bimestriel - 10 F Septembre/Octobre 1978

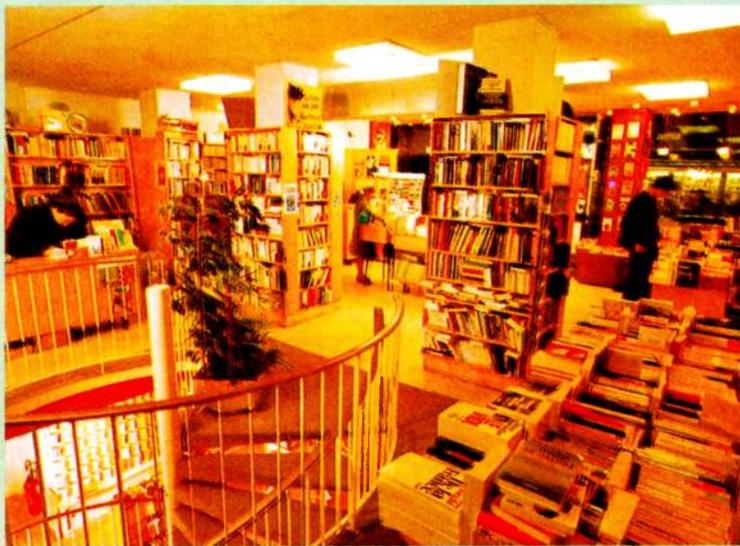
Librairie parisienne de la radio



**TOUS
LES LIVRES**

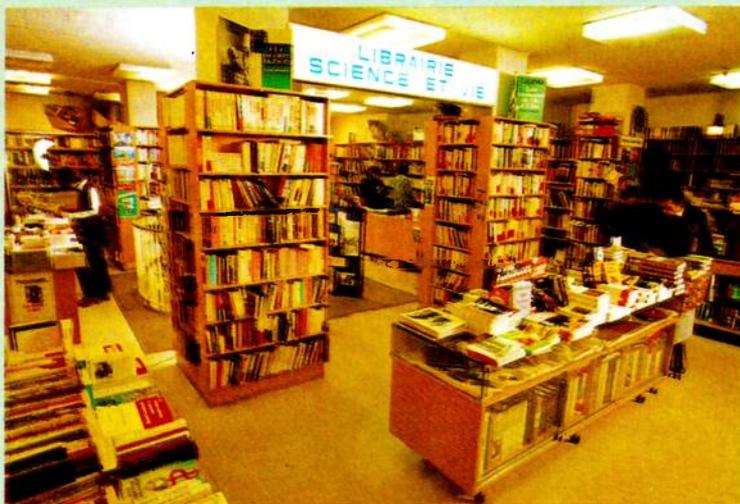
- ROMANS
- ESSAIS
- VOYAGES
- ÉCOLOGIE
- JEUNESSE
- CULTURE GÉNÉRALE

**RAYON SPÉCIAL
OUVRAGES
TECHNIQUES**



**LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, RUE DE DUNKERQUE - 75010 PARIS
TÉL : 878.09.94/95**

EXPÉDITIONS PROVINCE ET ÉTRANGER : TÉLÉPHONE 878.09.93



Presse technique étrangère

Tachymètre électronique et indicateur de rapport cyclique

L'appareil proposé utilise un CI du type TCA 965. Il a été décrit dans **Components report** 2/78 de mai 1978 par **David Anderson et Ulrich Lachmann**.

On sait que le TCA 965 est un discriminateur à fenêtre. Dans l'appareil considéré, il est monté comme multivibrateur monostable et peut être utilisé dans de nombreuses applications, comme celle indiquée plus haut.

Dans un TCA 965 on trouve deux comparateurs de précision, avec un trigger et commande de niveau extérieure et quatre sorties indépendantes, correspondant aux positions suivantes de la fenêtre : au-dessus, intérieur, au-dessus, extérieur.

Ce CI produit un signal de référence $U_{ref} = 3\text{ V}$ environ à la broche 5 et, $2 U_{ref}$ à la broche 10, avec des courants de charge de $0,5\ \mu\text{A}$ et $10\ \text{mA}$ respectivement.

A la **figure 1**, on donne le schéma du multivibrateur monostable. Le signal de trigger d'entrée U_E est appliqué à la broche 6 et le niveau de la commande est déterminé par la tension interne de référence, transmise à la broche 8 depuis la broche 5.

Le courant d'entrée est très faible, $15\ \text{nA}$ seulement. Lorsque le niveau d'entrée dépasse celui de l'action du trigger, la capacité C_1 se charge par l'intermédiaire de R_1 jusqu'à ce que la tension de trigger soit atteinte, le condensateur est rapidement déchargé par la broche de sortie 14.

Durant le cycle de charge la broche de sortie 3, fournit une impulsion positive dont la durée, (dite « largeur »), est proportionnelle à R_1 et C_1 . Cette durée est indépendante de la longueur de l'impulsion d'entrée.

La connexion entre les broches 12 et 13 permettant de garantir des largeurs d'impulsions constantes, même lorsque les impulsions d'entrée sont plus courtes que celles de sortie.

On donne $1\ \mu\text{s}$ comme minimum de largeur d'impulsion'

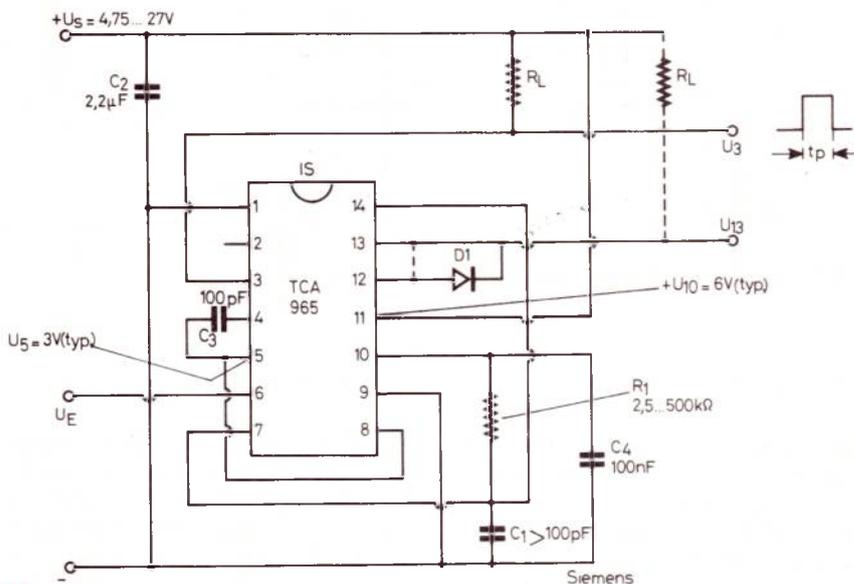


Figure 1

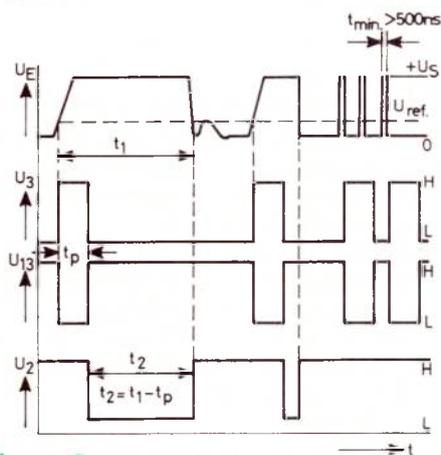


Figure 2

A la **figure 2** on montre les diverses formes d'impulsions. La diode peut être omise si l'on n'utilise pas la sortie 13.

En connectant tout simplement la sortie, à un instrument à bobine mobile, le multivibrateur monostable proposé devient un tachymètre électronique.

Les impulsions sont intégrées et la constante de temps mécanique de l'instrument permet une lecture linéaire proportionnelle à la fréquence.

Avec l'adjonction de quelques composants extérieurs, le dispositif sera utilisable dans les environnements parasités comme une automobile. Il pourra être aussi utilisé comme indicateur du rapport cyclique du rupteur à contact.

Caractéristiques particulières

Fonctionnement sur une gamme de 8 à 27 V.

Précision extrême.

Immunité élevée aux parasites.

Insensibilité aux variations de température.

Peut être utilisé comme indicateur de rapport cyclique.

Dans le montage de la **figure 1**, C_2 et C_3 sont des éliminateurs de parasites ; C_4 permet la compensation de l'amplificateur de la tension de référence. A des tensions supérieures à $+8\ \text{V}$; R_1 doit être connectée directement à $+U_S$ et la broche 5, à la broche 10.

On a $t_p = 0,75 R_1 C_1$, où t_p est la largeur de l'impulsion. Voir lignes pointillées.

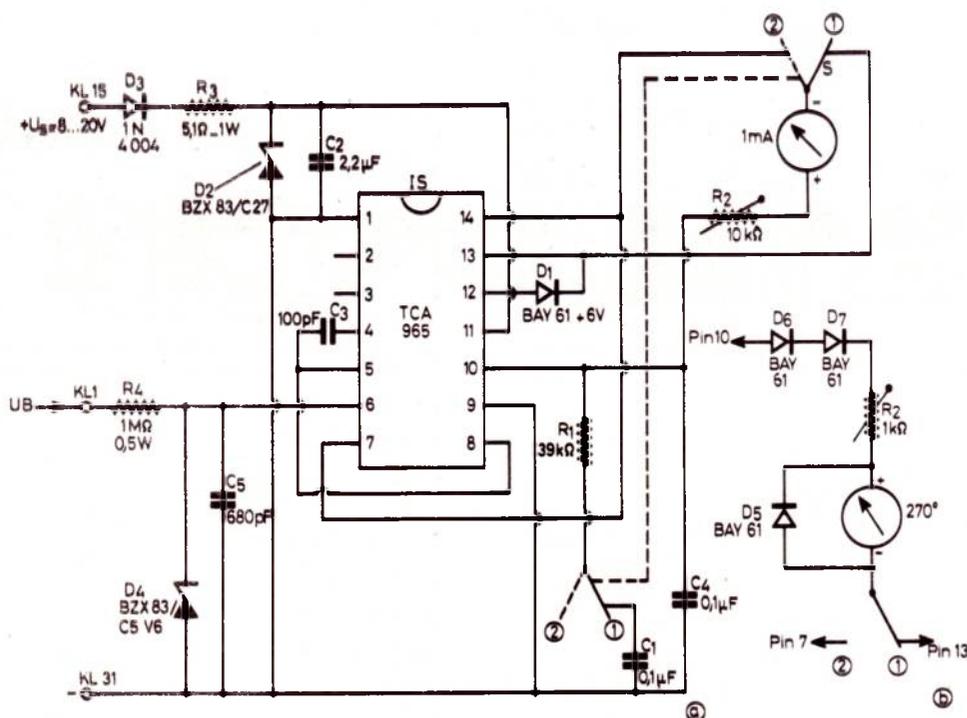


Figure 3

La figure 2 donne la réponse en fonction du temps des signaux du monostable. (monoflop). Les broches 13 et 12 sont reliées par l'intermédiaire de D1 comme indiqué à la figure précédente. Le minimum de largeur d'impulsion t_{\min} des signaux d'entrée est de 500 ns environ. La tension de référence U_{ref} est appliquée à la broche 8.

Montage complet

Le schéma de ce montage est à la figure 3a. Lorsque S est en position 1, le circuit fonctionne en tachymètre, comme indiqué précédemment. Les impulsions sont intégrées par le mouvement mécanique de l'indicateur, et si celui-ci est branché sur la tension stabilisée, la lecture est indépendante des faibles variations de la tension d'alimentation. Si S est en position 2, le montage fonctionne comme un simple trigger de Schmitt et devient un indicateur de rapport cyclique. Les composants d'entrée R4, D4, C5, limitent la tension de la bobine à 6 V approximativement. Pour le circuit proposé, on pourra utiliser l'échelle de l'instrument pour les deux fonctions mentionnées. Le galvanomètre doit être de 1 mA de déviation totale et l'échelle sera graduée de 0 à 8 000 tours par minutes. En position « rapport cyclique », la lecture 8 000 correspond à un rapport de 80 % (ou 0,8). Souvent en automobile, on utilise un instrument à échelle de 270°.

Dans le cas de l'emploi d'un instrument de ce genre, utiliser le montage de la figure 3b qui convient mieux. Les diodes D6 et D7 servent à la compensation de la constante de température relativement grande de l'instrument. D6 absorbe les pointes de tension, éventuelles.

Etalonnage

Pour le rapport cyclique, placer S en 2 et appliquer un train d'impulsions rectangulaires positives avec un rapport de 1/4 et une amplitude de 5 V, à D4. R2 doit être ajustée pour une lecture 8 000 de l'instrument. Pour le tachymètre, la largeur d'impulsion t_p est réglée avec R1 ou C1 de manière à ce que, si T est la période entre les impulsions successives, on ait : $t_p = 0,8$ c'est-à-dire 80 %, $n = 8 000$ tr/mn.

Par exemple, soit le cas d'un moteur à quatre cylindres à combustion interne. On a :

$$T = \frac{60}{2n} = \frac{60 \cdot 10^3}{2 \cdot 8000} = 3,75 \text{ ms}$$

$$\text{et } t_p = \frac{80}{100} \cdot 3,75 = 3 \text{ ms}$$

et, si $t_p = 0,75$ R1 C1 et C1 = 0,1 μF, il vient,

$$R_1 = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{0,75 \cdot 10^{-7}} = 40 000 \Omega = 40 \text{ k}\Omega$$

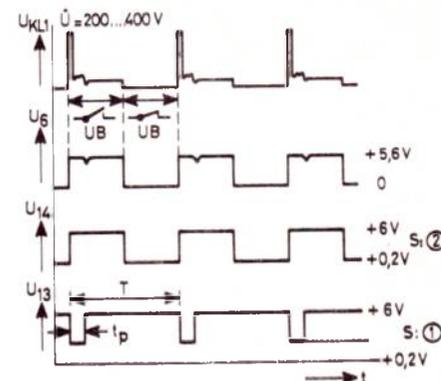


Figure 4

Suppression des parasites radio

Pour éliminer les parasites pouvant affecter la réception radio dans le voisinage, il sera nécessaire d'appliquer les conducteurs (entre les rupteurs et le tachymètre), le long des châssis du véhicule. Utiliser des conducteurs blindés avec blindage connecté au châssis en un seul endroit.

Eviter que la ligne soit en contact avec des pièces chauffées ou chaudes du moteur.

A la figure 4 on donne les formes de signaux en divers points du montage.

Sur les schémas, sont indiquées les valeurs des éléments dont voici la nomenclature détaillée :

C1 = C4 = capacité MKT, 0,1 μF 100 V continu,

C3 = céramique disque 100 pF 63 V continu,

C2 = MKT 2,2 μF 100 V continu,

C5 = céramique disque 680 pF 63 V continu,

R1 = résistance au carbone à couche, 39 kΩ 0,33 W ± 5 %,

R2 = ajustable 20 kΩ 0,2 W mouvement vertical,

R3 = carbone à couche, 5,1Ω, 1 W ± 2 %,

R4 = carbone à couche, 1 MΩ, 0,5 W ± 5 %,

S1 = commutateur deux pôles, deux directions.

Ce montage a été étudié dans les laboratoires Siemens avec des composants de cette marque.

Egaliseur graphique à 10 voies

A la figure 5 on donne le schéma d'un égaliseur graphique, proposé par M. Braccagni dans la revue italienne CQ Elletronica n° 135.

Ce montage est intéressant par le fait qu'il ne nécessite que deux CI, tandis que les filtres actifs sont réalisés avec des transistors NPN, Q₁ à Q₁₀ = BC 103.

Après l'entrée E et le condensateur C₁ de 470 nF, on trouve un préamplificateur CI-1 qui amplifie la totalité du signal reçu, avec contre-réaction établie par R₁ montée entre la sortie 6 et l'entrée inverseuse 2.

Le signal est appliqué à l'entrée non inverseuse 3.

A la sortie 6, on a connecté au BUS E, dix filtres comme celui indiqué dans le rectangle (1) pointillé. Les sorties des dix filtres se rejoignent sur le BUS S, relié à l'entrée inverseuse 2 de l'amplificateur de sortie réalisé avec CI-2. La contre-réaction est effectuée avec R₁₀ et l'entrée non inverseuse 3 est mise à la masse.

La sortie 6 de CI-2 transmet les signaux corrigés à la borne S de sortie de l'égaliseur en passant par C₄.

Remarquons aussi une contre-réaction réalisée entre la sortie BUS S des filtres et l'entrée inverseuse 2 de CI-1. Chaque filtre est constitué d'une partie passive dont les éléments qui déterminent la bande passante sont les condensateurs C et les résistances R ajustables.

Cette partie est suivie d'un amplificateur à transistor Q₁ du type BC 113, monté avec entrée sur la base et deux sorties, l'une sur le collecteur et l'autre sur l'émetteur.

A chaque sortie de Q₁, on trouve un condensateur de liaison de 10 μF (C₃, C₆) aboutissant sur un potentiomètre linéaire R₇ et 10 kΩ dont le curseur est relié au BUS S par une résistance R₈.

Les deux CI dont le type n'est pas indiqué, peuvent être des μA 741 qui correspondent aux points suivants du schéma :

entrée inverseuse 3
 entrée non inverseuse 2
 sortie 6
 alimentation + 7
 alimentation - 4

Les autres points ne seront pas connectés. Ce brochage est valable pour les 741 en boîtier cylindrique 8 fils.

Voici les valeurs de R et C. Elles dépendent de la fréquence médiane de chaque bande transmise par le filtre et se calculent à l'aide de la formule,

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot 1,41 RC}$$

ou

$$f = \frac{1}{8,86 RC}$$

On a choisi les fréquences suivantes : 32, 84, 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000, 8000 et 16 000.

Prendre C = 15 nF et les résistances R auront dans l'ordre les valeurs suivantes : 235 kΩ, 117 kΩ, 60 kΩ, 30 kΩ, 15 kΩ, 7,5 kΩ, 3,7 kΩ, 1,8 kΩ, 941 kΩ, 470 kΩ.

En réalité, les résistances R sont ajustables et doivent être réglées à des valeurs proches de celles indiquées. Par exemple pour R = 235 kΩ on pourra utiliser une ajustable de 500 kΩ.

Vérifions la formule pour f = 1000 Hz, par exemple : on a C = 15 nF et R = 7,5 kΩ. On trouve,

$$f = \frac{10^6}{8,86 \cdot 7,5 \cdot 15} = 1003 \text{ Hz.}$$

La mise au point consiste dans l'examen à l'oscilloscope de la courbe de réponse de chaque filtre, de manière à ce que l'on obtienne à la fois, la fréquence médiane et la largeur de bande requises. Ce travail ne doit pas être très facile car il y a plusieurs résistances ajustables à régler. Des appareils de mesure sont nécessaires.

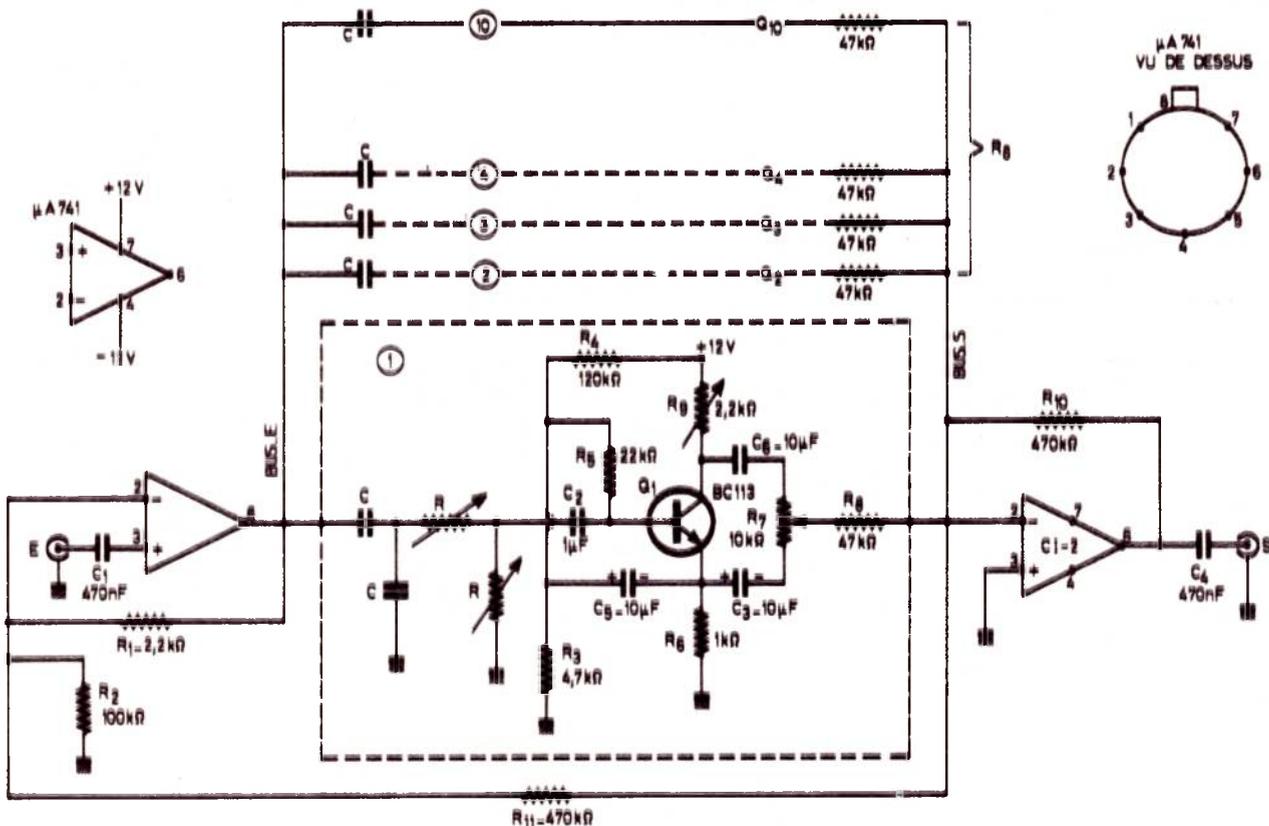


Figure 5

Générateur BF de tensions triangulaires et rectangulaires

Dans **Electronic Engineering** N° 607 de mai 1978, nous avons lu l'analyse d'un montage proposé par **Bucsy Gyorgy** de Budapest qui a retenu notre intérêt.

D'une manière courante, les générateurs de fonctions utilisent un intégrateur et un comparateur. La fréquence f du signal produit, détermine en premier lieu, la constante de temps T de l'intégrateur.

Pour produire des signaux à TBF, les intégrateurs inverseurs ne conviennent pas, car ces intégrateurs donnent des variations de tension de forme exponentielle.

On approche la linéarité si $1/T \ll f$. Cela se déduit de l'équation du gain en boucle fermée de l'intégrateur.

$$A_{CL} = \frac{A_v}{1 + sT} \quad (1)$$

(1)

dans laquelle :

A_{cl} = gain en boucle fermée,

A_v = gain de tension de l'amplificateur,

s = opérateur $j\omega$

T = constante de temps de la forme RC,

j = racine carrée de -1 .

La tension de sortie, fonction de temps est :

$$V_o(t) = V_o(t=0) A_v (1 - e^{-x}) \quad (2)$$

ou

$x = t/T$ et e = base des logarithmes népériens.

On peut augmenter T avec C élevé ou R élevé, cette résistance étant celle d'entrée d'un amplificateur opérationnel.

De cette manière, on disposera d'un intégrateur linéaire.

A la **figure 6** on donne le schéma de base d'un meilleur intégrateur produisant des signaux à TBF très linéaires et de forme triangulaire.

L'intégrateur est un simple RC passe-bas.

L'amplificateur sommateur produit une réaction positive, les deux sections étant non inverseuses. On commande le taux de réaction par la tension V_c appliquée à l'entrée inverseuse de l'élément représenté en bas de la figure.

La tension de sortie de l'intégrateur est :

$$V_1(s) = V_c/s RC \quad (3)$$

$$V_1(t) = V_i(t=0) + V_c RCt \quad (4)$$

Cette équation est applicable à un intégrateur idéal. Dans le montage pratique on utilise, pour la sommation, un CI à deux éléments amplificateurs opérationnels, comme indiqué à la **figure 7**.

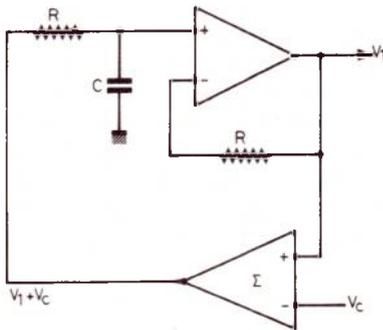


Figure 6

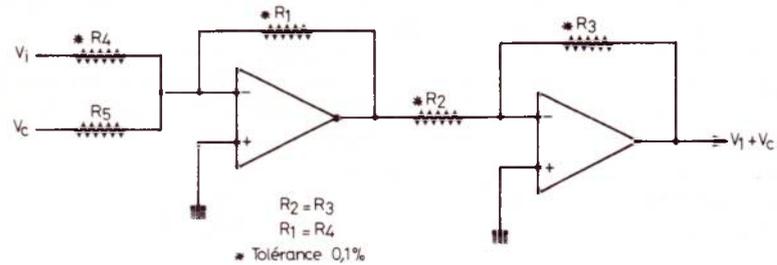


Figure 7

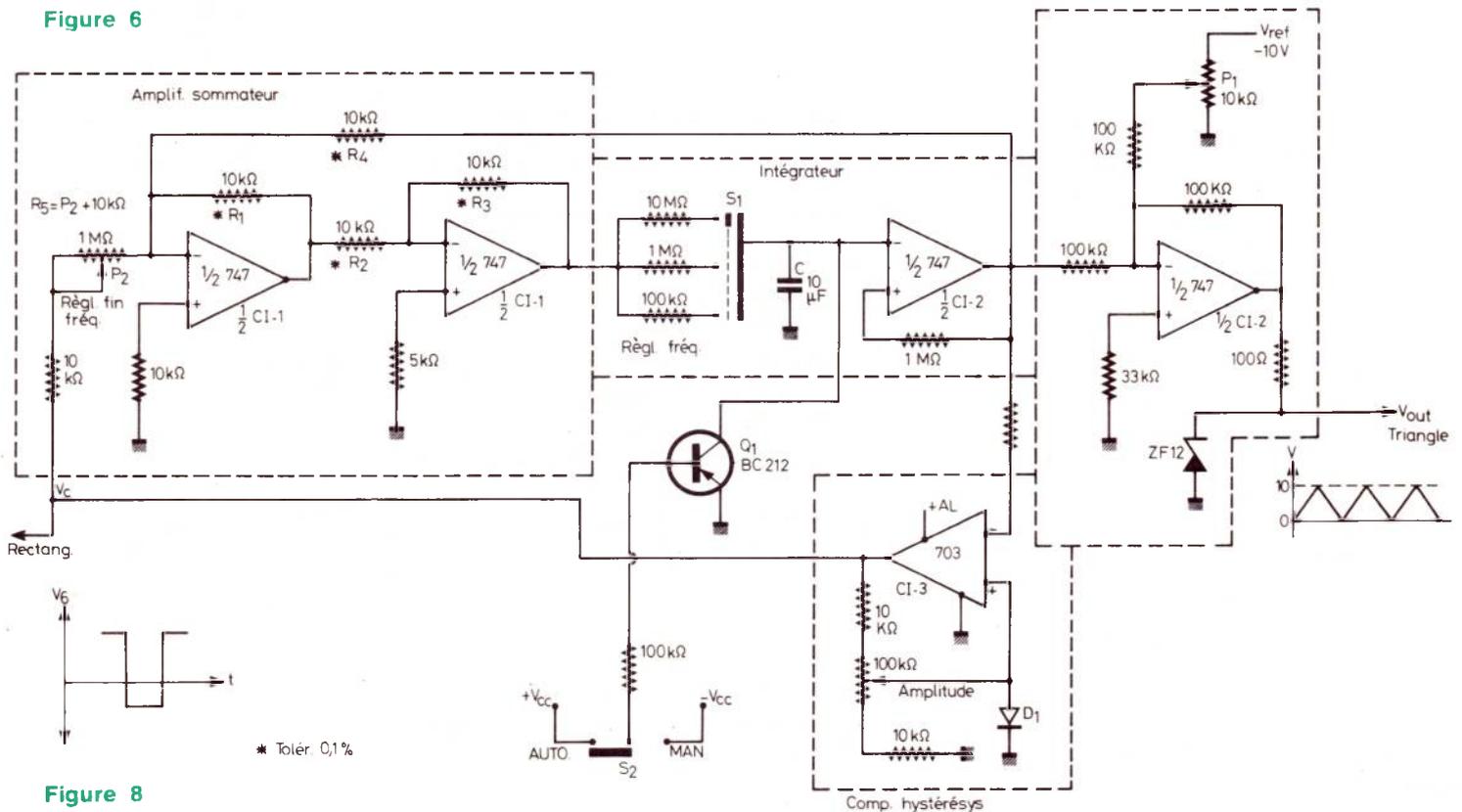


Figure 8

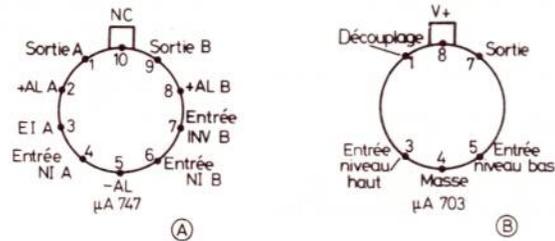


Figure 9

La tension de sortie est,
 $V_1(s) = AV_c / (1 - B + sRC)$ (5)
 dans laquelle $A = R_1 R_3 / R_2 R_5$ et $B = R_1 R_3 / R_2 R_4$.

Dans un intégrateur idéal, les termes constants de dénominateur doivent être éliminés, ce qui s'obtient en faisant,
 $R_1 = R_4$, $R_2 = R_3$ (6)
 il vient alors,
 $V_1(s) = V_c R_1 / R_5 sRC$ (7)

Si $R_5 \geq R_1$, la constante de temps sera très grande par rapport à celle obtenue dans un intégrateur simple et la fréquence du signal triangulaire sera très faible, entre 0,01 et 0,001 Hz.

Si V_1 est la sortie du comparateur d'hystérésis, on obtient un générateur de fonctions simple. La sortie de l'intégrateur commande le comparateur. Voici à la figure 8 le schéma de l'appareil proposé par le Dr Gyorgy.

Les réglages sont les suivants.
 Le potentiomètre de 100Ω de la section comparateur d'hystérésis, règle l'amplitude des signaux.

La fréquence du signal est réglable avec le potentiomètre P_2 et $1 M\Omega$ de la section « amplificateur de sommation ». Ce réglage est continu. Le commutateur a trois positions. S_1 , de la section « intégrateur » permet de choisir entre trois gammes de fréquence.

Les fréquences augmentent d'une gamme à la suivante de 10 fois. On montre en bas et à gauche du signal rectangulaire qui est obtenu à la sortie de CI-3 (703) reliée à la résistance de $10 k\Omega$.

Le réglage de V_o est réalisé avec P_1 de $10 k\Omega$ et agit sur la tension de référence V_{ref} appliquée à l'entrée du 747.

En ce qui concerne la tension triangulaire, on l'obtient à la sortie V_{out} . Son amplitude est de 10 V. Cette tension varie entre 0 volt et + 10 V.

Pour une plus grande précision, il est recommandé pour certaines résistances, une tolérance de 0,2 % dans le montage de la figure 8.

La variation de $R_5 = P_2 + 10 k\Omega$, s'effectue entre $10 k\Omega$ et $1 M\Omega$ environ, donc une variation de 100 fois environ.

Dans cet appareil, on a utilisé deux CI du type 747, chaque CI étant composé de deux amplificateurs opérationnels. On y trouve également un 703, un transistor BC 212, une diode zener ZF 12 et une diode D_1 .

Les CI 747 doivent être alimentés sur $\pm V_{cc}$; la valeur de V_{cc} n'est pas indiquée. Dans les documentations Fairchild, on indique pour le $\mu A 747$:

Alimentation maximum $\pm 22 V$,
 Alimentation normale entre $\pm 5 V$ et $\pm 20 V$.

Le — de la tension « positive » sera relié au + de la tension « négative ». D'autre part le $\mu A 703$ doit être connecté à une **seule alimentation** de 20 V max. et de 12 V normalement.

Le — de cette alimentation sera alors à la masse.

Voici à la figure 9 :
 en A le brochage du $\mu A 747$ en boîtier cylindrique 10 fils,
 en B le brochage du $\mu A 703$ en boîtier cylindrique 8 fils,
 dont on a supprimé les fils 2 et 6. Le type de D_1 n'est pas mentionné. Pour la commande manuelle de la tension de sortie, le commutateur S_2 sera en position MAN.

La multiplication des tensions

Obtenir à partir d'une tension donnée, une tension de valeur supérieure est un problème auquel on a trouvé des solutions diverses et cela depuis les débuts de l'électricité et de l'électronique.

En considérant d'abord les tensions alternatives, l'emploi des transformateurs est une solution simple, de bon rendement énergétique et relativement peu onéreuse mais les transformateurs sont encombrants.

Dans **Popular Electronics de juin 1978**, **Forest M Mims**, indique dans une étude bien documentée, les procédés classiques, mais traite aussi des solutions nouvelles offertes par l'électronique.

Il y a actuellement un regain d'intérêt pour les montages multiplicateurs de tension de

toutes puissances et en particulier pour ceux à faible tension d'entrée et ceux à encombrement et poids aussi réduits que possible.

Ce genre de montage servirait par exemple, dans les appareils à haute tension

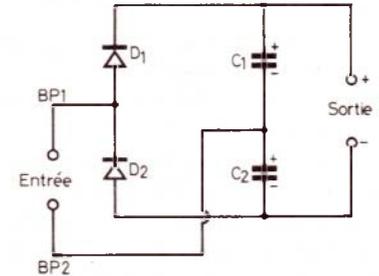


Figure 10

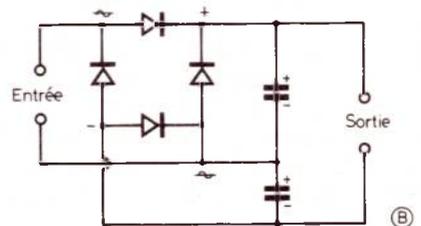
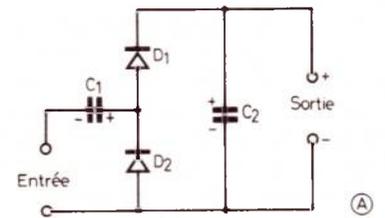


Figure 11

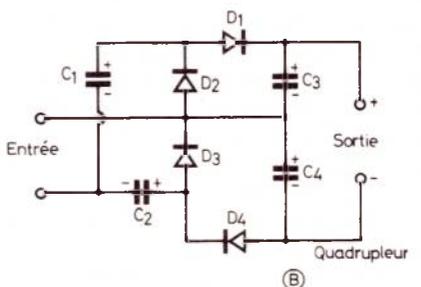
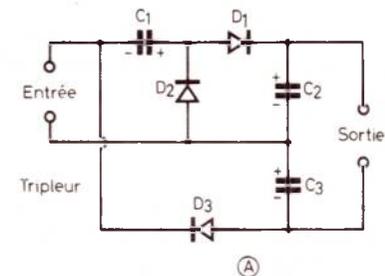


Figure 12

d'alimentation sous faible puissance comme c'est le cas des montres électroniques.

Pour la transformation du continu en continu à tension plus élevée, on aura recours à des convertisseurs élévateurs de tension. Cette application peut être mise à profit dans les alimentations à cellules solaires qui donnent, par cellule, une tension continue, de l'ordre de 0,45 V seulement.

D'autres applications se trouvent dans le domaine de la TV noir et blanc et TV couleur, et dans le système de conversion d'infra-rouges en lumière visible.

Voici d'abord à la figure 10 un doubleur de tension alternatif à continu. Pendant l'alternance négative de la tension alternative, le courant passe par la diode D₂ et C₂ se charge à la valeur crête de la tension d'entrée.

A l'alternance positive, le courant passe par D₂ et C₁ se charge. La tension continue est la somme des tensions sur C₁ et C₂ et vaut, à consommation nulle, 2 fois la tension de crête. Elle baisse à mesure que la charge de sortie est de faible résistance.

A la figure 11, en (A), on donne un montage doubleur qui a un point de sortie commun avec un point du secteur ou de la source d'alternatif, ce qui est parfois un inconvénient. Le montage (B) utilise un pont de quatre diodes de redressement.

Ces montages donnent, sur (A), et à vide, une tension supérieure à deux fois la tension de crête d'entrée ; sur (B) une tension supérieure à une fois la tension de crête d'entrée, sur chaque condensateur, donc, plus de 2 fois la tension de crête.

Les redresseurs des montages de la figure 11 doivent utiliser des diodes dont la tension directe devra être supérieure à 2 fois la tension de crête.

Utiliser dans ces montages, les diodes suivantes :

Pour de faibles tensions, 1N914 ou 1N4118.
Pour des tensions plus élevées, adopter la série 1N4000, comme :

50 V : 1N4001

à 1000 V : 1N4007

Il est nécessaire de prévenir les utilisateurs débutants qu'aux tensions élevées (parfois supérieures à 20 ou 30 V), il y a danger de manipuler les alimentations, même après leur débranchement du secteur car certains condensateurs peuvent rester chargés pendant plusieurs heures s'ils sont de bonne qualité.

A la figure 12 on donne en (1) le schéma d'un tripleur et en (B), d'un quadrupleur.

On notera que dans (A) :

C₁ doit être à tension de service supérieure à la tension de crête e_c

C₂ : deux fois la tension de service de C₁,

C₃ : comme C₁,

D₁, D₂, D₃ : plus de 2 fois e_c

Dans (B) : tensions supérieures à 2 e_c

Montages à amplificateur opérationnel

En voici un à la figure 13 (A) utilisant un CA 3078.

Ce CI est monté en oscillateur donnant à la sortie une tension rectangulaire à périodes partielles égales.

La tension d'alimentation, en continu, c'est-à-dire la « tension d'entrée », peut être comprise, selon les besoins, entre 0,75 V et 7 V.

En (B) on montre la forme de la tension rectangulaire dont la tension est du même ordre que celle d'entrée. Le brochage du CA 3078 est donné en (C).

Le signal de sortie sera alors appliqué à un multiplicateur de tension comme ceux indiqués précédemment.

Utiliser un CA 3078 jusqu'à ± 7,5 V. Adop-

ter un 741 pour des tensions jusqu'à ± 15 V. Avec les valeurs indiquées, des composants R et C, la fréquence d'oscillation est de 144 Hz environ, ce qui correspond à une période de,

$T = 1/144$ seconde

ou

$T = 6,9$ ms environ.

Multiplicateur à n étages

On en donne le schéma à la figure 14 (A). Il utilise 10 diodes et 10 condensateurs.

Adopter les valeurs suivantes :

D = 1N914,

C = 35 μF 16 V service.

Avec ce montage, la tension de sortie sera celle indiquée à la figure 5 (B), en fonction de la tension d'entrée, c'est-à-dire 0 à 50 V pour 1 à 7 V à l'entrée.

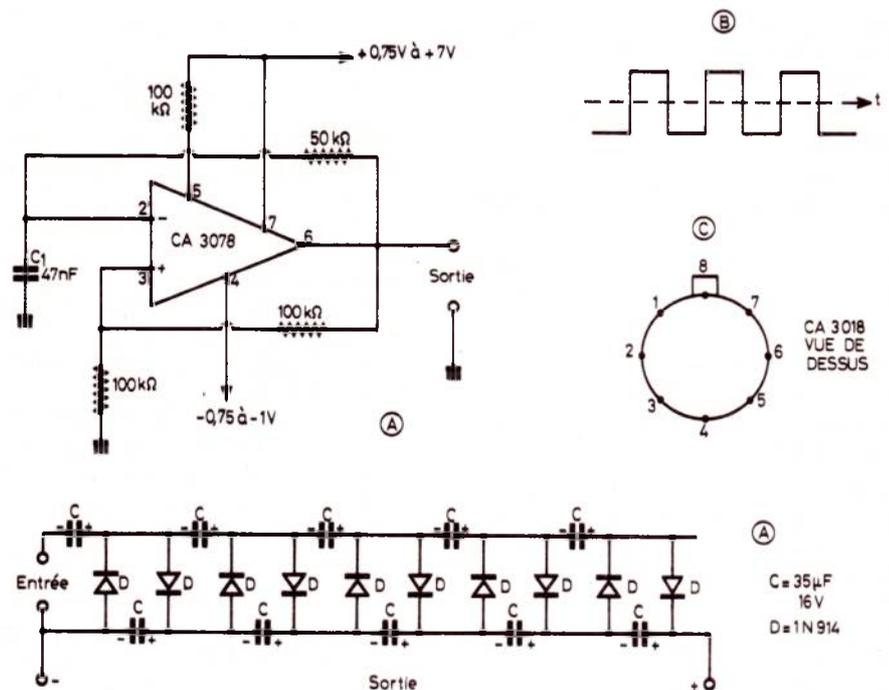


Figure 13

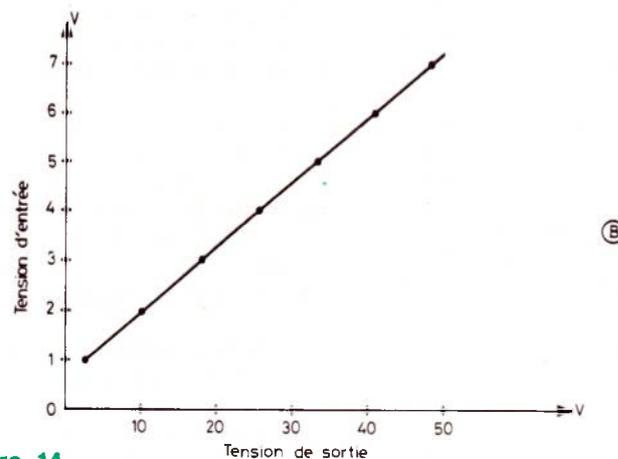
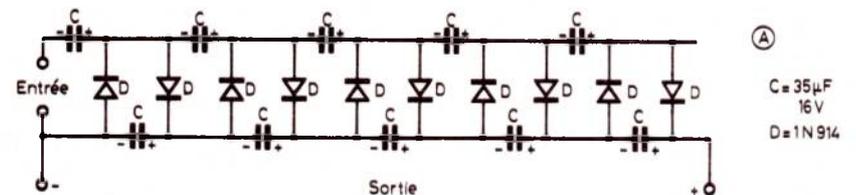
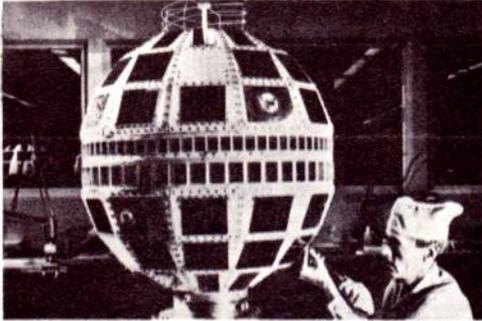


Figure 14



quel électronicien serez-vous ?

Fabrication Tubes et Semi-Conducteurs - Fabrication Composants Electroniques - Fabrication Circuits Intégrés - Construction Matériel Grand Public - Construction Matériel Professionnel - Construction Matériel Industriel - Radioreception - Radiodiffusion - Télévision Diffusee - Amplification et Sonorisation (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Sons (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Images - Télécommunications Terrestres - Télécommunications Maritimes - Télécommunications Aériennes - Télécommunications Spatiales - Signalisation - Radio-Phares - Tours de Contrôle - Radio-Guidage - Radio-Navigatif - Radiogéométrie - Gâbles Hertzien - Paléocaux Hertzien - Hyperfréquences - Radar à Radio-Télécommande - Téléphotographie - Photo-Électricité - Photo-Électricité - Thermocouples - Electroluminescence - Applications des Ultra-Sons - Chauffage à Haute Fréquence - Optique Electronique - Télémétrie - Télévision Industrielle - Régulation, Servo-Mécanisme, Robots Electroniques - Automatisation - Electronique quantique (Masers) - Electronique quantique (Lasers) - Micro-miniaturisation - Techniques Analogiques - Techniques Digitales - Cybernétique - Traitement de l'Information (Calculateur et Ordinateurs) - Physique électronique Nucléaire - Chimie - Géophysique - Cosmobiologie - Electronique Médicale - Radio Météorologie - Radio Astronautique - Electronique et Défense Nationale - Electronique et Energie Atomique - Electronique et Conquête de l'Espace - Dessin Industriel en Electronique - Electronique et Administration : C.R.T.P. - S.C.P. - S.N.C.F. - P. et T. - G.N.E.S. - C.N.R.S. - C.N.R.S.A. - C.S.A. - Météorologie Nationale - Euratom etc.

Vous ne pouvez le savoir à l'avance : le marché de l'emploi décidera. La seule chose certaine, c'est qu'il vous faut une large formation professionnelle afin de pouvoir accéder à n'importe laquelle des innombrables spécialisations de l'Electronique. Une formation INFRA qui ne vous laissera jamais au dépourvu : INFRA...

cours progressifs par correspondance RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE

COURS POUR TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION	PROGRAMMES
	■ TECHNICIEN Radio Electronicien et T.V., Monteur, Chef-Monteur réparateur-aligneur, metteur au point.
TRAVAUX PRATIQUES (facultatif) Sur matériel d'études professionnel ultra-moderne à transistor. METHODS PEDAGOGIQUES INNOVANTES - Radio - TV - Services Technique soudure - Technique montage - câblage - construction - Technique vérification - essai - dépannage - alignement - mise au point. Nombreux montages à construire. Circuits imprimés. Plans de montage et schémas très détaillés. Stages FOURNITURE. Tous composants, outillage et appareils de mesure, trousse de base du Radio-Electronicien sur demande.	■ TECHNICIEN SUPÉRIEUR Radio Electronicien et T.V., Agent Technique Principal et Sous-Ingénieur.
	■ INGÉNIEUR Radio Electronicien et T.V., Accès aux échelons les plus élevés de la hiérarchie professionnelle.
	COURS SUIVIS PAR CADRES E.D.F.

infra
INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE
24 RUE JEAN MERMOZ - PARIS 8^e - Tel. 225 74 65
Métro : Saint Philippe du Roule et F. D. République - Métro : Étoile

BON (à découper ou à recopier). Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite. (ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi).

Degré choisi :

NOM :

ADRESSE :

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile
Enseignement privé à distance.

ESSEN

SM ELECTRONIC, 20 bis, av. des Clairières, 89000 AUXERRE (C.C.P. Dijon 4195-09 B)

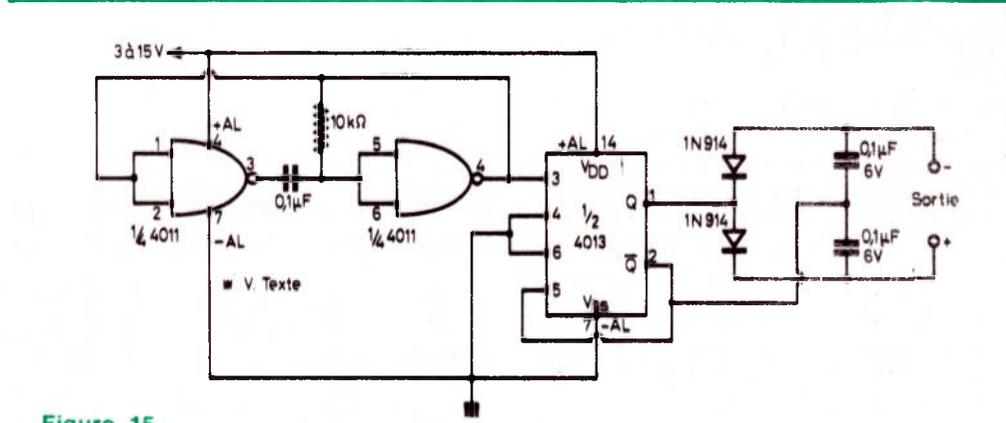


Figure 15

Montage à CMOS

C'est le schéma de la figure 15 utilisant deux sections d'un 4011 quadruple NAND à deux entrées par section, une section de 4013 qui en possède deux, deux diodes 1N914, trois condensateurs de $0,1 \mu F$ et une unique résistance de $10 k\Omega$. Ce montage peut être alimenté sur une seule source de + 3 à + 15 V, le négatif étant à la masse.

Le fonctionnement du dispositif est le suivant : les deux sections du 4011, montées en inverseurs, constituent un multivibrateur astable.

Le signal produit est appliqué au FLIP-FLOP à 1/2 4013. Ce CI fournit aux sorties Q (point 1) et Q (point 2) un signal alternatif

appliqué au doubleur de tension réalisé avec deux 1N914 et deux condensateurs de $0,1 \mu F$.

Mettre à la masse toutes les broches des sections non utilisées, cette indication est essentielle.

Avec le doubleur de tension indiqué, la tension de sortie sera de 11,3 V si la fréquence d'oscillation est de 170 Hz et la tension d'alimentation de 6 V.

Un montage à essayer serait celui de la figure 15 en remplaçant le doubleur par le multiplicateur de la figure précédente. Alimenter le CMOS sur 12 V pour obtenir 100 V à la sortie du multiplicateur.

F. JUSTER

OFFRE D'EMPLOI

Société d'Electronique
recherche

UN TECHNICIEN DESSINATEUR

(niv. au CAP)
PARIS

Ecrire au journal qui transmettra

F5 : 29,90 F (port 3,50 F)
ES-4 : 9,95 F (port 1,80 F)
(avec notre jeu-concours)
F5 + ES 4 : 43,35 F (port inclus).

OFFRE SPÉCIALE :

- les 5 éditions « F » : 180 F franco (avec reliure bleue)
- les 4 revues ESSEM : 61 F franco (avec reliure verte)

SM ELECTRONIC, 20 bis, av. des Clairières, 89000 AUXERRE (C.C.P. Dijon 4195-09 B)



NE LAISSEZ PAS AUX AUTRES
ce marché potentiel que représente
la vente des

KITS

NE VENDEZ PAS N'IMPORTE QUOI...

CHOISIR LE N° 1
en toute sécurité



Importé et distribué en France par :

électronique-promotion

IMPORT - EXPORT



BP 7 - ZI DES FADES 06110 LE CANNET-ROCHEVILLE
☎ 1931 45 09 30 • Telex PROSUDE 470089 F

Antenne à Paris - 22, rue de la Vega - 75012 Paris
Tél. : 343.03.38 et 307.07.27 - Téléc. : 211 801

Amplificateurs mono et stéréo 12, 24, 48 W. avec TDA 2030

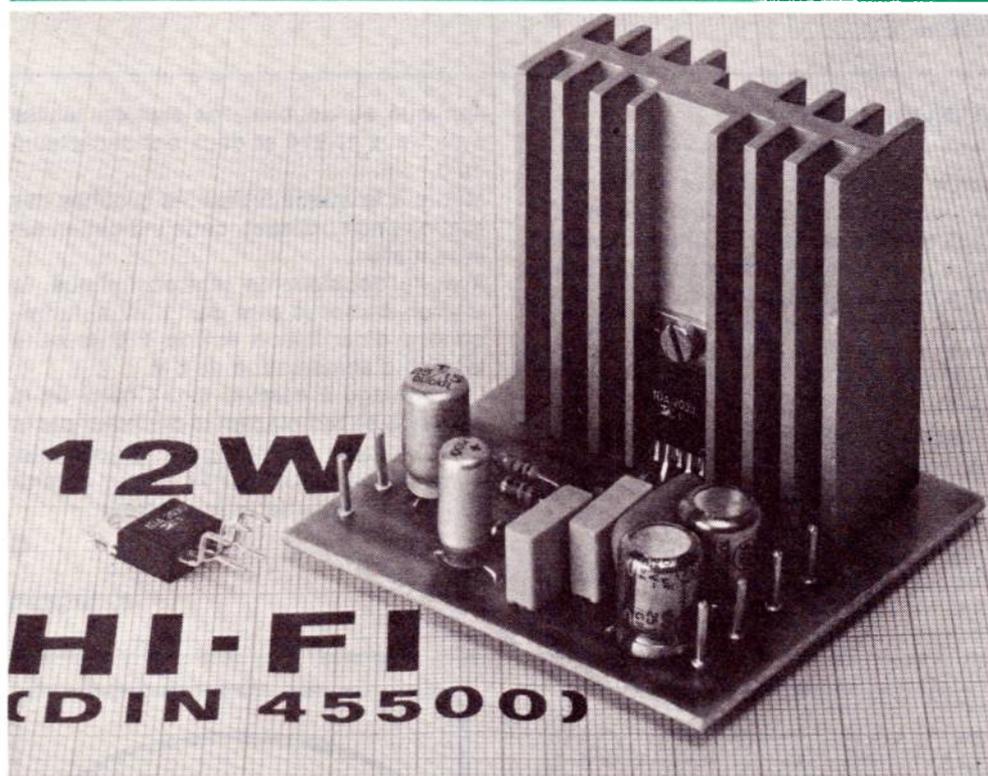


Figure 12

Généralités

Avec un circuit intégré donnant à la sortie une puissance de 12 W, on peut réaliser un amplificateur monophonique ou un canal stéréophonique, de même puissance.

De même, avec deux circuits du même type, on pourra réaliser un amplificateur monophonique ou un canal stéréo donnant 24 W à la sortie.

Notre choix s'est porté sur le TDA 2030 de la SGS-ATES. Ce CI est en boîtier **pentawatt** à patte métallique, facilitant considérablement son montage sur radiateur, ce dernier étant disponible dans le commerce. Il va de soi que toutes les versions d'amplificateurs doivent être précédées de préamplificateurs appropriés, permettant le branchement des sources de signaux BF, telles que pick-up, microphone, tête de magnétophone, radio et son TV.

Pour chaque puissance de sortie, un haut-parleur universel ou plusieurs haut-

parleurs spécialisés, devront être choisis de manière à ce qu'ils soient adaptés à la sortie de chaque amplificateur et que leur puissance soit égale ou supérieure à celle qu'ils recevront.

Le circuit intégré

Présenté en boîtier pentawatt, le TDA 2030 possède cinq broches de branchement. L'aspect du CI est indiqué à la **figure 1**, sur laquelle on a également donné les dimensions 15,8 x 10,4 mm. Le peu d'encombrement de ce CI permet de le monter, avec les composants extérieurs et le radiateur, sur une platine imprimée de faibles dimensions.

Il est possible d'alimenter le TDA 2030 sur une alimentation de ± 6 V à ± 18 V avec une consommation de courant au repos de 40 à 60 mA. La puissance de sortie dépend de la charge R_L .

avec $R_L = 4 \Omega$ $P_{\max} = 18$ W

avec $R_L = 8 \Omega$ $P_{\max} = 11$ W

La distorsion, à une puissance de 0,1 W à 12 W, est de 0,2 à 0,5 % avec une bande passante de 40 à 15 000 Hz. Il faut environ 215 à 250 mV à l'entrée pour obtenir le maximum de puissance à la sortie. La résistance d'entrée est de $0,5$ M Ω à 5 M Ω , le gain de tension de 90 dB en boucle ouverte et de 30 dB en boucle fermée, à $f = 1$ kHz.

L'amplificateur consomme :

925 mA à $P = 15$ W et $R_L = 4 \Omega$

515 mA à $P = 9$ W et $R_L = 8 \Omega$

Amplificateur à alimentation unique

Le schéma pratique de cet amplificateur est donné à la **figure 2**. A l'entrée E on trouve un potentiomètre P de 22 k Ω permettant de doser la tension du signal à amplifier. On a vu plus haut que cette tension doit être de 250 mV ou plus. Le condensateur C_1 transmet cette tension à la broche 1. A l'intérieur du CI, cette broche aboutit à la base d'un transistor d'étage différentiel, polarisé par R_2 et R_3 , par l'intermédiaire de R_1 . Un diviseur de tension est constitué par R_2 et R_3 .

Cette dernière est reliée à la ligne positive d'alimentation qui est découplée vers la masse par C_7 et C_6 en parallèle. On notera que la ligne positive est reliée à la broche 5 du CI. La deuxième entrée du CI, à la broche 2, reçoit la tension de contre-réaction de la sortie, broche 4, par l'intermédiaire de R_5 de 150 k Ω . Un circuit de correction composé de R_4 et C_3 , est connecté entre l'entrée 2 et la masse. La broche 3 est celle du — alimentation. Dans le présent montage, elle est mise à la masse.

A la broche 4 de sortie, sont connectés : C_5 de 3000 μ F, un composant encombrant, qui transmet le signal au haut-parleur de 4 ou 8 Ω ; les diodes D_1 et D_2 du type 1N 4001, la boucle de contre-réaction R_5 et le circuit correcteur R_6 C_4 .

A la **figure 3** on donne l'aspect radiateur associé au circuit.

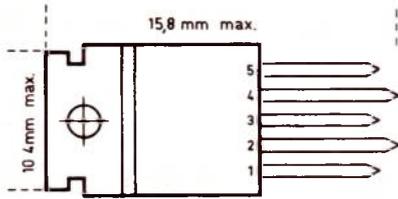


Figure 1

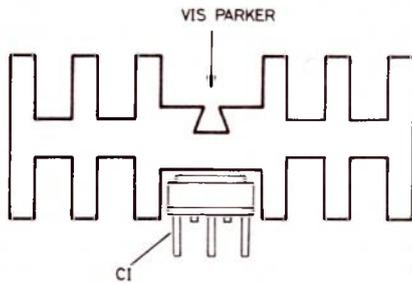


Figure 3

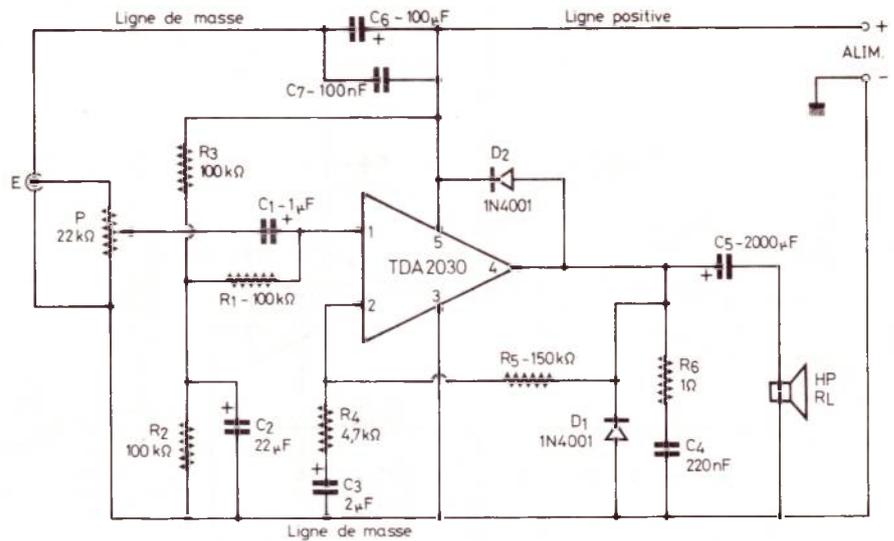


Figure 2

Amplificateurs à deux alimentations

Le schéma de cet amplificateur est donné à la **figure 4**. Par rapport au précédent, il présente l'avantage d'un montage plus simple, avec moins de composants et surtout de ne pas nécessiter un condensateur de 2000 μF qui à lui seul est presque aussi encombrant que le radiateur et la platine.

L'inconvénient du montage réside dans les deux alimentations, mais grâce à une tension totale plus élevée, la puissance peut être augmentée et la distorsion diminuée. Dans cette version, un point du haut-parleur est également à la masse comme dans le montage à une alimentation. Le

principe général de cet amplificateur est le même que celui du précédent.

À l'entrée, il est possible de disposer un potentiomètre de 22 k Ω (ou toute autre valeur voisine). Ce composant n'est pas nécessaire si un VC est prévu à la sortie du préamplificateur. En raison des deux tensions d'alimentation, l'entrée 1 est polarisée par R₃, reliée à la ligne de masse, tandis que l'entrée 2 est polarisée par l'intermédiaire de la boucle de contre-réaction, constitué par R₅, C₈ et R₁.

Remarquer la diode de sécurité D₂, reliée à la ligne — V_s du point 3 du CI. Cette ligne d'alimentation est découplée par C₄ et C₆.

Le haut-parleur est monté entre la sortie 4 et la masse.

Amplificateur 24 W à deux TDA 2030 à montage en pont

Il est nécessaire de disposer d'une alimentation de $\pm 14\text{ V}$ avec commun à la masse.

Le schéma de cet appareil est donné à la **figure 5**. On remarquera une certaine symétrie sauf aux points 1.

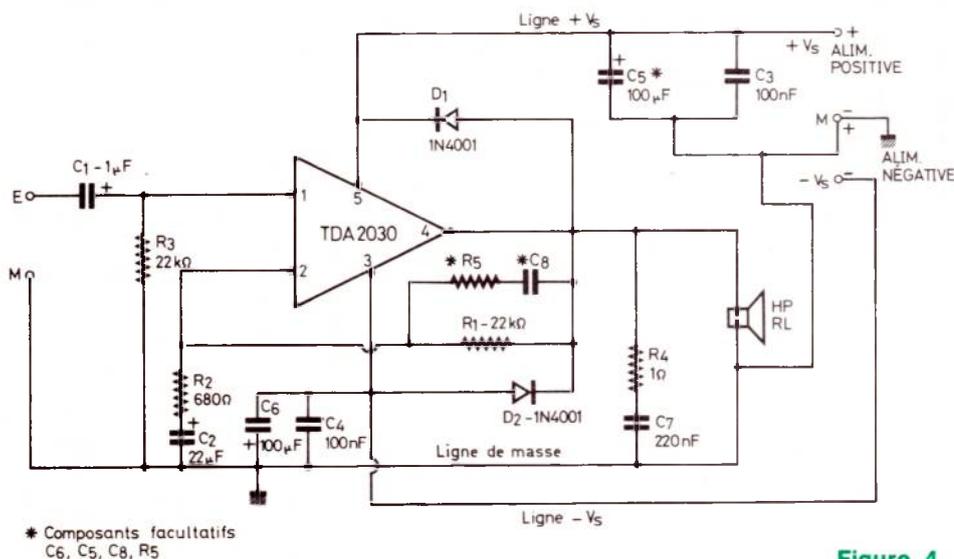
Dans le TDA 2030 (I), la broche reçoit le signal par l'intermédiaire de C₁, tandis que dans le TDA 2030 (II), la broche 1 est polarisée par R₈ reliée à la masse. Chaque CI est soumis à la contre-réaction réalisée avec R₁ et R₅ de 22 k Ω .

Le haut-parleur de 8 Ω est monté entre les deux sorties 4 des CI. Les deux broches 5 sont reliées au + V_s de l'alimentation négative de 14 V également. Il y a découplage par C₃ pour le + V_s et par C₆ pour le — V_s. Le signal de sortie du premier CI est prélevé au point 4 et transmis par R₃ au réseau C₇ — R₆ relié à l'entrée 2 du deuxième CI. À noter que les entrées 1 sont non inverseuses et les entrées 2 sont inverseuses.

De ce fait, le signal de sortie de I étant appliqué à l'entrée inverseuse de II, donne à la sortie de II, un signal également inversé, ce qui permet le montage en push-pull du haut-parleur.

Avec cet amplificateur, la distorsion est de 0,5 % avec P = 24 W, V_s = $\pm 14\text{ V}$, R_L = 8 Ω . Les montages stéréo sont réalisables avec les trois amplificateurs décrits. On obtiendra par exemple 2 x 12 et 2 x 24 W.

À noter que dans les chaînes stéréo à deux canaux, les amplificateurs des deux canaux n'ont pas de réglage commun, les réglages conjugués s'effectuent au niveau des préamplificateurs.



* Composants facultatifs
C₆, C₅, C₈, R₅

Figure 4

Préamplificateur pour PU magnétique

L'intérêt de ce préamplificateur réside dans l'emploi d'un circuit intégré TDA 3310 qui contient trois éléments amplificateurs de tension. Ce seul CI suffit pour le préamplificateur tout entier. Sur le schéma de la figure 6 on a reproduit également, l'amplificateur final analogue à celui de la figure 4, à deux alimentations qui est recommandé.

Le signal à amplifier, provenant d'un PU magnétique, donc à faible tension, de l'ordre de 5 mV, est transmis par C₁ à l'entrée d'élément (A) du TDA 3310. Ce CI ne nécessite qu'une seule alimentation, celle positive, +V_s.

L'élément (A) sert de préamplificateur correcteur RIAA. On remarquera à la sortie 7, le circuit de correction de deux condensateurs et deux résistances permettant d'obtenir la courbe RIAA favorisant le gain de basses. Le signal est transmis par C₆ de 1,2 μF à l'entrée de l'élément (B) qui sert d'amplificateur de tension.

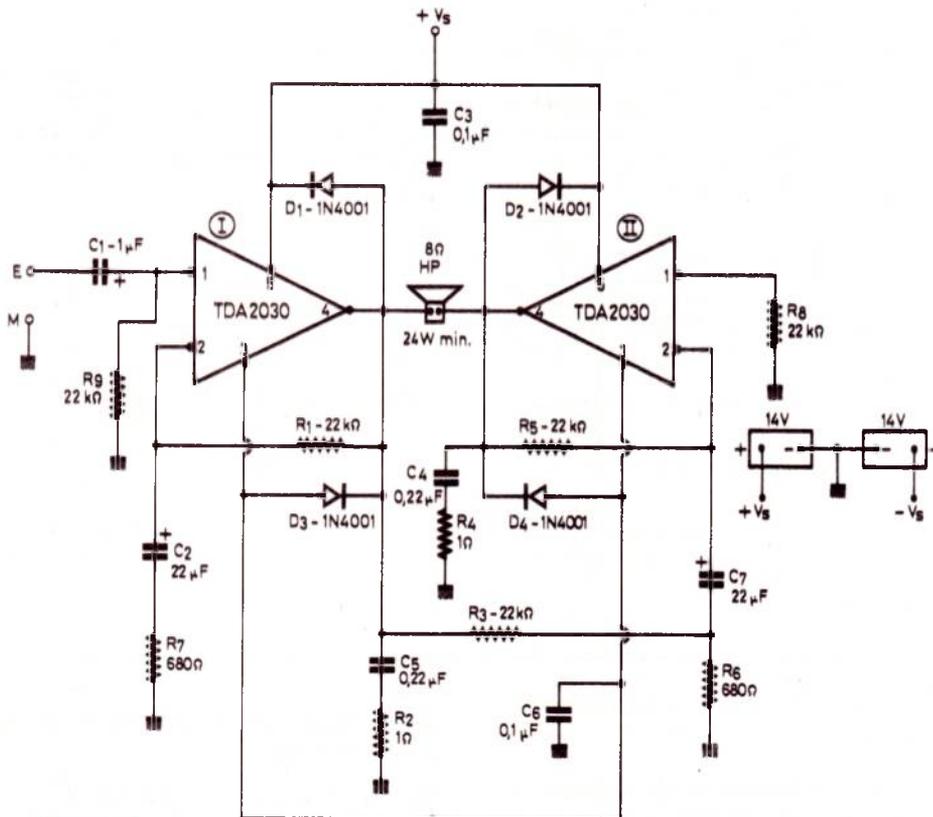


Figure 5

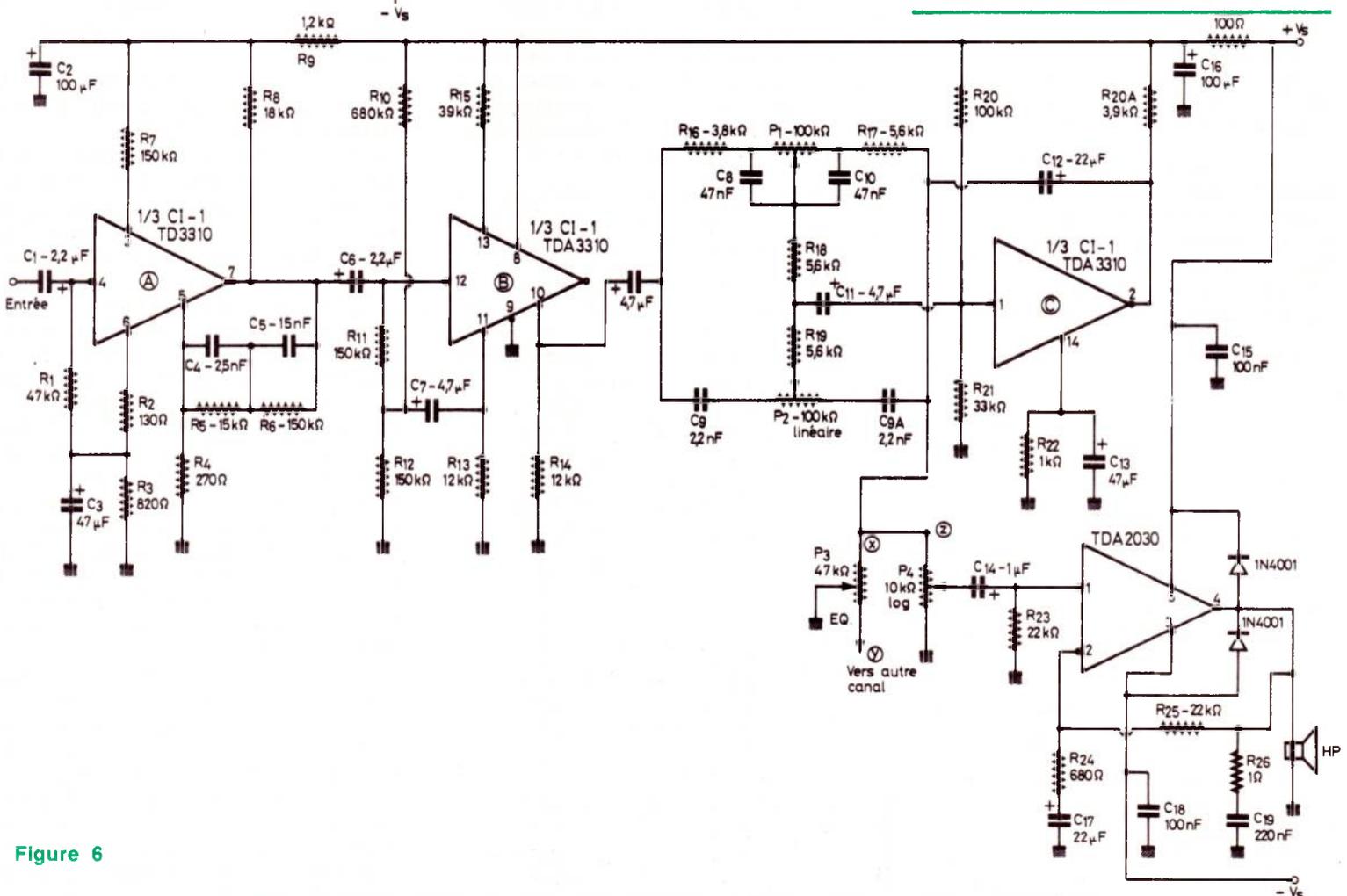


Figure 6

Du point de sortie 10, le signal passe à l'entrée 1 de l'élément (C), par l'intermédiaire du circuit de tonalité genre Baxandall, avec contre-réaction. P₁ règle la tonalité aux graves et P₂, aux aigus. Le signal est transmis à P₃, un potentiomètre linéaire d'équilibrage. L'extrémité (x) de ce potentiomètre est reliée à C_{9A}, tandis que l'extrémité (y) doit être au point homologue de l'autre canal stéréo, s'il y a lieu.

Il est facile de voir que si le curseur est au milieu, les tensions de sortie des deux canaux seront à peu près égales. Si le curseur est placé plus près de (x) que de (y), le signal du canal représenté sur le schéma sera diminué et celui de l'autre canal, augmenté.

Le potentiomètre P₄ de 10 kΩ, logarithmique, sert de réglage de gain et dose la tension appliquée à l'amplificateur de puissance à TDA 2030.

En montage stéréophonique, il y a intérêt, pour simplifier les réglages de l'utilisateur, de conjuguer P₄ avec P'₄, qui se trouve sur le préamplificateur de l'autre canal.

La sortie du préamplificateur étant au point (z), on pourra brancher en ce point, tout autre amplificateur de puissance, précédé d'un VC (réglage de gain) adéquat.

On adoptera une alimentation de ± 14 V au maximum.

Considérations sur le fonctionnement de l'amplificateur

Revenons au schéma de l'amplificateur de la figure 4 à deux alimentations ± V_s. Nous allons examiner la fonction de certains composants R et C de ce montage et la modification éventuelle de leur valeur. R₁ est la résistance de contre-réaction. Elle agit à la fois sur le gain et sur la distorsion. Si R₁ augmente, le gain et la distorsion augmenteront, car la contre-réaction sera diminuée. L'effet contraire sera obtenu en diminuant la valeur de R₁, par exemple en prenant R₁ = 15 kΩ.

Remarquons que R₁ peut être shuntée par les composants R₅ et C₈. On voit immédiatement que R₅ et C₈, en parallèle sur R₁ rendent sélective la contre-réaction, en favorisant le gain aux fréquences basses. En effet, à ces fréquences, la réactance de C₈ est plus grande qu'aux fréquences élevées, donc à contre-réaction moindre et gain plus élevé.

La présence de R₅ en série avec C₈ amoindrit l'action de ce condensateur. On pourra calculer R₅ et C₈ de la manière suivante. Prendre R₅ = 3 R₂, donc 3 · 680 = 2040 Ω ou toute valeur normalisée voisine.

Si l'on augmente R₅ l'atténuation aux fréquences élevées est diminuée. Si R₅ est diminuée, il y a danger d'oscillation. Quant à C₈, sa valeur recommandée est ;

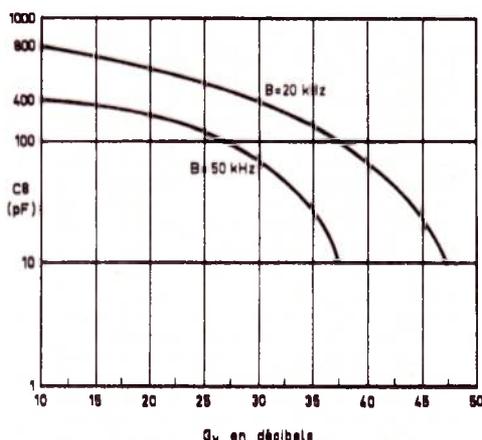


Figure 7

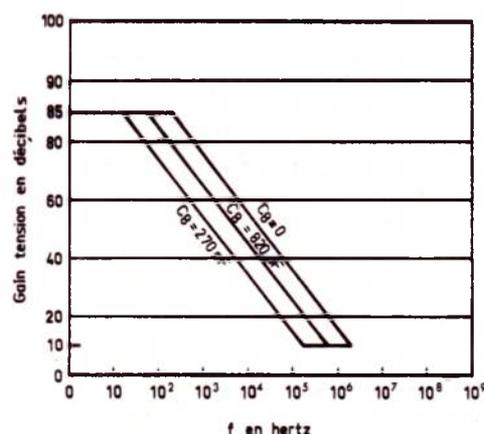


Figure 8

$$C_8 = \frac{1}{2\pi B R_1}$$

où B est la bande passante de l'amplificateur et R₁ = 22 kΩ.

La bande B est de l'ordre de 10 kHz ou plus, par exemple 20 kHz, ou même 50 kHz, l'influence du haut-parleur étant exclue en remplaçant celui-ci par une résistance R_L de 4 ou 8 Ω.

A la figure 7 on donne la variation du gain en fonction de C₈ avec B comme paramètre, pour deux valeurs, 20 kHz et 50 kHz.

Prenons B = 20 kHz et R₁ = 20 kΩ et R₁ = 22 kΩ. La valeur de la capacité est alors ;

$$C_8 = \frac{10^6}{2\pi \cdot 20 \cdot 22} \text{ pF}$$

ce qui donne C₈ = 361 pF

Sur la figure 7 on lit, en abscisses, un gain de tension de 27 dB. Si B = 50 kHz au lieu de 20 kHz, on trouvera une valeur 2,5 fois inférieure pour C₈,

$$C_8 = 144 \text{ pF}$$

et la courbe de la figure 7 indiquera un gain de 25 dB. D'autre part, la réponse en fréquence de l'amplificateur est indiquée pour deux valeurs de C₈, à la figure 8.

La fréquence f est la plus élevée de la

bande passante, pratiquement f = B.

Si C₈ = 270 pF, f = 10 000 Hz pour un gain de 33 dB environ, ces courbes serviront surtout pour déterminer des valeurs approximatives de la capacité C₈. Les mesures permettront de trouver des valeurs plus précises et conformes à la valeur désirée de B ou f.

La valeur de R₂ est de 680 Ω. Si on la diminue, le gain augmentera. R₃, de 22 kΩ peut être augmentée pour obtenir une impédance d'entrée plus élevée, ou diminuée pour un effet opposé. R₄ assure la stabilité du montage. Si elle est augmentée, il y a danger d'oscillation aux fréquences élevées.

C₁ assure la transmission des signaux. Plus C₁ sera de valeur élevée, plus la bande s'étendra vers les TBF. C₂ de 22 μF assure le découplage de l'entrée inverseuse. En l'augmentant, on pourra améliorer le gain vers les fréquences les plus basses.

C₃ et C₄ sont nécessaires pour le découplage de l'alimentation. Elles doivent être non inductives et de 0,1 μF minimum.

Sans ces capacités, il y a danger d'oscillation. C₅ et C₆ assurent également le découplage aux fréquences basses et moyennes. Les diodes D₁ et D₂, 1N4001, protègent le montage contre les surtensions du signal de sortie.

La puissance de sortie

Celle-ci dépend principalement de l'alimentation V_s ou ± V_s. On a effectué des mesures en faisant varier ± V_s de 8 à 16 V pour deux valeurs de R_L, 4 Ω et 8 Ω.

Bien entendu, il est préférable de ne pas dépasser 14 V dans un montage pratique. Les autres paramètres sont la distorsion D, fixée à 0,5 % maximum et la largeur de bande B, fixée à 15 kHz environ.

Les résultats des mesures sont donnés à la figure 9 sur laquelle V_s est en abscisses et P₀ en ordonnées.

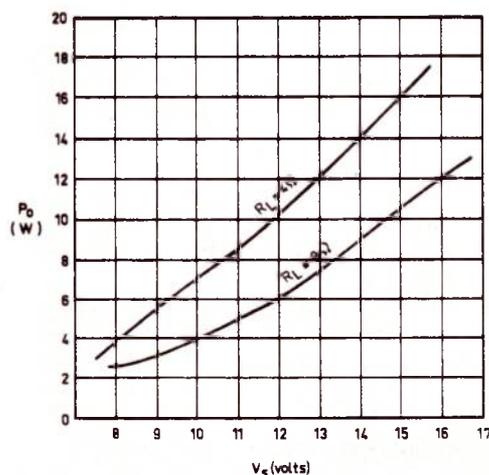


Figure 9

On constatera en comparant les deux courbes que si $R_L = 4\Omega$, on obtiendra une plus grande puissance qu'avec 8Ω pour une même tension V_s . Ainsi, avec 12 V d'alimentation, les puissances correspondantes sont 10 et 6 W.

Si l'on pousse la distorsion totale jusqu'à 10 %, la puissance de sortie sera augmentée et pourra atteindre 24 W avec $R_L = 4\Omega$ et 15 W avec $R_L = 8\Omega$.

L'augmentation de la distorsion est due à un excès de la tension du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur. On a indiqué que le signal d'entrée ne doit pas dépasser 0,25 V environ.

La réduction de la distorsion harmonique totale. Sensibilité

Une faible distorsion est acquise lorsque plusieurs conditions sont remplies :

1° ne pas dépasser la tension d'entrée prescrite,

2° alimenter l'appareil avec le maximum admissible de tension continue,

3° étudier convenablement le circuit de contre-réaction et tous autres dispositifs du schéma pouvant avoir une influence sur la distorsion. Cette dernière dépend aussi de la fréquence du signal et de la charge R_L , en l'occurrence le haut-parleur, indépendamment de la qualité de ce reproducteur.

Voici quelques résultats des mesures.

A)

$R_L = 4\Omega$. Essais à deux fréquences.

$f = 1\text{ kHz}$, $D = 0,05\%$ jusqu'à 10 W. Ensuite, augmentation très rapide de D.

$R_L = 4\Omega$, $f = 15\text{ kHz}$, $D = 0,2\%$ jusqu'à 10 W, ensuite augmentation rapide de D.

$R_L = 4\Omega$, $f = 1\text{ kHz}$, D de l'ordre de 0,2 % jusqu'à 15 W environ.

$R_L = 8\Omega$, $f = 1\text{ kHz}$, $D = 0,05\%$ jusqu'à 8 W.

$R_L = 8\Omega$, $f = 15\text{ kHz}$, $D = 0,1\%$ jusqu'à 8 W. De 8 à 10,5 W, la distorsion croît très rapidement.

B)

D en fonction de f. La mesure a été effectuée avec R_L de 4 ou 8Ω .

$R_L = 4\Omega$, $P_o = 12\text{ W}$. La valeur de D se maintient à 0,05 % jusque vers 5000 Hz environ. A 10 000 Hz, $D = 0,1\%$ et à 15 000 Hz, D atteint 0,2 % environ.

$R_L = 8\Omega$, $P_o = 8\text{ W}$. Entre 40 Hz et 15 000 Hz, D se maintient entre 0,05 % et 0,1 % avec tendance) l'augmentation avec la fréquence.

La sensibilité a été également mesurée en faisant varier divers paramètres. On définit la sensibilité comme la tension d'entrée nécessaire pour obtenir à la sortie, une puissance donnée. Autrement dit, la sensibilité peut être exprimée par le rapport,

$$S = \frac{P_o}{V_i}$$

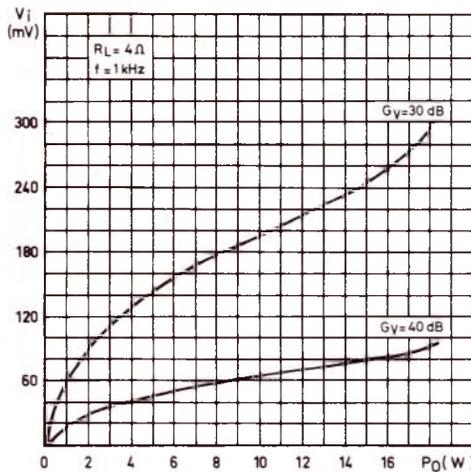


Figure 10

De la valeur de S dépend la tension nécessaire, à appliquer à l'entrée de l'amplificateur de puissance pour obtenir P_o dans de bonnes conditions, caractérisées par les valeurs de paramètre, en particulier R_L et f. Voici à la figure 10 la sensibilité en ordonnées et la puissance en abscisses, les paramètres étant $R_L = 4\Omega$, $f = 1\text{ kHz}$, pour deux gains de tension, $G_v = 30\text{ dB}$ et $G_v = 40\text{ dB}$. On peut constater que pour $V_i = 240\text{ mV}$, par exemple, et $G_v = 30\text{ dB}$, la puissance est de 15 W environ. Pour $V_i = 80\text{ mV}$ seulement et $G_v = 40\text{ dB}$, $P_o = 15\text{ W}$ également.

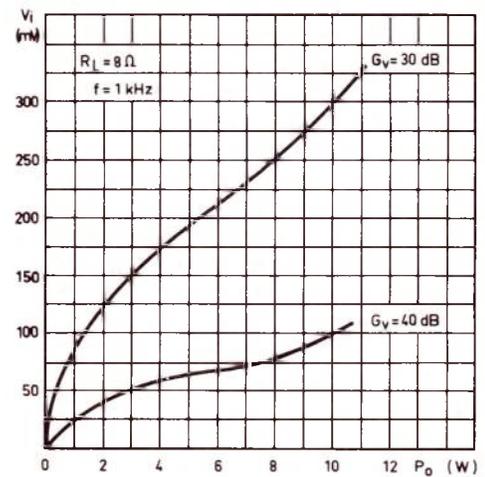


Figure 11

A la figure 11, on donne les résultats des mesures lorsque $R_L = 8\Omega$, $f = 1\text{ kHz}$ et $G_v = 30\text{ dB}$ ou 40 dB .

Si $V_i = 250\text{ mV}$ et $G_v = 30\text{ dB}$, $P_o = 8\text{ W}$
Si $V_i = 75\text{ mV}$ et $G_v = 40\text{ dB}$, $P_o = 8\text{ W}$ également.

Une puissance de 9 W par canal, soit 16 W par chaîne stéréo à deux canaux, est largement suffisante dans n'importe quel appartement.

A la figure 12 (photo de titre) on donne l'aspect de l'appareil correspondant au schéma de la figure 4.

Selectronic®

14, boulevard Carnot
59800 LILLE - tél: 55.98.98

- Composants grand public et professionnels.
- Pièces détachées - Outillage de précision.
- Rayon récupération.

*CONSEILS donnés par un
INGÉNIEUR électronique
diplômé. (I.S.E.N.)*

**LE NOUVEAU CATALOGUE EST PARU
ENVOI CONTRE 4 F EN TIMBRES.**

Expéditions dans toute la France.

CHOISIR LE N° 1
en toute sécurité

AMTROP®

une gamme complète touchant tous
les domaines de l'électronique

les Kits **AMTROP** peuvent être livrés
montés (Réf. W)

*

CATALOGUE ET TARIF SUR DEMANDE
(Joindre 8 F. F. ex.)

Importé et distribué en France par:

électronique-promotion
IMPORT - EXPORT

ELP BP 7 • ZI DES FADES 06110 LE CANNET-ROCHEVILLE
☎ 1931 45 09 30 • Telex PROSUDE 470089 F

Antenne à Paris - 22, rue de la Vega - 75012 Paris
Tél : 343.03.38 et 307.07.27 - Telex : 211.801



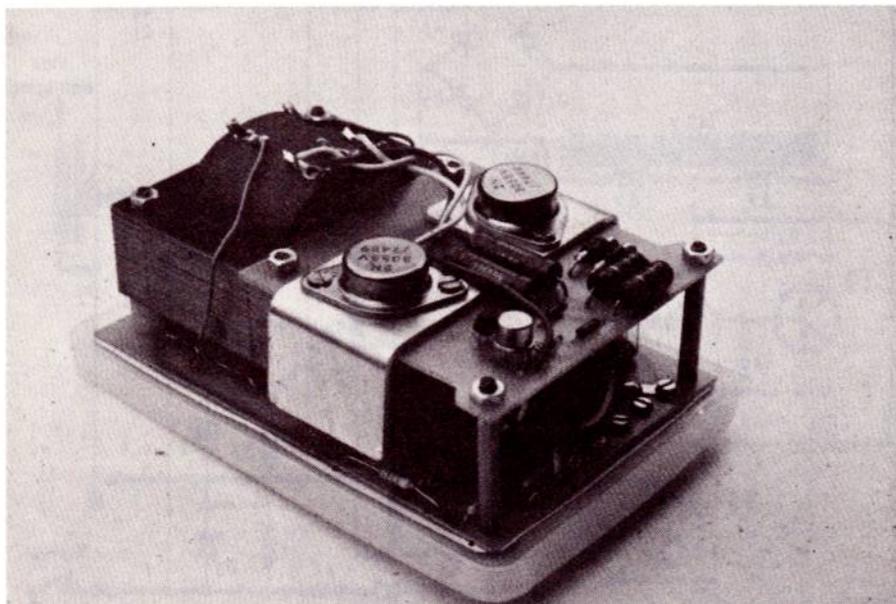
L'allumage électronique

Depuis 15 ans l'électronique s'intègre de plus en plus dans cet outil de tous les jours qu'est l'automobile. On rencontre de plus en plus l'électronique lorsqu'il s'agit d'allumage, d'injection ou de freinage de façon à rendre la conduite plus souple ou plus économique.

Les premiers allumages se bornaient à commuter le signal provenant du rupteur par l'intermédiaire d'un transistor. Ce système donnait aux vis platinées une durée de vie illimitée.

Il en est autrement pour l'allumage à décharge capacitive qui rend plus performantes les étincelles aux bougies. On a aussi d'autres avantages par rapport à l'allumage classique.

- Démarrages très faciles même à très basse température.
- Les rupteurs ont une durée de vie due uniquement à l'usure mécanique.
- Accélération supérieure à haute vitesse.
- Réduction de la consommation d'essence de 10 % à 20 % due à une meilleure explosion.



Vue d'ensemble, capot enlevé

Etude du système

a) l'allumage classique :

La **figure 1** représente ce qui existe à l'heure actuelle sur la plupart des voitures. Lorsque le rupteur est fermé un courant passe au travers de la bobine de façon exponentielle jusqu'à atteindre une valeur d'environ 4,5 A.

Lorsque le rupteur s'ouvre, une ddp de 300 V de contre-réaction se trouve au primaire de la bobine.

Comme on a un rapport d'environ 1/100, on a une tension de 30 kV sur le secondaire. Le condensateur limite les étincelles au rupteur et forme un circuit oscillant avec le primaire de la bobine lorsque le rupteur est ouvert.

La tension met environ 100 μ s pour s'établir dans le secondaire (d'où une des raisons de l'avance à l'allumage).

b) l'allumage électronique :

L'allumage électronique fournit une plus grande énergie à chaque étincelle par l'intermédiaire de la décharge d'une capacité.

La **figure 2** nous donne le schéma de principe. Un convertisseur Haute Tension/Basse Tension fournit 410 V aux bornes du thyristor.

La tension est limitée à 410 V grâce à un régulateur qui stoppe le convertisseur au delà de cette tension.

La capacité C_1 de 0,47 μ F est chargée à 410 V par le retour à la masse que forme le primaire de la bobine.

La capacité a emmagasiné une énergie de $W = 1/2 CV^2$ ce qui nous donne 0,04 joule. Si C est de 1 μ F l'énergie emmagasinée est de 0,08 joule.

Lorsque le rupteur est fermé un courant de 260 mA passe dans les vis platinées, cela afin de leur assurer une certaine propreté. Lorsque le rupteur s'ouvre une impulsion est envoyée sur la gâchette du thyristor. La capacité se décharge par l'intermédiaire du thyristor et de la bobine comme le montre la **figure 3**.

Une ddp de 410 V se trouve aux bornes du primaire de la bobine, ce qui nous donne 40 kV au secondaire.

L'énergie inutilisée au moment de l'allumage est renvoyée dans la capacité par le fait que la bobine et la capacité forment un circuit oscillant.

Analyse du schéma

Le circuit complet est donné à la **figure 5**. Les transistors T1 T2 sont montés en multivibrateur astable où les demi-primaires du transformateur sont utilisées en impédance de charge. Le multivibrateur oscille autour de 50 Hz.

La Haute Tension est recueillie au secondaire puis redressée par les 4 diodes D1 D2 D3 D4 montées en pont. La capacité C2 élimine les pointes de tension du convertisseur.

Lorsque la capacité C1 est chargée à 410 V, on a aux bornes de R3 une tension supérieure à 12 V grâce au pont diviseur R8 + R3. A ce moment-là le darlington composé de T4 et T3 se bloque et porte les bases des transistors T1 et T2 au potentiel 0. Lorsque le rupteur s'ouvre, une impulsion est transmise à la gâchette du thyristor Th, par l'intermédiaire de R10 puis D9 et C3. Une fois la capacité C3 chargée l'impulsion s'arrête.

Le thyristor est devenu passant et C1 se décharge dans la bobine. Et le retour d'oscillation se fait par D1 D2 D3 D4.

Pendant le temps où le rupteur est ouvert le darlington T4 T3 est à l'état bloqué et empêche le convertisseur de fonctionner en court-circuit lorsque Th est conducteur.

Lorsque le rupteur est à l'état passant, le convertisseur se remet en marche et la capacité C2 se décharge à travers R9 et R11. Comme D9 est polarisée en inverse, elle bloque les éventuelles impulsions parasites lors du rebondissement des contacts lorsque le rupteur devient passant.

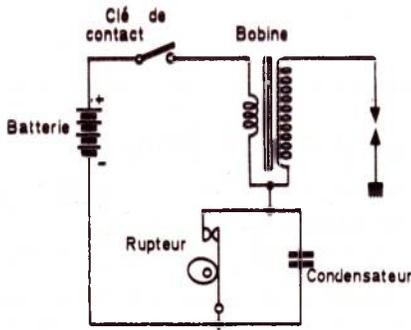


Figure 1

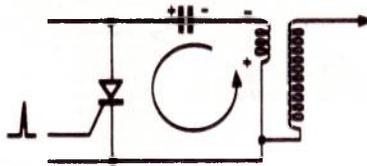


Figure 3

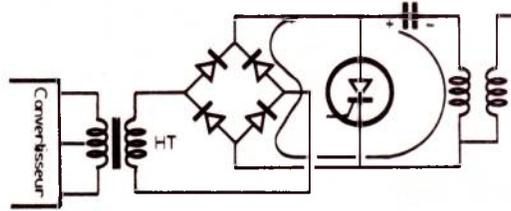


Figure 4

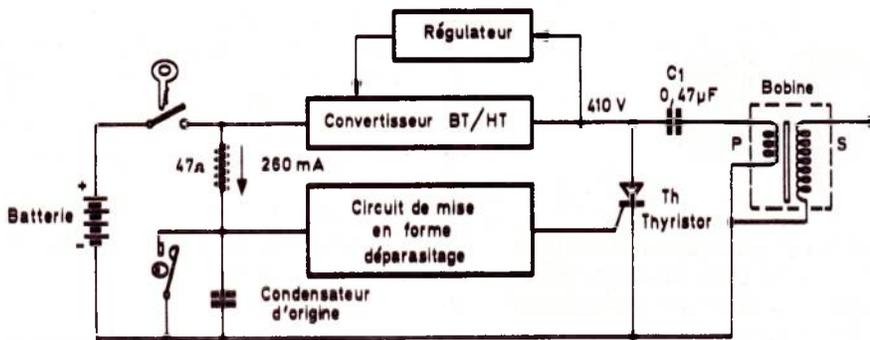


Figure 2

La **figure 4** nous montre ce retour de courant qui se fait par les diodes D1 D2 D3 D4. Celles-ci servent aussi au redressement de la HT sortant du convertisseur lorsque le rupteur est fermé.

La capacité est ainsi rechargée à 250 V. Le cycle s'arrête car le thyristor est à l'état bloqué jusqu'à la prochaine ouverture des vis platinees.

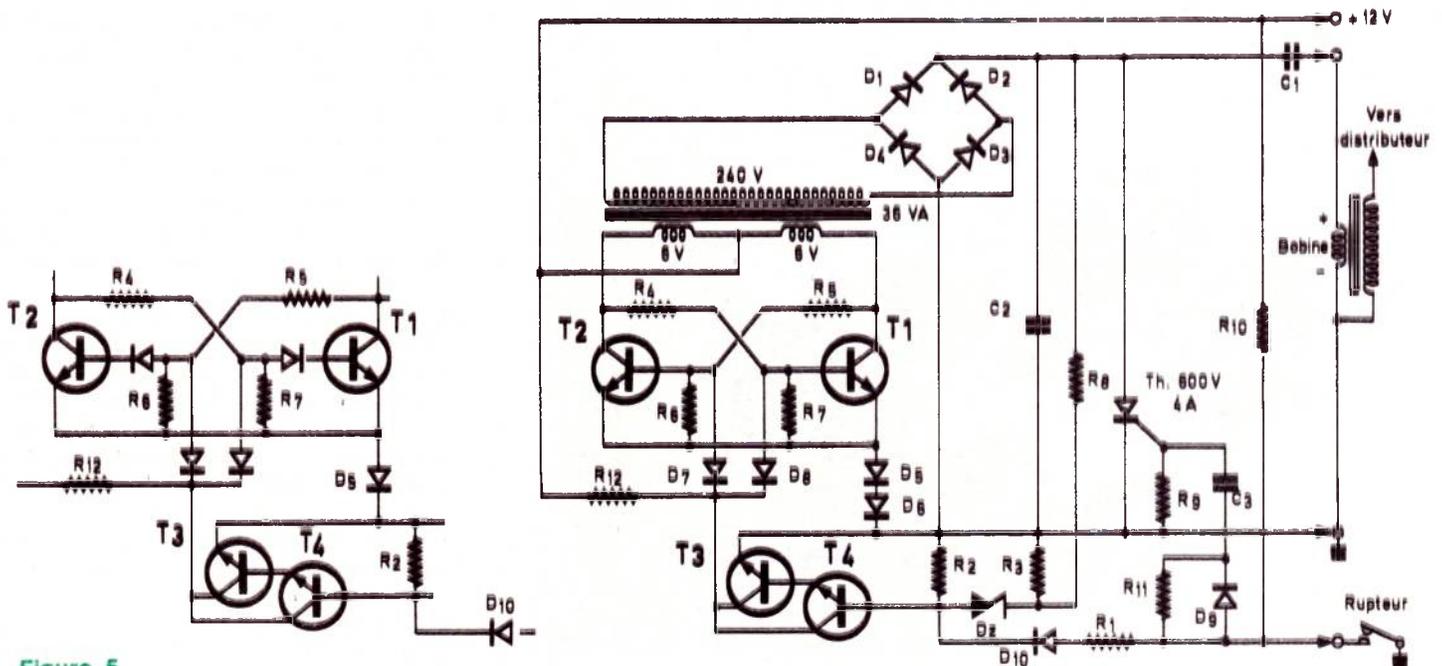


Figure 5

Avec ce système d'allumage on ne risque pas de griller une bobine à l'arrêt lorsque le contact est mis, de plus la consommation du montage dans ces conditions est faible. Si on possède une batterie de 6 V sur sa voiture, on devra se référer aux modifications de l'annexe de la figure 5.

La capacité C3 a doublé afin de mieux enclencher le thyristor.

Description des différents éléments

a) Le transformateur est identique à ceux utilisés dans la plupart des montages électroniques.

Le primaire est constitué de 2 enroulements de 6 V chacun montés en série, ou de 2 x 2,5 V dans le cas d'une version 6 V. Le secondaire est de 240 V dans les 2 cas. Le transformateur est d'au moins 36 VA. Ses tôles font 62,5 x 75 avec un empiilage de tôle de 2,5 cm.

Le rapport de transformation est de :
240

_____ = 20 pour la version 12 V

12
et de
240

_____ = 48 pour la version 6 V

5
Le rapport de transformation est important, car si la tension à la sortie du convertisseur est inférieure à 410 V, l'énergie emmagasinée dans C1 sera plus faible. Ainsi si l'on a 300 V au lieu de 410 V l'énergie de 0,04 joule passe à :

$$\frac{1}{2} \cdot 0,47 \cdot 10^{-6} \cdot 300^2 = 0,021 \text{ joule.}$$

La différence est considérable, ainsi faut-il au moins 20 ou 48 comme rapport de transformation.

b) Le thyristor Th

Le thyristor doit répondre à des critères assez sévères. Il faut éviter qu'il ne s'amorce à cause d'un dV/dt trop important provenant du convertisseur et autre cause. Un thyristor $\geq 600 \text{ V}$ et $\geq 4 \text{ A}$ semble convenir à ce type de montage. Un TY5004 de la SSC a été employé ici.

Ce thyristor est en boîtier TO 220 AB dont la figure 6 donne le brochage.

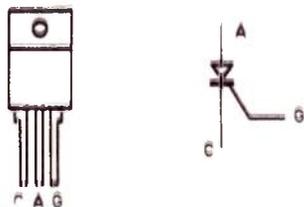


Figure 6

Il ne faut pas forcément choisir un thyristor supportant un courant trop important car sinon il faut lui fournir un courant de gâchette trop important pour l'enclencher.

c) Les transistors T1 et T2 (2N3055)

Les transistors employés sont de 100 V-8 A pour V_{ceo} et I_c.

Ces transistors doivent être appairés sinon on constatera une chute de tension aux bornes du convertisseur trop importante à plein régime pouvant aller jusqu'à 180 à 250 V ce qui est anormal.

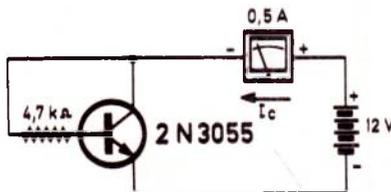


Figure 7

Pour choisir des transistors ayant le même β , il faut procéder de la façon suivante comme le montre la figure 7.

On branche une résistance de 4,7 k Ω dans le circuit de base du transistor à tester. Et on mesure le courant collecteur sur l'ampèremètre.

Pour cela, il faut 5 à 6 transistors 2N 3055 pour faire la sélection. Les résultats avaient donné pour 5 transistors différents, ceux de la figure 8.

Le numéro 1 avait même un courant de fuite de 20 mA, sans que l'on branche la résistance de 4,7 k Ω . Comme on peut le constater, ces transistors ont une grande dispersion qui va du simple au double. Les 2 transistors sélectionnés sont le 2 et le 3 qui ont à peu près les mêmes caractéristiques.

N°	1	2	3	4	5
I _c en mA	230	290	300	400	520

Figure 8

Réalisation pratique

Le montage se sépare en 2 circuits imprimés dont un sert de convertisseur et l'autre de support et fournisseur d'impulsions. Celui qui est le convertisseur est donné aux figures 9 et 10.

Les circuits imprimés sont tous en époxy de 1,6 mm d'épaisseur afin d'assurer une certaine rigidité.

Le deuxième circuit imprimé est donné aux figures 11 et 12.

Le transformateur repose à l'horizontale sur ce circuit par l'intermédiaire d'entretoises.

On disposera sous les transistors 2N3055 des plaques d'aluminium de 2 mm d'épaisseur et ayant les dimensions de la figure 13.

Nota : Les fils A.B.C. qui lient les 2 circuits seront soigneusement immobilisés par du ruban adhésif. Il en est de même pour ceux allant vers le transformateur. Sinon il y a risque de rupture du fil par les vibrations. Si on veut une version à relais qui commute soit en allumage électronique soit en allumage classique on se reportera au schéma donné à la figure 14, le brochage du relais est donné figure 15. Attention : la hauteur est assez critique pour que le relais puisse se loger entre les plaques.

Le relais est un 6RT (3A), des contacts ont été utilisés en double afin d'augmenter la durée de vie du relais. La commande se fait pour un interrupteur placé sur le tableau de bord.

Dans le cas d'une version à relais, la plaque à utiliser est celle représentée aux figures 16 et 17. Le relais est au repos lorsqu'il est en position allumage électronique.

Les bornes de sortie sont des vis $\varnothing 3$ longueur 16 mm. Ces vis sont placées directement sur le circuit imprimé.

L'ensemble est mis dans une boîte pour congélateur représenté sur les photos.

Mise en place

Avant le montage sur la voiture, une petite vérification permet de s'assurer de la bonne marche de l'ensemble.

En branchant une batterie de 12 V entre + et la masse et en court-circuitant les bornes bobine, on doit entendre le transformateur vibrer et il doit fournir une tension de 410 V lorsque la borne rupteur est à la masse.

Cette vérification effectuée, le montage se fait selon les figures 18 et 19.

1) Montage du coffret sur la voiture le plus loin possible des sources de chaleur (échappement)

2) Le fil allant sur la bobine côté Batt + est branché sur le + 12 V de l'allumage.

3) Le fil allant sur la bobine côté (Rup) — est branché sur la borne Rupt. de l'allumage.

4) Puis les 2 fils de la bobine BATT et RUPT sont liés à l'allumage.

5) La borne masse de l'allumage électronique est liée au châssis de la voiture.

6) Dans le cas d'une version avec relais, la borne de commande allumage classique/ électronique est liée à un interrupteur fixé sur le tableau de bord.

7) Moteur mis en route la tension aux bornes du thyristor est de l'ordre de 340 V au ralenti et de 300 V à plein régime.

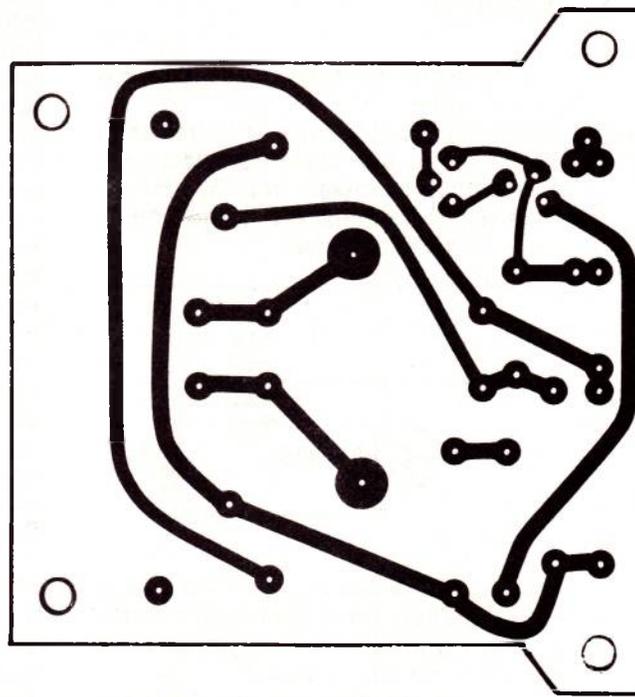


Figure 9

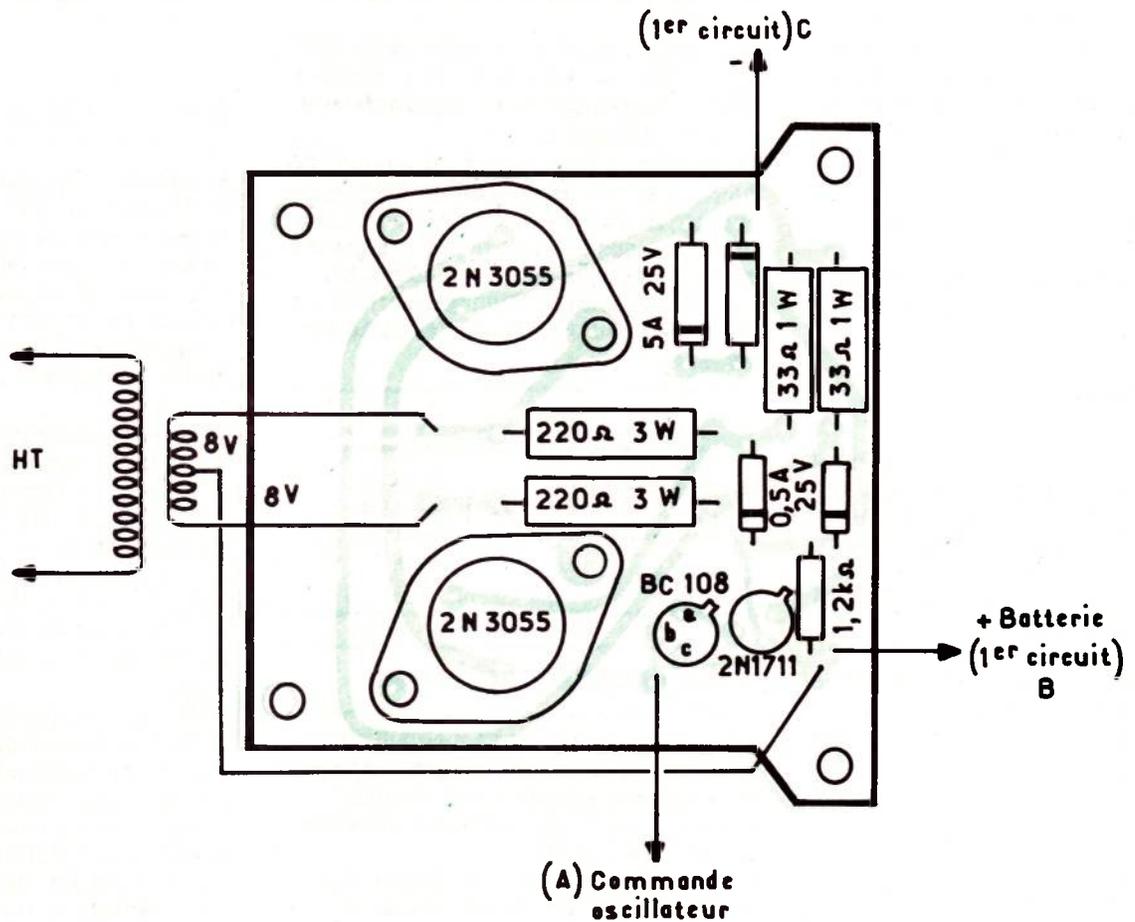


Figure 10

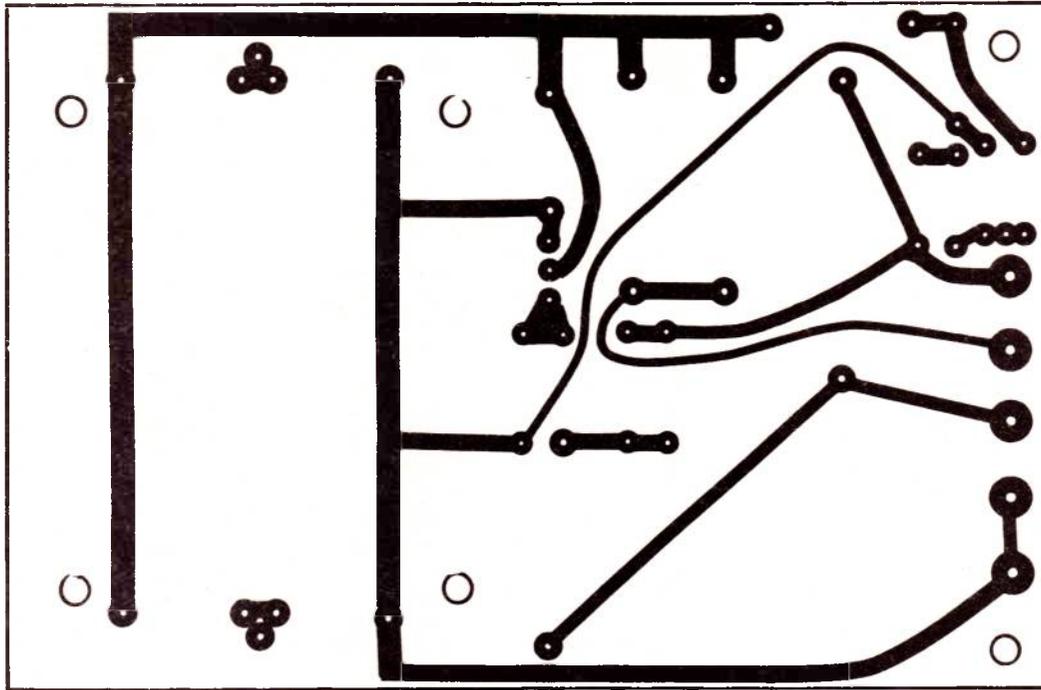


Figure 11

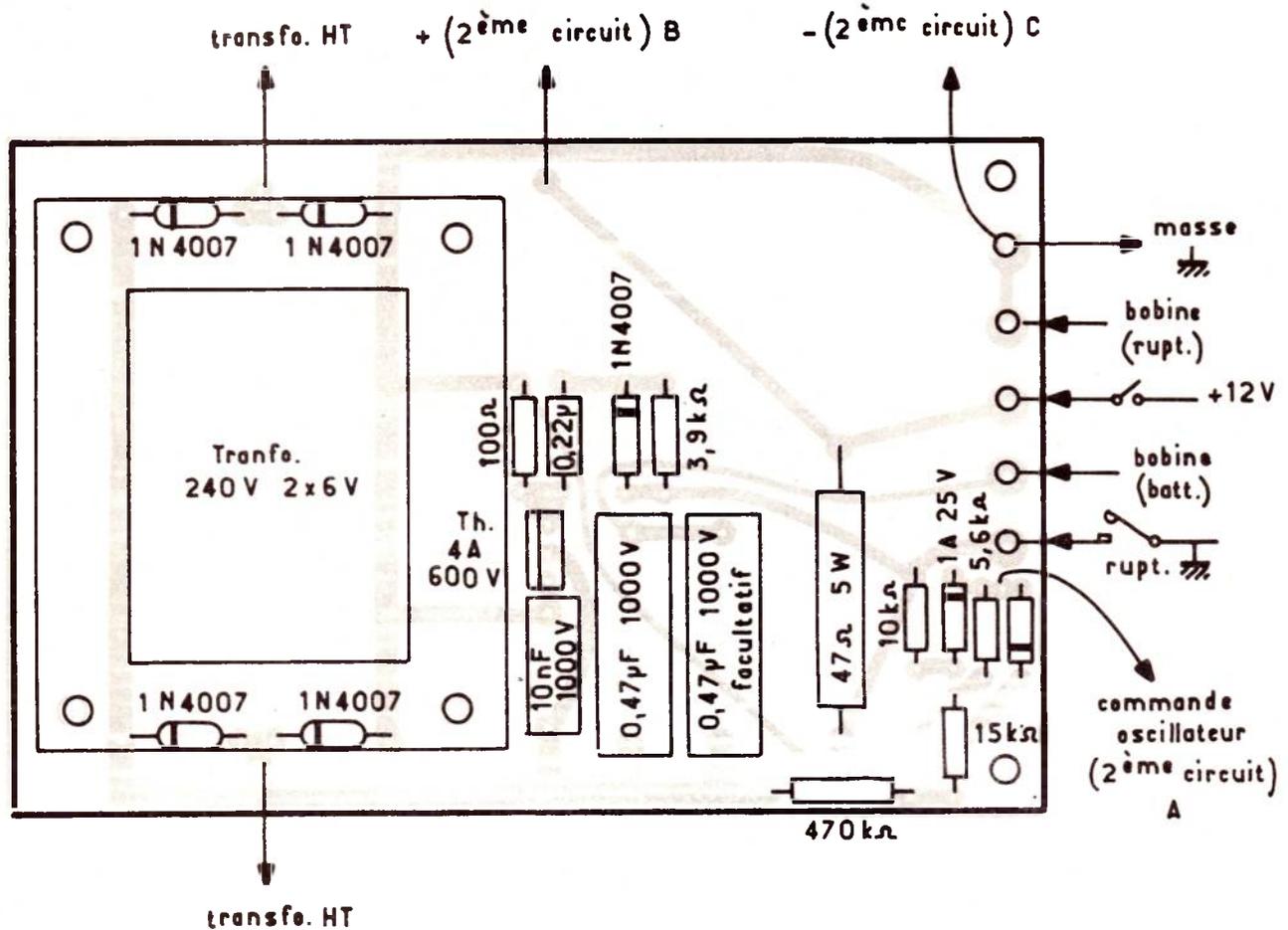


Figure 12

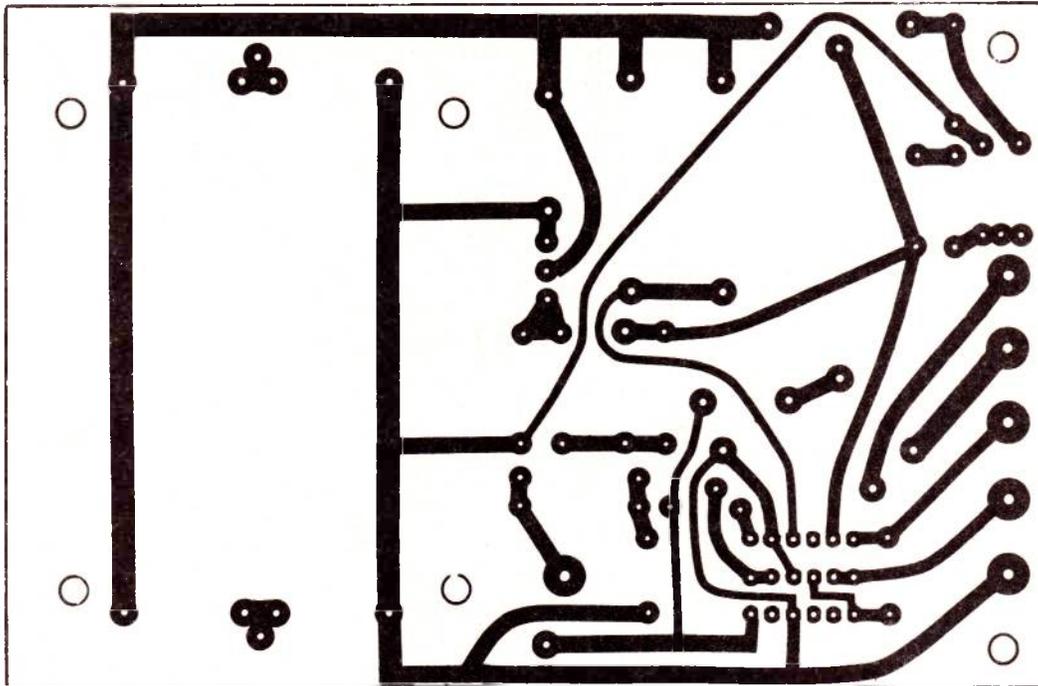


Figure 16

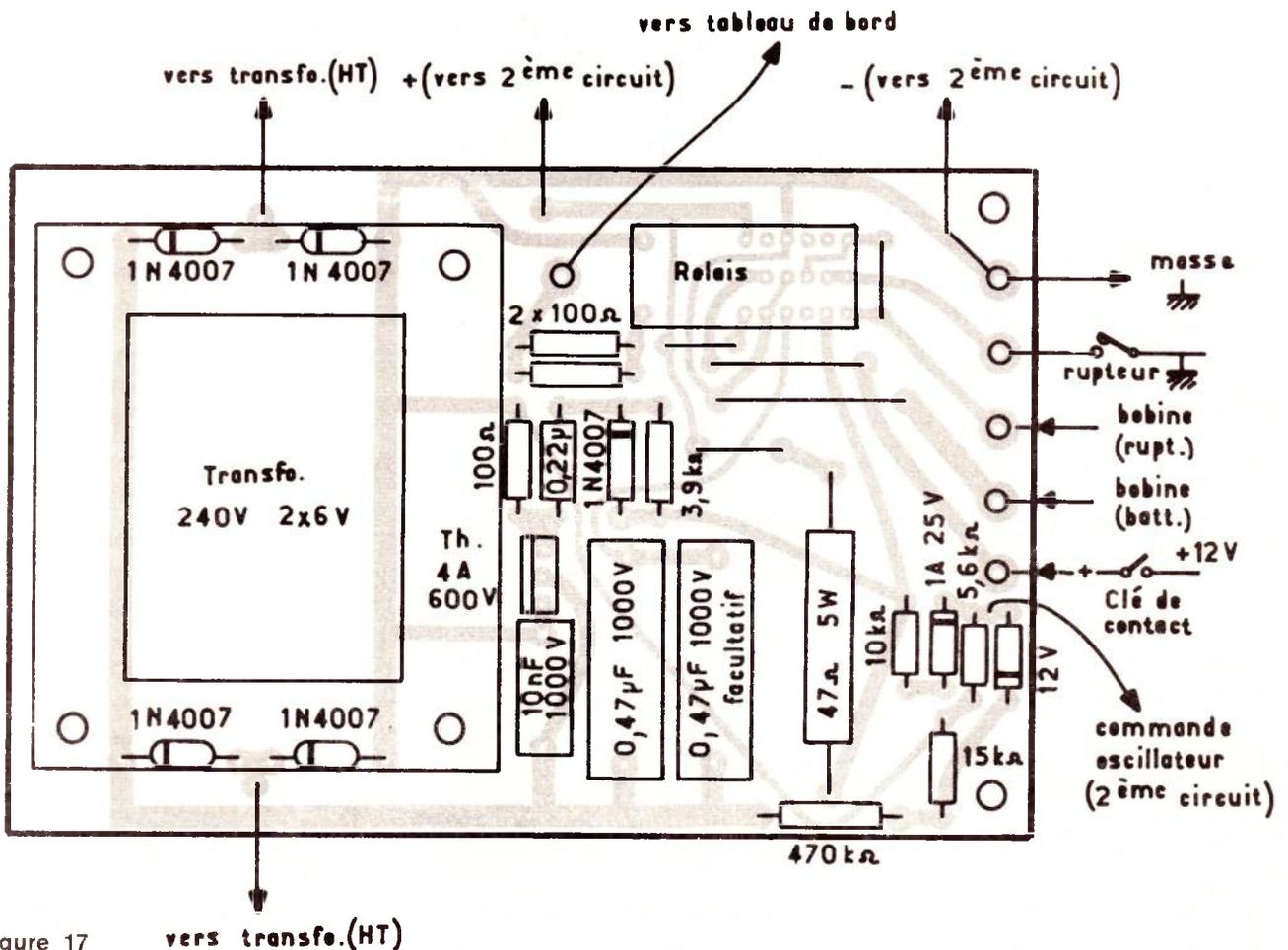
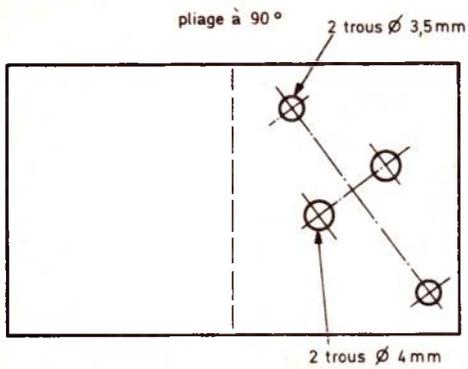


Figure 17



Echelle : 1 Aluminium ép: 2 mm

Figure 13

Vu de dessous

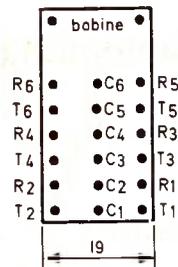


Figure 15

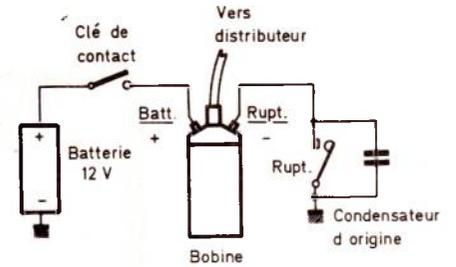
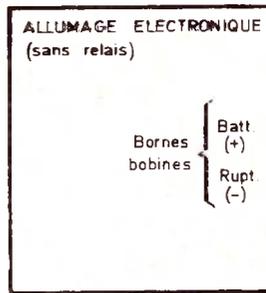


Figure 18



Relais Varley 6 RT

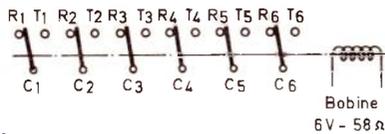


Figure 14

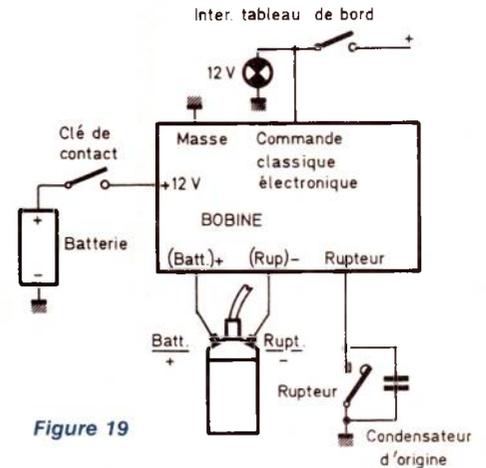
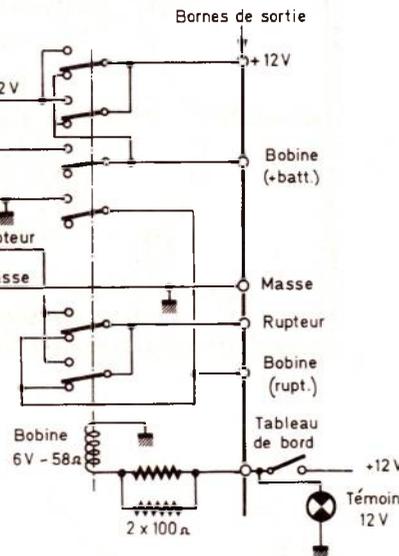
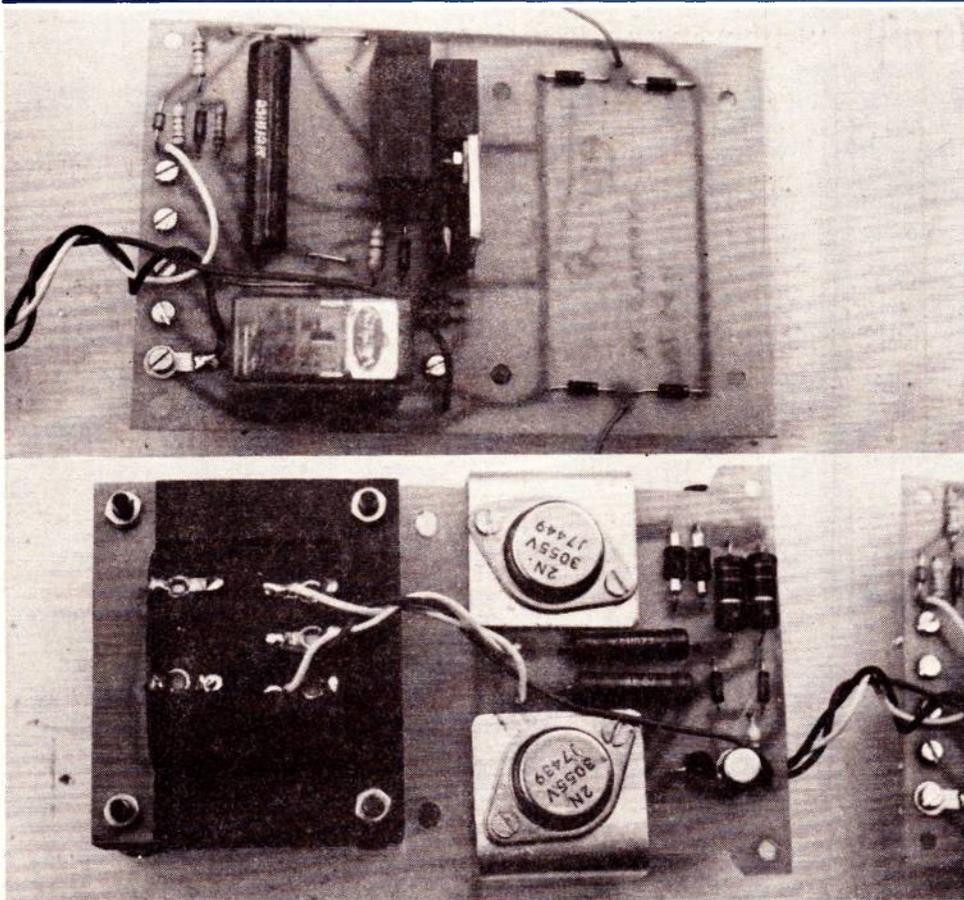


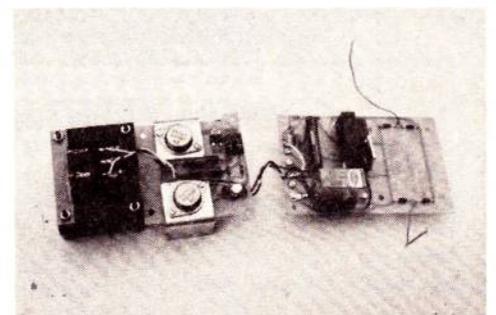
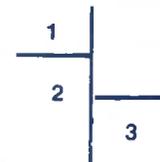
Figure 19



1) Vue de la plaque convertisseur BT/HT.

2) Vue de la plaque principale.

3) Vue des deux plaques. On remarquera les 3 pôles de liaisons entre les deux plaques.



Nomenclature

Version 12 V

Résistances

R₁ 10 kΩ 1/2 W
 R₂ 56 kΩ 1/2 W
 R₃ 15 kΩ 1/2 W
 R₄ 220Ω 3 W
 R₅ 220Ω 3 W
 R₆ 33Ω 1 W
 R₇ 33Ω 1 W
 R₈ 470 kΩ 1/2 W
 R₉ 100Ω 1/2 W
 R₁₀ 47Ω 5 W
 R₁₁ 3,9 kΩ 1/2 W
 R₁₂ 1,2 kΩ 1/2 W

Condensateurs

C₁ 0,47 μF ou 1 μF 1000 V
 C₂ 10 nF 1000 V
 C₃ 0,22 μF 250 V

Divers :

6 vis Ø4 longueur 45 mm
 Boîte pour congélateur

Version 6 V

R₁ 5,6 kΩ 1/2 W
 R₂ 56 kΩ 1/2 W
 R₃ 15 kΩ 1/2 W
 R₄ 47Ω 5 W
 R₅ 47Ω 5 W
 R₆ 22Ω 1 W
 R₇ 22Ω 1 W
 R₈ 470 kΩ 1/2 W
 R₉ 100Ω 1/2 W
 R₁₀ 22Ω 5 W
 R₁₁ 2,2 kΩ 1/2 W
 R₁₂ 560Ω 1/2 W

C₁ 0,47 μF ou 1 μF 1000 V
 C₂ 10 nF 1000 V
 C₃ 0,47 μF 250 V

5 à 6 vis Ø3 longueur 16 mm
 de 100 x 145 x 70 mm

Transistors + Thyristor

T₁-T₂ : 2 x 2N 3055 appairés
 + 1 Th. de 4 A-600 V (minimum)
 T₃ : 1 - 2 N1711
 T₄ : BC108 ou TIP108

Dz : Zener 12 V 1 W

Diodes :

D₁ D₂ D₃ D₄ : 1N4007
 (1000 V)
 Toutes les autres diodes 1A - 25 V
 ou similaires

Transformateur : fait sur demande

36 VA
 Primaire : 2 x 6 V Secondaire 240 V
 (version 12 V)
 ou Primaire 2 x 2,5 V Secondaire 240 V
 (Version 6 V)

Conclusion : Nous espérons que cet article aura démystifié l'allumage électronique aux yeux de certains. Sa mise en œuvre est simple. Si des lecteurs rencontrent des difficultés, l'auteur se tient à leur disposition pour leur donner tous conseils. ■

COMME BEAUCOUP DE SALARIES CONSCIENTS DE LEUR AVENIR

SPECIALISEZ-VOUS

chez vous, et gratuitement grâce à la loi sur la Formation Continue

Si vous êtes salarié d'une entreprise de plus de 10 personnes et avec l'accord de votre employeur, vous pouvez, vous aussi gratuitement, assurer votre emploi en vous spécialisant par correspondance, dans l'une des qualifications suivantes

Professions de L'INDUSTRIE



- Electricité CAP et BP Electro-technicien Electricien d'équipement
- Electronique Radio TV
- Monteur dépanneur Radio TV
- Technicien électronique
- Mécanique Auto CAP et BP Mécanicien réparateur Auto Chef d'atelier de construction Auto
- Bureau d'études Dessinateur en chaudronnerie Agent d'études du travail CAP Dessinateur en bâtiment
- Bâtiment et Travaux Publics
- Chef de chantier Chef d'équipe
- Metreur

Professions du COMMERCE



- Comptabilité: Aide comptable Comptable commercial industriel Secrétaire comptable
- Préparation aux: CAP et BP Comptable DECS 1er degré comptabilité
- Commerce: Représentant Agent technico-commercial Acheteur Chef de rayon BTS distribution BTS publicité
- Informatique CAP fonctions informatiques Programmeur d'application
- METIERS DE LA PHOTO
- CAP Photo Photographe artistique

Possibilité de commencer votre étude à tout moment de l'année

UNIECO Etablissement privé d'enseignement par correspondance soumis au contrôle pédagogique de l'Etat

BON POUR RECEVOIR SANS AUCUN ENGAGEMENT

une documentation sur vos possibilités de suivre gratuitement une formation complète dans le cadre de la FORMATION CONTINUE

Secteur qui vous intéresse: _____

NOM: _____ Prénom: _____

Adresse: _____

Code Postal: _____ VILLE: _____

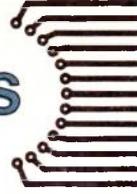
UNIECO 1945 Rte de NEUFCHATEL 76041 ROUEN Cedex

RADIO PLANS hors série

CARACTERISTIQUES
 ET EQUIVALENCES
 DES TRANSISTORS
 (code européen)

3000 transistors
 répertoriés par
 André LEFUMEUX

Société Parisienne d'Édition



COMMUTATEUR 10 CANAUX pour signaux logiques

Dans notre précédent numéro, nous avons décrit l'ensemble de la partie théorique de ce commutateur 5 ou 10 canaux pour circuits logiques. Ce mois-ci nous donnons les schémas de montage pratique des deux versions, ainsi que le procédé retenu par l'auteur pour la réalisation des sondes et la mise en coffret du modèle 10 voies.

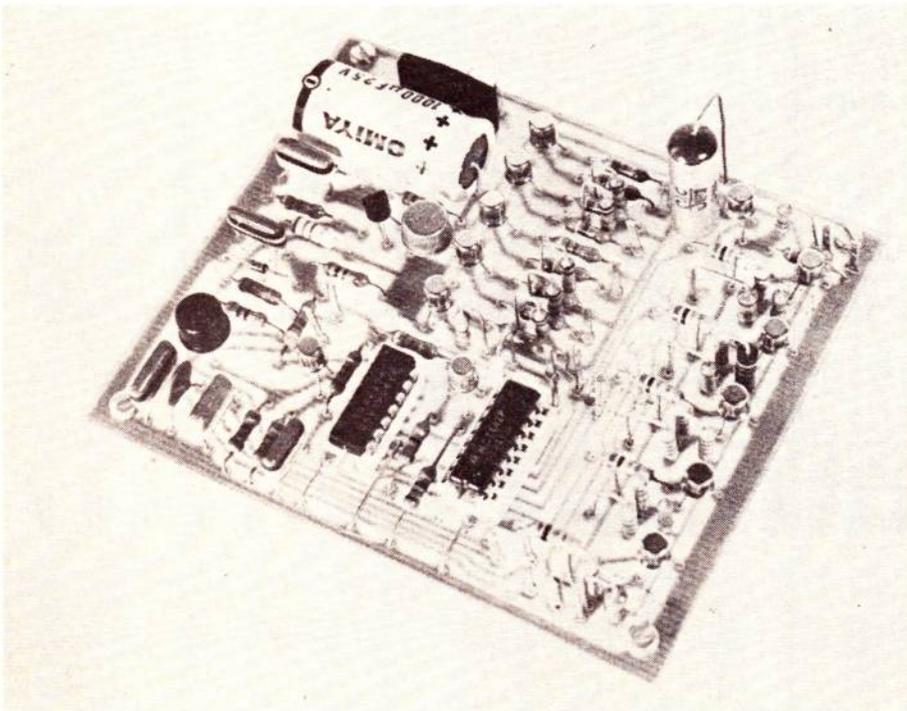


Figure 14

IV. Le circuit imprimé et son câblage

Comme annoncé en tête de cette étude, nous ne donnerons pas d'indications pour la réalisation de la version à cinq canaux du commutateur, qui ne pose aucun problème au plan mécanique. Nos lecteurs pourront d'ailleurs s'inspirer de la description détaillée du commutateur à 10 canaux, donnée plus loin.

L'unique circuit imprimé, est représenté par sa face cuivrée, et à l'échelle 1, dans la figure 12. La figure 13 montre le plan de câblage, pour lequel on pourra également s'inspirer de la photographie de la figure 14.

Il nous était difficile d'indiquer toutes les liaisons à effectuer sur le dessin de la figure 13, sans le rendre pratiquement illisible. En se reportant au schéma de principe, le lecteur identifiera aisément les cinq entrées du commutateur, les sorties du décodeur qui, par l'intermédiaire du contacteur K₂, doivent être l'une ou l'autre reliées à la base du transistor T₇, selon le nombre de canaux en fonction. Les émetteurs des cinq entrées seront reliés aux portes par des straps isolés, placés contre la face cuivrée du circuit. On remarquera, enfin, le montage en position verticale du condensateur C₃, ainsi que de certaines résistances.

Sur notre maquette, le transistor unijonction est un modèle fort coûteux, que nous avons sélectionné pour son faible courant de vallée. L'expérience, par la suite, nous a prouvé qu'un vulgaire 2N2646 convenait parfaitement bien : c'est d'ailleurs, comme on le verra plus loin, le type qui équipe la version à 10 canaux.

La version cinq canaux ne comporte aucun réglage, et doit fonctionner dès la mise sous tension. Nous montrerons plus loin, lors de l'étude du commutateur à 10 canaux, les observations qui peuvent servir à analyser le fonctionnement en cas d'ennuis, de même que nous proposerons quelques exemples d'utilisation.

VII. Du commutateur cinq canaux au commutateur dix canaux

La modification essentielle réside dans la mise en parallèle, deux à deux, des circuits de commande des portes. Ainsi, aucune modification n'est nécessaire dans la partie où s'élaborent les créneaux de découpage.

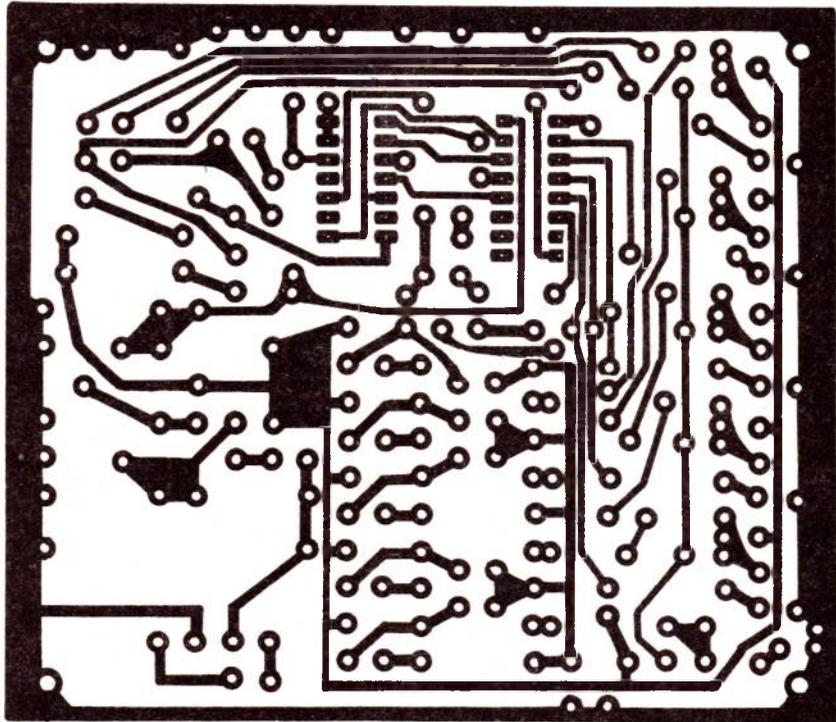


Figure 12

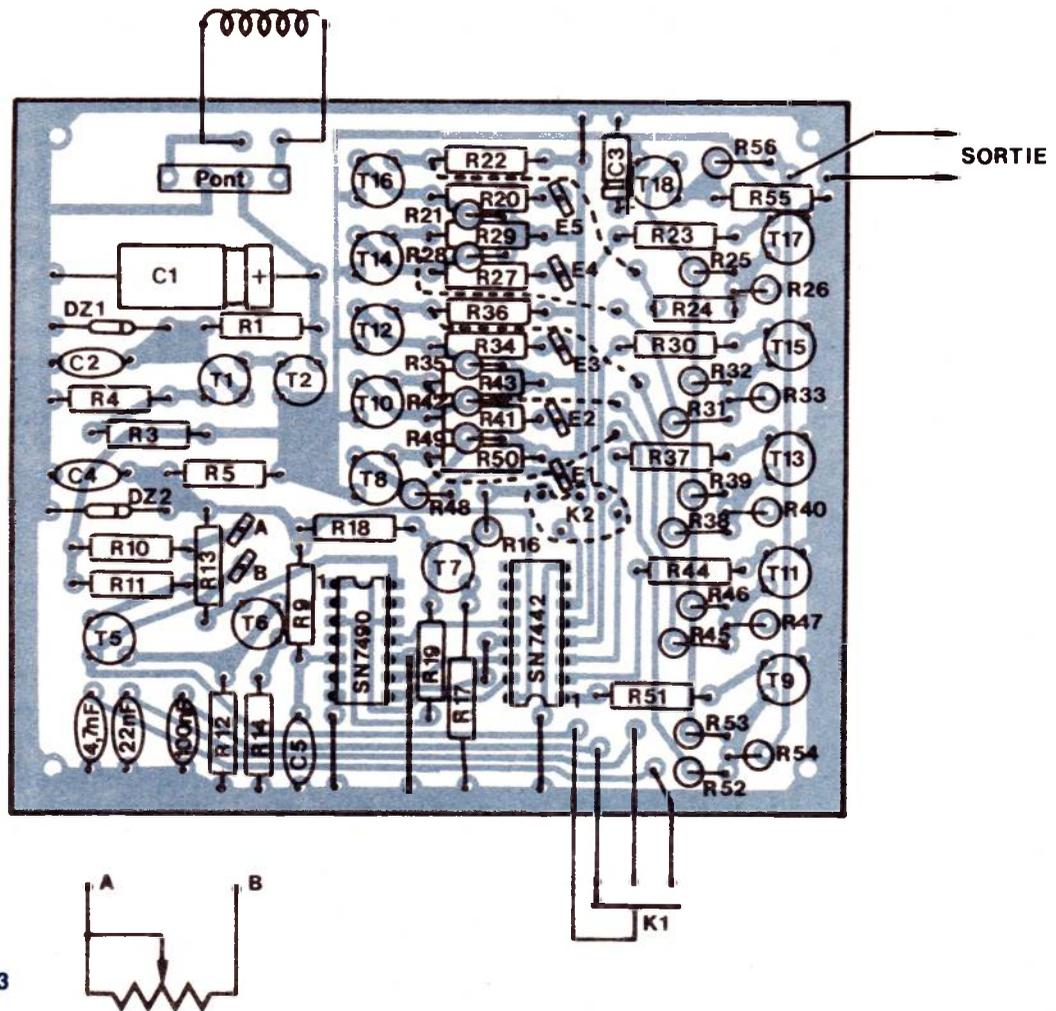


Figure 13

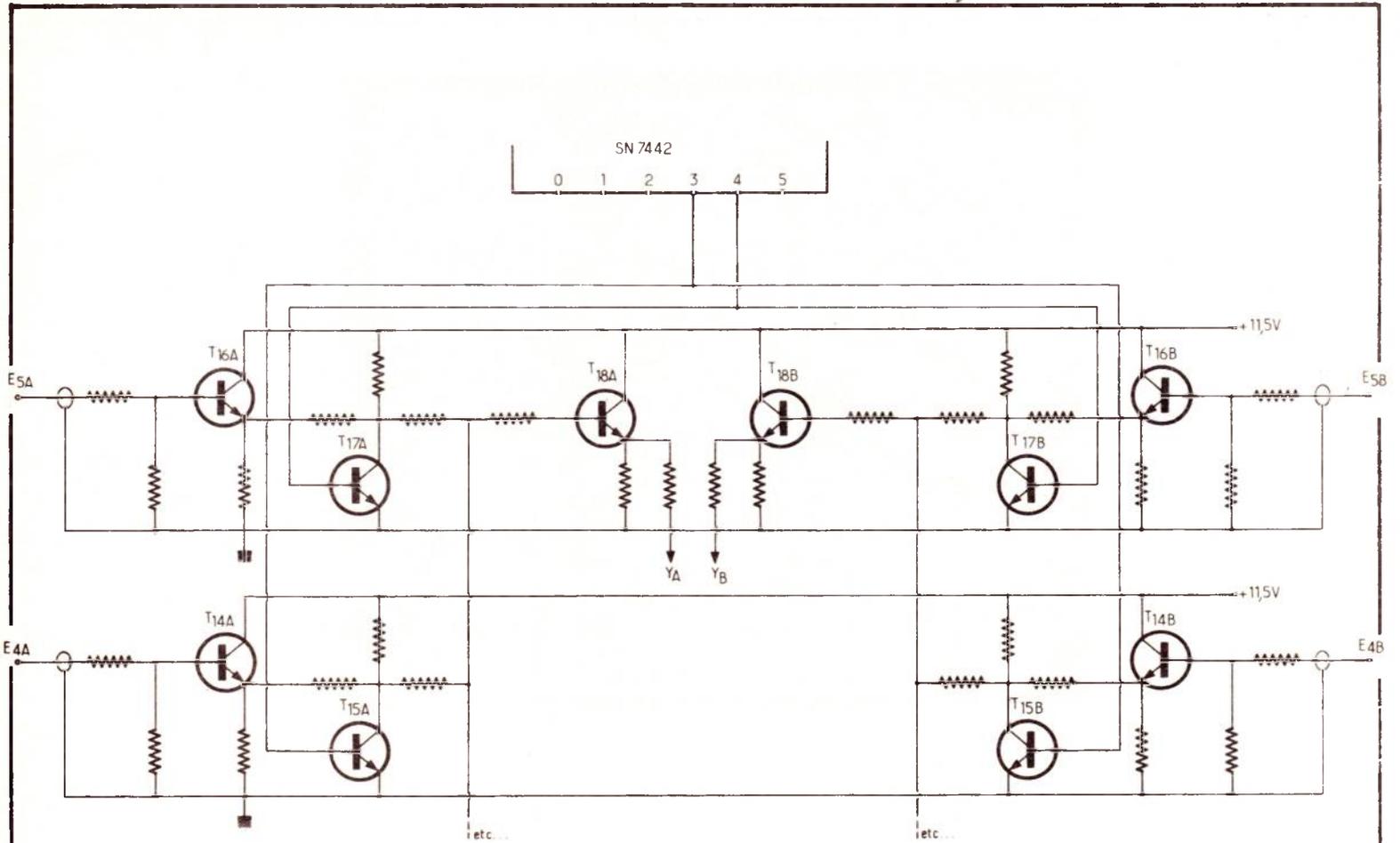


Figure 15

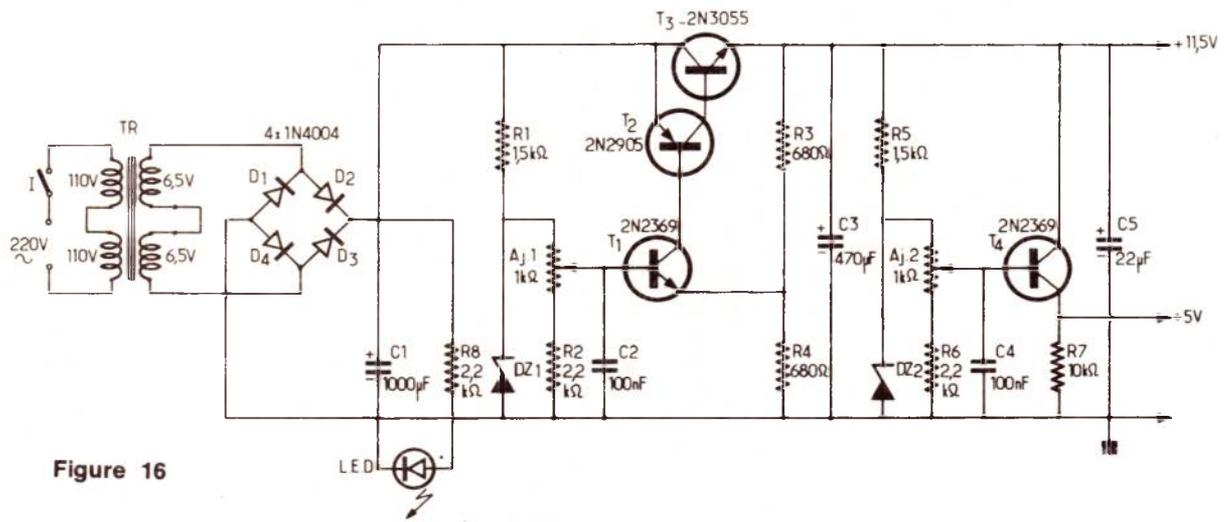


Figure 16

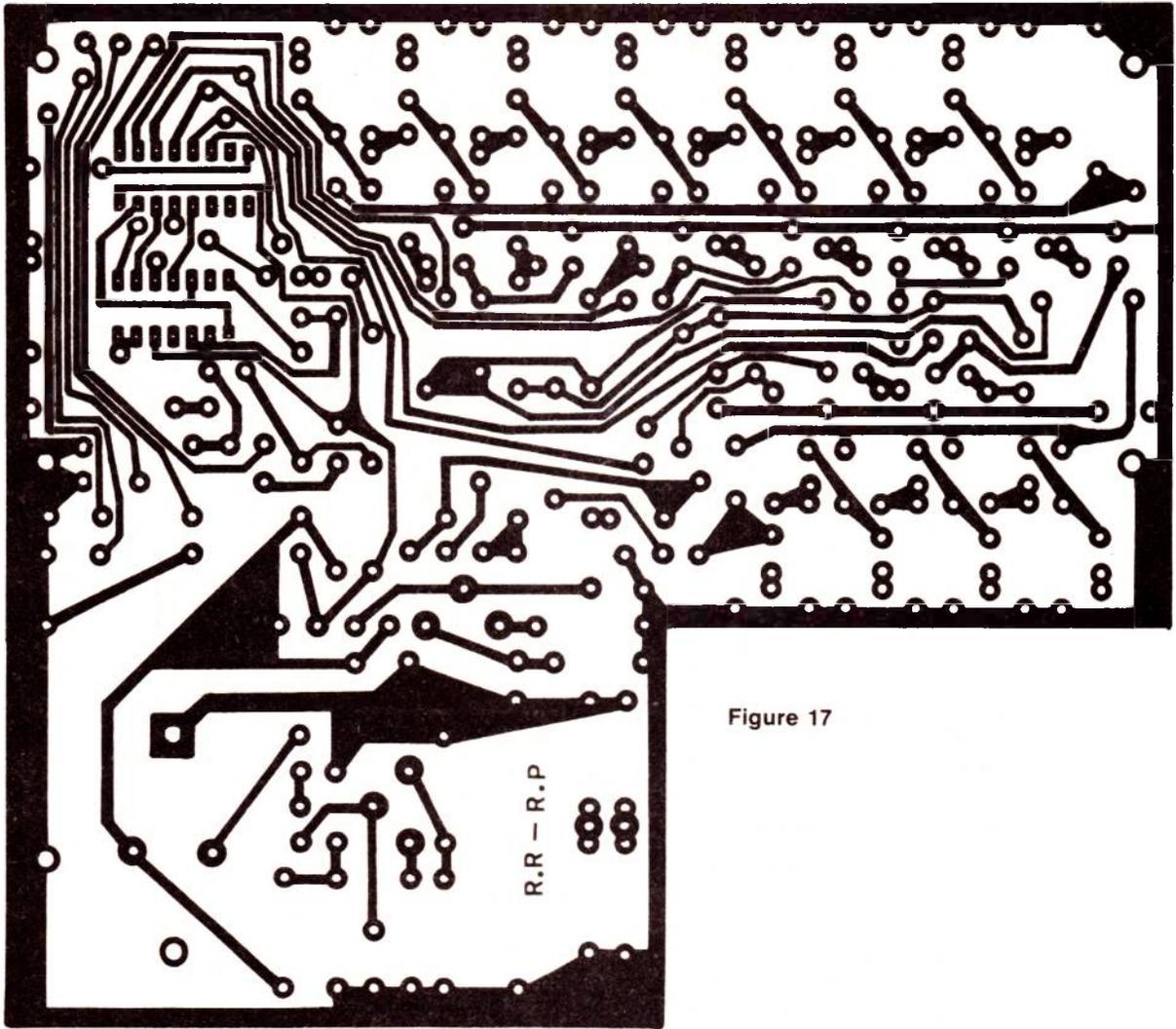


Figure 17

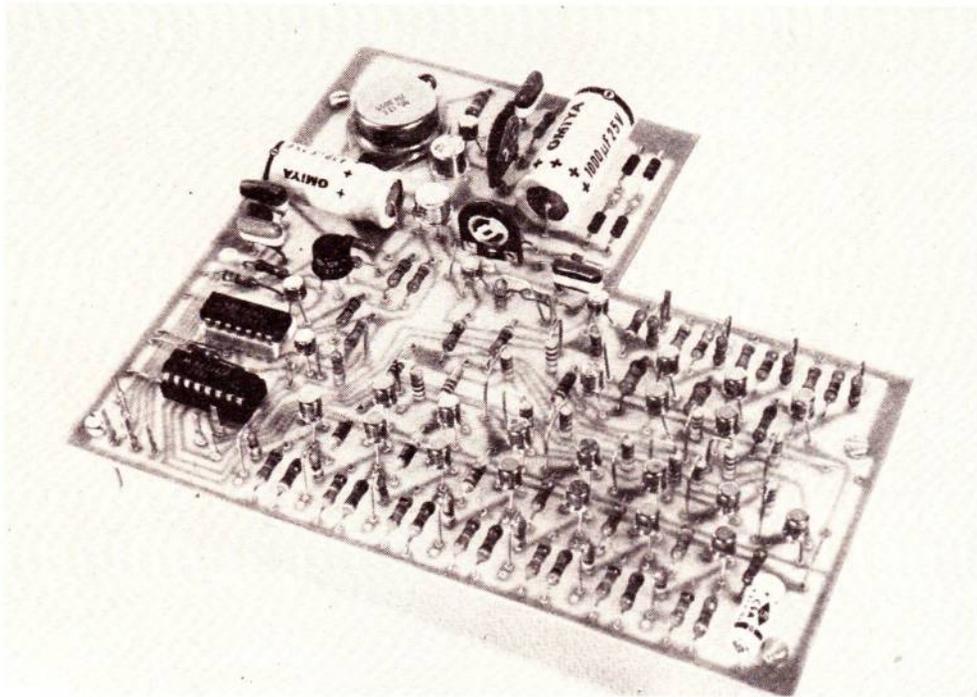
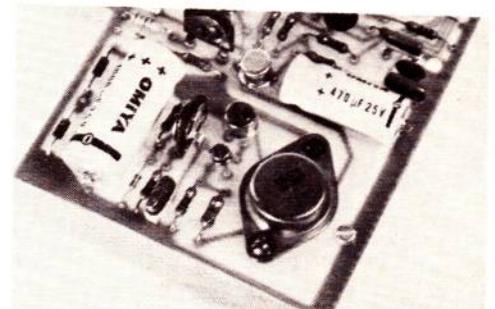


Figure 19

Figure 20



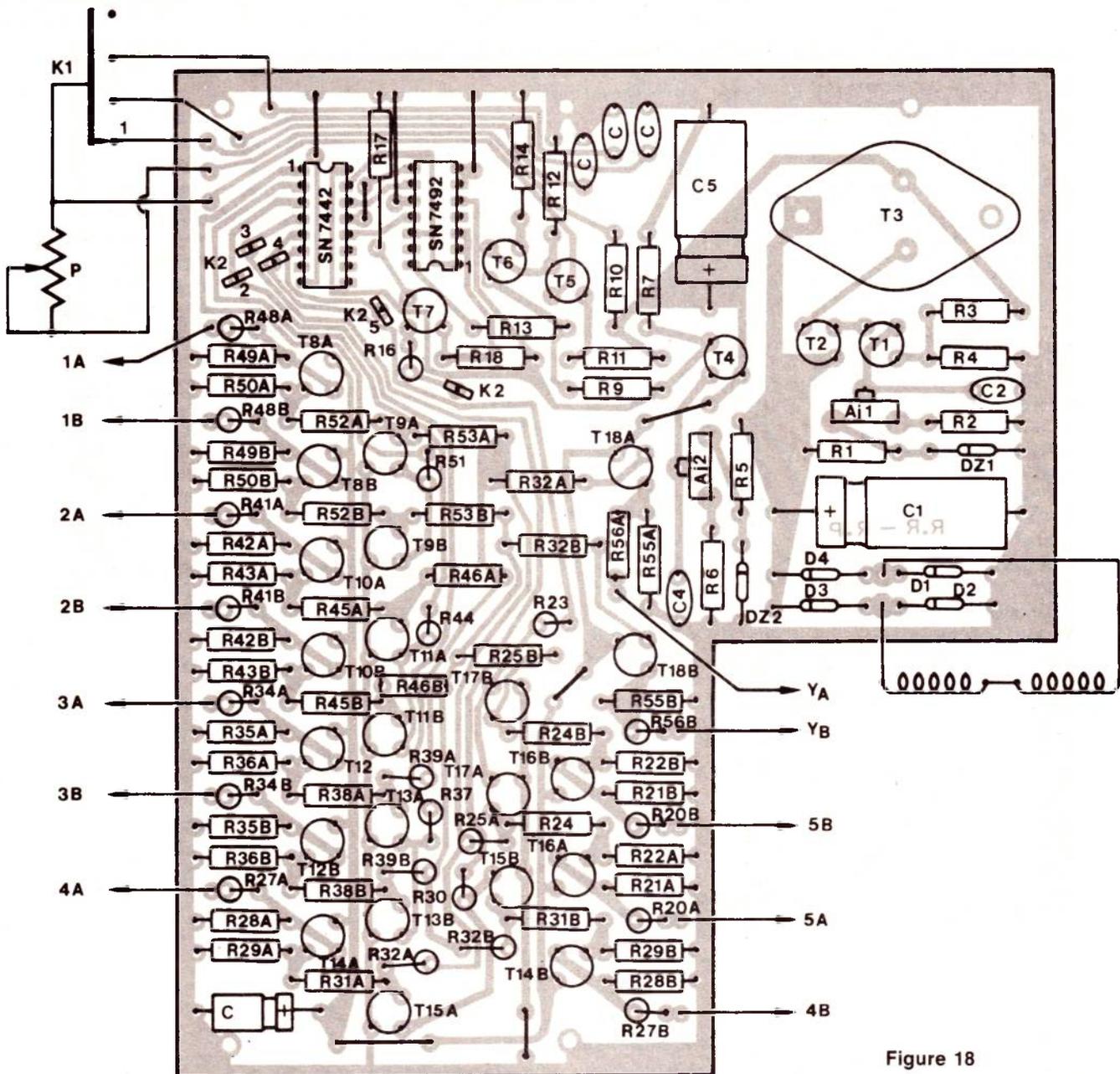


Figure 18

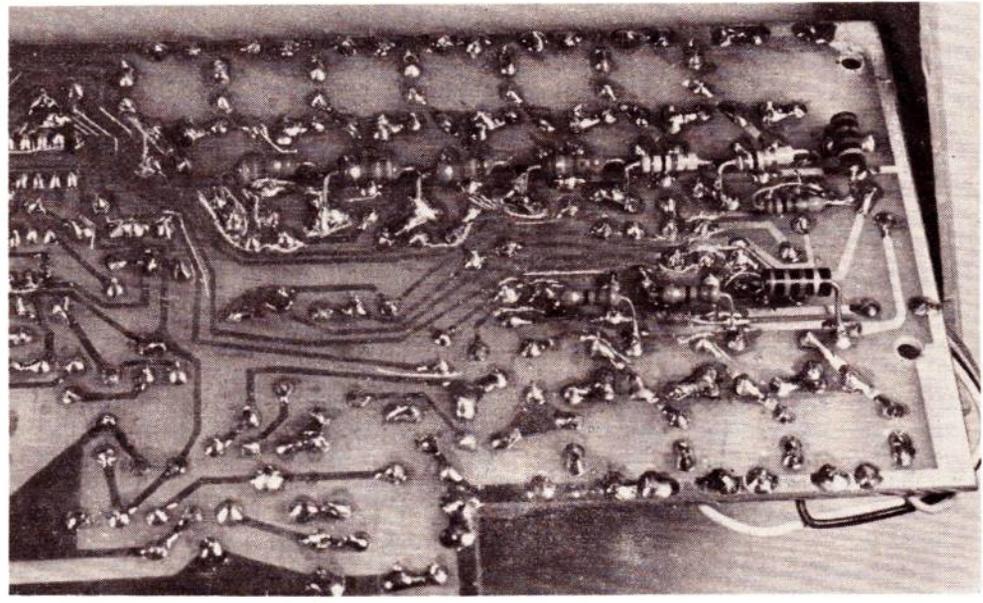


Figure 21

La **figure 15** illustre, sous forme simplifiée, la nouvelle structure obtenue. Pour limiter l'encombrement, nous n'avons représenté que deux paires de portes, alors que le montage en comporte évidemment cinq : le lecteur n'éprouvera aucune peine à prolonger cette chaîne.

La sortie, dédoublée (transistors T_{18A} et T_{18B}), est destinée à attaquer les deux entrées verticales Y_A et Y_B d'un oscilloscope bicourbe. En amont de chacun de ces transistors, on retrouve donc une structure identique à celle que nous avons détaillée dans la **figure 9**. Pour la commodité de la lecture, nous avons conservé les mêmes numérotations, mais en leur affectant des indices supplémentaires A ou B, selon l'entrée de l'oscilloscope auxquelles elles correspondent.

Depuis les sorties du décodeur SN 7442, les créneaux négatifs bloquent simultanément deux portes, par exemple les transistors T_{17A} et T_{17B} , à travers une résistance de base commune.

La deuxième modification concerne l'alimentation. En effet, le montage à 10 canaux se révèle sensiblement plus gourmand, du moins pour l'alimentation à 11,5 volts. La nouvelle alimentation retenue, est décrite dans le schéma de la **figure 16**.

Le redressement en pont, s'effectue cette fois à partir de diodes discrètes (D_1 à D_4). Nous avons prévu un réglage de la référence délivrée par la diode zéner DZ_1 , grâce à la résistance ajustable AJ_1 : la tension de sortie, elle aussi, devient alors réglable. Après le comparateur T_1 , on trouve un ballast constitué du montage composite d'un PNP, T_2 , et d'un NPN de puissance, T_3 ; l'ensemble, on le sait, équivaut à un unique transistor PNP de puissance, et dont le gain en courant serait le produit des gains de T_2 et de T_3 .

La tension d'alimentation des circuits intégrés est elle aussi réglable, ce qui permet d'obtenir exactement 5 volts, sans impératif particulier sur la précision de la tension d'avalanche de la zéner DZ_2 . La sortie s'effectue sur l'émetteur de T_4 .

VIII. Circuit imprimé du commutateur à dix voies

Comme pour la version précédente, nous avons regroupé tous les composants électroniques sur un même circuit imprimé. Celui-ci est spécialement conçu pour prendre place dans un coffret TEK0 de référence **AUS 2**.

Le dessin de ce circuit, vu à l'échelle 1 par sa face cuivrée, est donné à la **figure 17**.

Compte tenu de la densité du tracé, nous ne saurions trop conseiller d'apporter un grand soin à sa réalisation. Après l'attaque par le perchlorure, un contrôle attentif à la loupe, permettra de déceler tout court-circuit éventuel. Ceux-ci, le cas échéant, peuvent s'éliminer facilement avec un grattoir, ou tout simplement avec l'angle d'un tournevis bien affûté.

L'implantation des composants est indiquée dans la **figure 18**. Bien que fixé directement sur le stratifié, et démuné de tout radiateur, le transistor 2N3055 évacue sans peine les calories dissipées, grâce à la taille de son boîtier. Pour plus de précisions sur le câblage, on se reportera aux photographies des **figures 19 et 20**. La dernière détaille, en particulier, la partie regroupant les alimentations.

On remarquera que les résistances fournissant à chaque porte sa tension continue de décalage, n'apparaissent pas sur le plan de câblage de la **figure 18**. En effet, plutôt que de compliquer le dessin du circuit, nous avons préféré reporter ces résistances du côté de la face cuivrée. Chacune d'entre elles est donc reliée, d'un côté à la ligne positive d'alimentation (+ 11,5 V), et, de l'autre, au collecteur d'un des transistors de commutation. Le schéma de principe, ainsi que la photographie de la **figure 21**, aideront à leur mise en place.

IX. Préparation du coffret et câblage final

Comme annoncé plus haut, nous avons retenu, pour cette réalisation, un coffret TEK0 **AUS 2**. Cette nouvelle série, récemment commercialisée, allie une esthétique agréable, à une facilité d'emploi que nous avons appréciée.

Le premier travail consiste à préparer la façade. La **figure 22** en donne les cotes de perçage. Pour le diamètre des trous réservés aux entrées, ces cotes tiennent évidemment compte des choix que nous avons faits, c'est-à-dire de l'utilisation de jacks miniatures pour fiches de 2,5 mm. On déterminera aussi le perçage réservé au voyant, en fonction de la nature de ce dernier : diode électroluminescente (comme sur le schéma de la **figure 16**), ou voyant classique, ainsi que sur notre maquette.

A la **figure 23**, on trouvera notre proposition de réalisation de la façade. Différentes techniques sont utilisables. L'une de celles que nous préférons, consiste à passer par l'intermédiaire d'un calque dessiné avec des lettres à transfert et de l'encre de chine, et à partir duquel nous réalisons une photographie par contact. On obtiendra un

fond noir (comme nous l'avons fait) en utilisant directement le calque pour l'impression du papier photographique, ou un fond blanc si on passe par l'intermédiaire d'un négatif. Les papiers photographiques plastifiés donnent d'excellents résultats, mais il est prudent, pour éviter les traces de doigts, de les recouvrir d'un vernis protecteur (en vente chez les photographes, existe en brillant et en mat).

On montera ensuite, sur cette façade, tous les composants mécaniques (jacks d'entrée, bornes de sortie, voyant, interrupteur de mise sous tension, potentiomètre, commutateurs K_1 et K_2) : la photographie de la **figure 24** montre le résultat de ce travail. On réunira entre elles (et, plus tard, à la masse de tout le circuit) les cosses de masse de tous les jacks (voir photographie de détail de la **figure 24 bis**).

Le transformateur d'alimentation, qui prend place dans la découpe du circuit imprimé, est collé à l'Araldite contre le fond du coffret (**figure 25**). On évite ainsi la présence de vis disgracieuses. Il est commode de réaliser le câblage, vers la sortie « secteur » et vers l'interrupteur, par l'intermédiaire d'un bornier d'électricien, qu'on collera sur la paroi arrière. Pour obtenir un câblage propre, on peut aussi maintenir les fils par un mince cordon de colle, en les maintenant en place par des pinces pendant la durée du séchage (**figure 26**). Sur cette même figure, la façade est déjà posée, par les deux vis du bas.

Avant de monter le circuit imprimé, on l'équipera de tous ses fils de liaison : sorties, entrées, raccordement aux commutateurs K_1 et K_2 , raccordement au secondaire du transformateur. L'emploi de fils en nappes (**figure 27**) donne un aspect très propre.

Enfin, le circuit imprimé est mis en place, à l'aide de vis « Parker » : le coffret TEK0 comporte des réceptacles pour ce type de vis, à l'emplacement des trous de notre circuit imprimé. Il ne reste qu'à effectuer les dernières liaisons, en s'aidant du schéma de principe (**figure 9**, **figure 15** et **figure 16**), ainsi que du plan de câblage (**figure 18**). La photographie de la **figure 28** illustre cette dernière étape du montage.

X. Câbles et sondes

Sur les dix jacks de la façade, s'enfoncent dix fiches mâles. Il est commode d'assurer la liaison, vers les différents points à tester, par du câble coaxial à un conducteur et une tresse de masse, fin et surtout très souple. On ne choisira pas des longueurs trop grandes, afin de ne pas augmenter inutilement les capacités d'entrée : une cinquantaine de centimètres nous semble une bonne dimension.

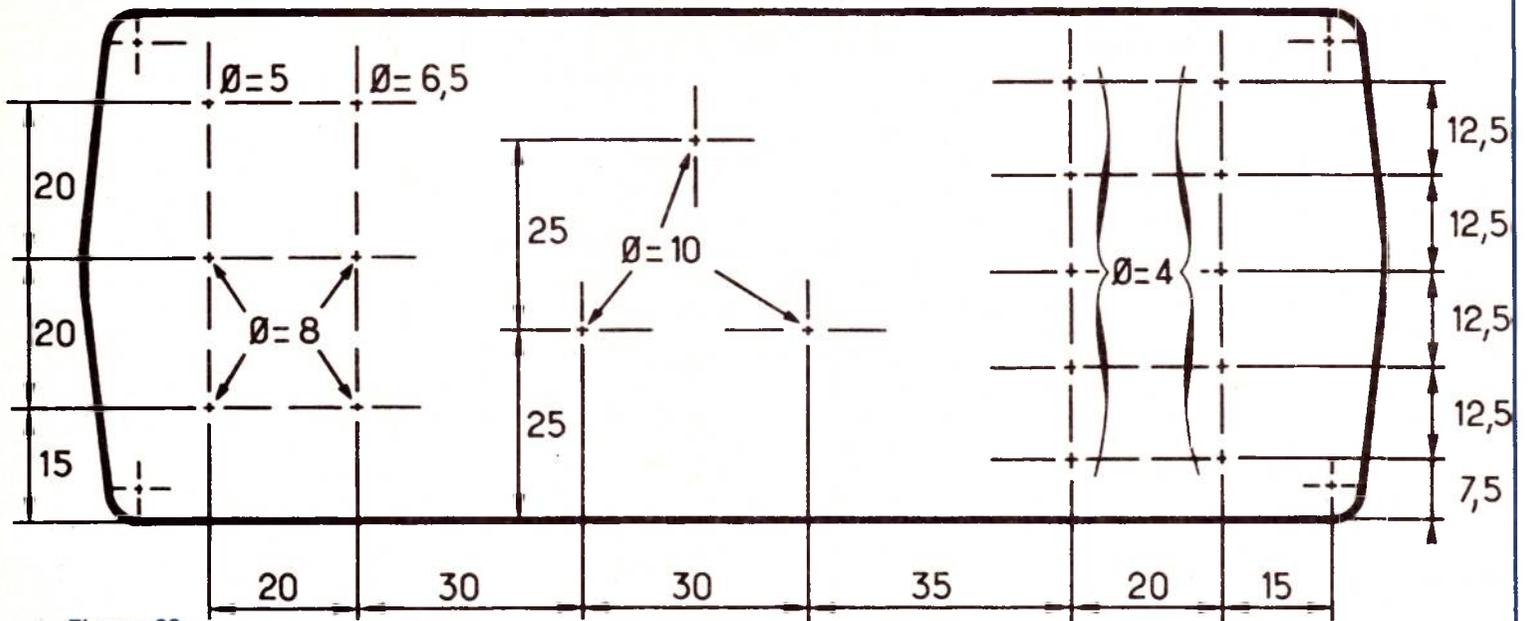


Figure 22

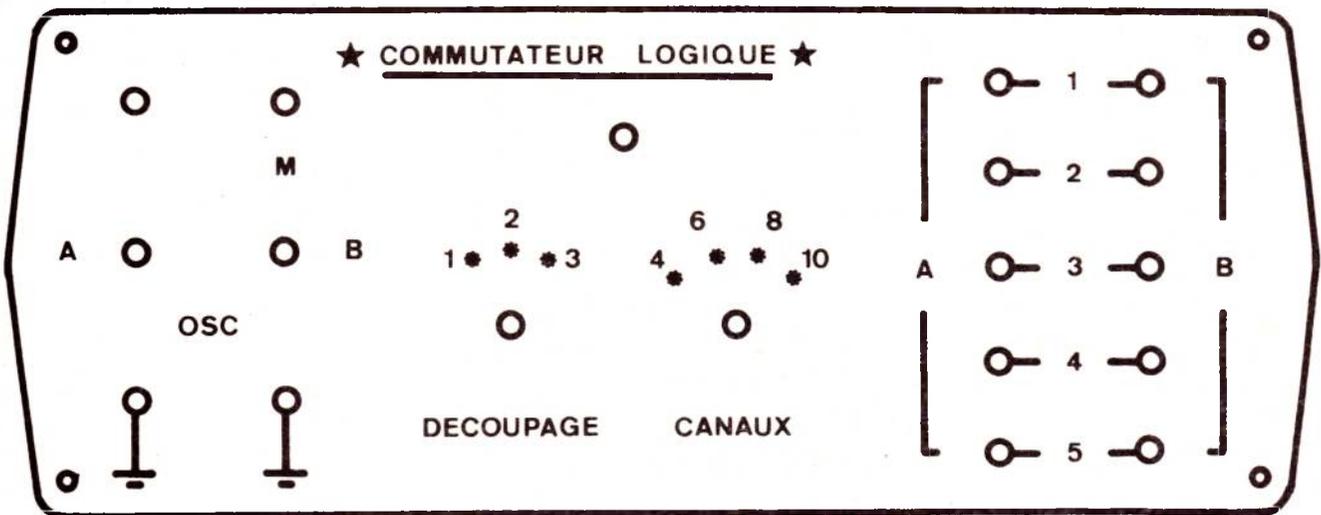
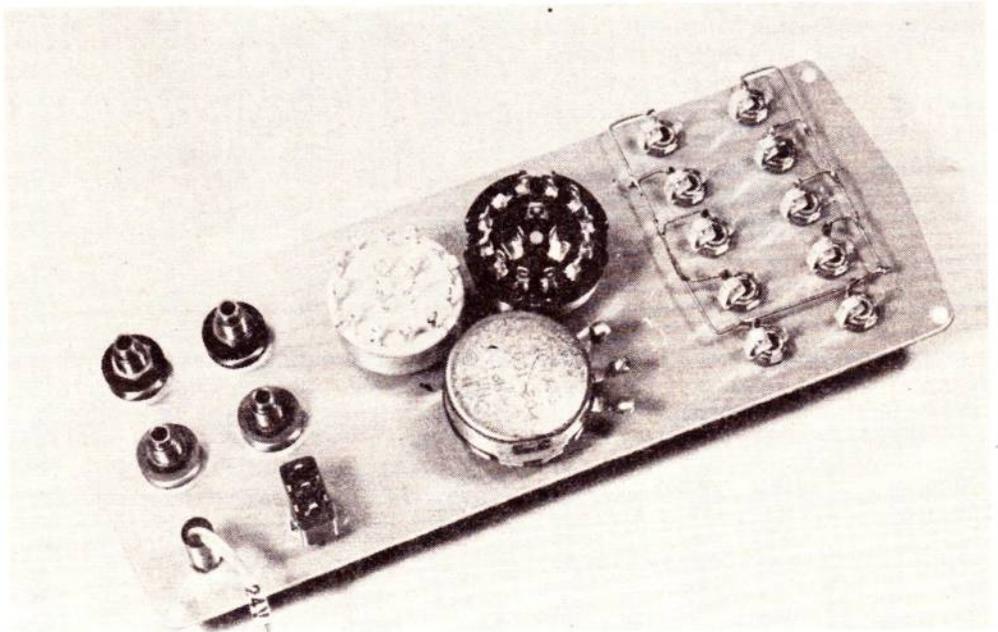
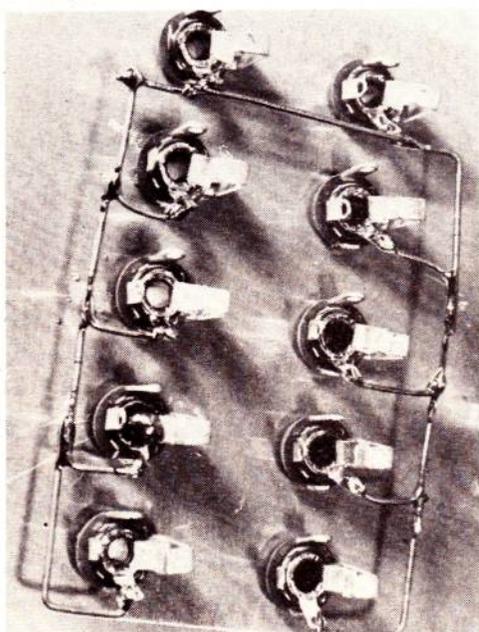


Figure 23



Figures 24 et 24 bis

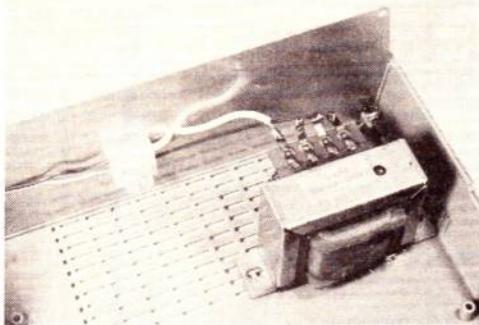


Figure 25

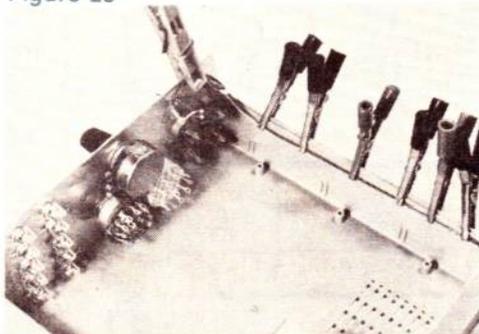


Figure 26

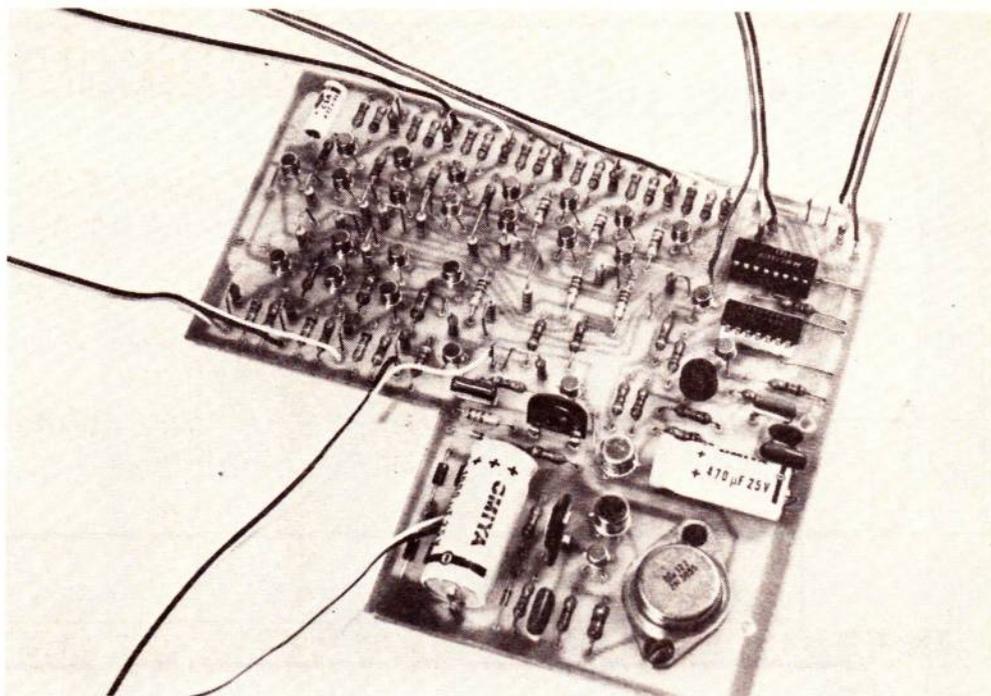


Figure 27

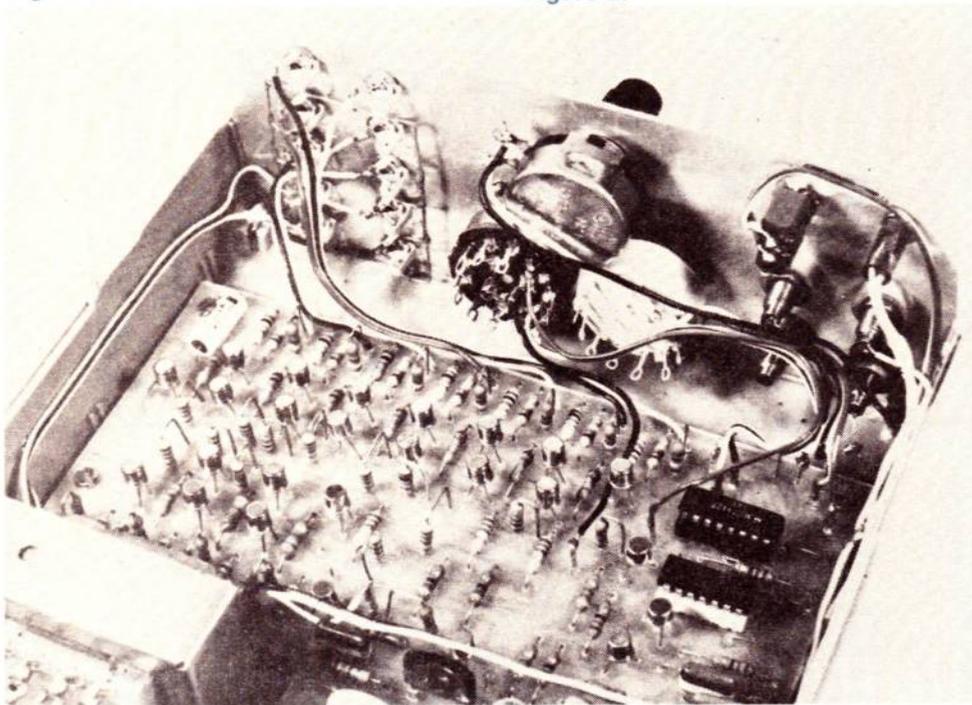


Figure 28

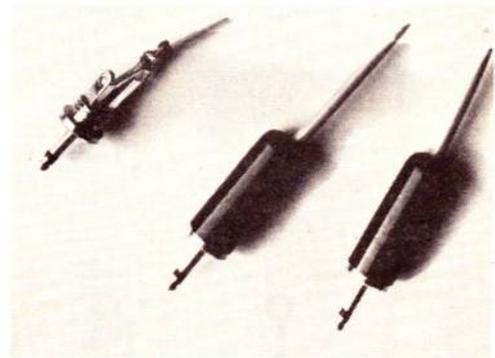


Figure 29

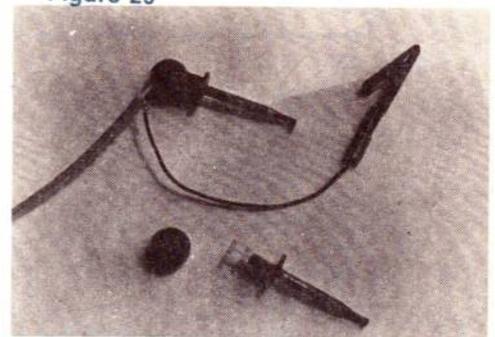


Figure 30

La photographie de la **figure 29** montre deux embouts terminés, et un autre en cours de fabrication. Nous conseillons de pincer la gaine de masse sans la souder, ce qui risquerait de détruire le mince isolant du conducteur central, et de créer des courts-circuits.

A l'autre extrémité, on peut adopter des grips-fils pour le conducteur actif, tandis que la masse est ramenée sur un fil souple d'une dizaine de centimètres de longueur, terminé par une fiche mâle miniature de

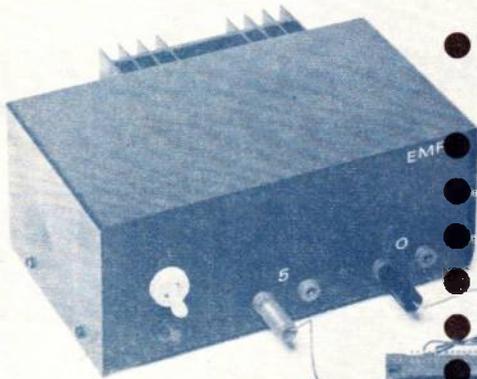
2 mm : il existe de toutes petites pinces « crocodile » pour ce diamètre (**figure 30**). D'ailleurs, il est inutile de prévoir des connexions de masse sur la totalité des cordons, puisque toutes les gaines sont ramenées à la masse générale, sur les entrées du commutateur.

Note

La fin de cette étude concernant le mode d'utilisation et la nomenclature, sera publiée dans le numéro de décembre 1978, notre prochain numéro de novembre étant consacré à la photographie.

R. Rateau

Microcalculateur série 1000



- Unités centrales : SC/MP (1 K PROM, 1/2 kram)
Z 80 (3 K PROM, 1 KRAM), DMA ...
- Cartes mémoires 8 K et 16 K
- Interfaces cassettes
- Interface télétype
- Entrées - sorties industrielles
- Calcul scientifique
- Système « basic »

PÉRIPHÉRIQUES - SYSTÈMES DE DÉVELOPPEMENT

Distribué par :

- DEBELLE, 13, rue Baptiste-Marcet, Z.I. Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine
- FACEN LILLE, 6, rue Emile-Rouzé, 59000 Lille
- FACEN NANCY, Z.I. D'Heillecourt, 54140 Heillecourt
- FACEN ROUEN, boulevard Industriel, 76800 Saint-Etienne-du-Rouvray
- FACEN STRASBOURG, Z.I. rue Vauban, 67450 Mundolsheim
- FENNER GENEVE, 18, rue de Miremont, 1211 Genève 25
- GENERIM, avenue de la Baltique, Z.A. de Courtabœuf, B.P. 88, 91403 Orsay
- PENTASONIC, 5, rue Maurice-Bourdet, 75016 Paris
- R.T.F., 73, avenue Charles-de-Gaulle, 92202 Neuilly-sur-Seine

Ventes par correspondance : Notices et tarifs sur simple demande.



« Points micro »

- 185 av. de Choisy, 75013 Paris
- 5 rue Maurice Bourdet, 75016 Paris
- 9 bis rue du Bas-Chamfleur, 63000 Clermont Fd
- 6 rue de la Loi, Mulhouse
- 32 rue Oberlin, Strasbourg
- 13 rue Baptiste Marcel, 38600 Fontaine

SARREGUEMINES

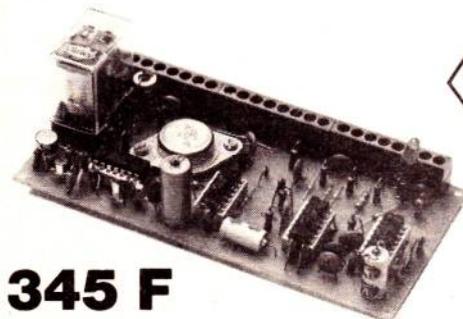
Electronique Service, 20 avenue de la gare - 57200

Distributeur officiel
Office du Kit



Une gamme de transformateurs monophasés, primaire 220 V, imprégnés vernis classe B — Plus de 100 modèles de 1,8 à 480 VA. Secondaires simples ou doubles.

- Modulateur de lumière 3 canaux (OK21) 112,70 F
- Modulateur 3 canaux + 1 inverse (OK124) . . . 136,20 F
- Adaptateur micro pour modulateur (OK126) . . 77,40 F
- Stroboscope 40 joules (OK112) 155,80 F
- Antivol pour automobile (OK92) 102,90 F
- Générateur de rythmes (OK143) 279 F
- Ampli linéaire 144 MHz - 40 W (OK148) 495 F



Centrale antivol OK 140 :

- Multiples entrées
 - Sortie sirène + sortie par relais
 - Contrôle de veille
 - Indicateur d'alarme
- Fonctionne à circuits C.MOS (-de 10 µA de consommation en veille)

345 F

Composants électroniques

Vaste choix de résistances, condensateurs, transistors, circuits intégrés, diodes, etc...

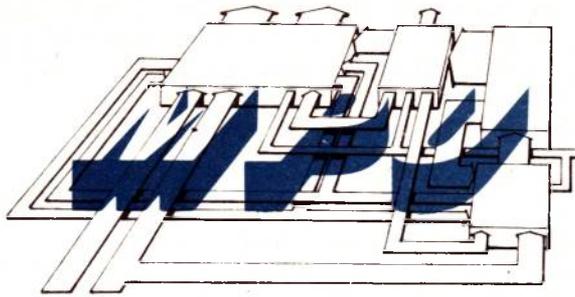
Outillage - Coffrets -
Appareils de mesure

C50/12	130 F	Convertisseurs statiques
C100/12	175 F	
C150/12 R	290 F	continu → Alt. 50 Hz
C300/24 R	320 F	
EC150/12	590 F	Nombreux modèles disponibles
EC300/12	795 F	
EC600/24	950 F	

Egalement vente par correspondance

Ouvert du mardi au samedi

de 9 h à 12 h et de 14 h à 19 h. Tel (87) 98 55 49



INITIATION AUX MICROPROCESSEURS

LES MODULES PERIPHERIQUES

utilisation

Après avoir étudié la structure matérielle des cartes d'entrée et de sortie dans l'article précédent, nous envisageons ici leurs applications. Dans le paragraphe consacré aux tests de ces cartes, nous avons déjà laissé supposer leur mode d'emploi. Mais, nous devons aller beaucoup plus loin pour une utilisation rationnelle de ces cartes.

Le problème principal qui va se poser à nous est la sécurité d'emploi. C'est-à-dire que nous devons veiller à ce que l'information d'entrée ou celle de sortie soit valide quels que soient les événements extérieurs indépendants du système. Cela laisse supposer que nous devons faire une sélection des informations d'entrée et imposer les signaux de sortie quelle que soit la réaction des dispositifs extérieurs que l'on commande.

Un système micro-informatique est un système intelligent ou tout au moins auquel nous sommes susceptibles de conférer une intelligence. Donc, nous ferons en sorte de lui faire prendre une décision en fonction des événements extérieurs. Mais, la difficulté sera de lui indiquer les critères de choix.

Car, en effet, intuitivement, nous pouvons pressentir que lorsque le dispositif connaîtra les états de sorties, il sera toujours possible de les imposer à l'extérieur, même si celui-ci est soumis à de fortes perturbations. Par contre, la difficulté réside dans l'interprétation des informations d'entrées puisque c'est sur elles que reposera la décision.

En technique analogique ou en logique câblée, nous étions amenés à effectuer un filtrage des informations pour exécuter des tâches. En effet, cette technologie était passive vis-à-vis du système extérieur. En logique programmée le problème est différent puisque le centre de décision qu'est d'une façon générale le microprocesseur est capable d'interpréter des situations : c'est une question de programmation.

Mais, comme d'une manière ou d'une autre ce sont des signaux électriques qui véhiculent l'information nous pourrions en micro-informatique exploiter les deux moyens de filtrage.

Donc, dans un premier temps, nous donnons le mode d'emploi des modules d'entrée et de sortie à relais qui ont fait l'objet de l'article précédent. Puis, nous étudierons la façon de prendre des décisions en se prémunissant contre des informations fallacieuses. Enfin, nous donnerons des exemples d'applications les plus universels possibles.

I. Le mode d'emploi

Le mode d'emploi que nous donnons ici est tout à fait général. Donc, toutes les techniques de programmation sont applicables. En effet, à partir du moment où l'on définit les éléments de structure, il est aisé d'en tirer toutes les possibilités d'utilisation.

Nous séparons dans ce qui suit, la carte d'entrée et la carte de sortie, pour plus de clarté. Toutefois, les mêmes principes sont applicables à l'une comme à l'autre.

1) La carte d'entrée

Nous ne reviendrons pas sur la structure matérielle de cette carte qui a été développée dans l'article précédent. En effet, nous avons fourni toutes les informations sur le circuit imprimé et l'implantation des composants.

La carte d'entrée est conçue pour s'adapter directement au bus de l'Unité Centrale. Elle prend donc place sur la carte mère définie dans un précédent numéro de RADIO-PLANS. Comme il avait été indiqué à l'époque, tous les modules sont prévus pour être implantés sur cette carte mère de telle sorte que les composants soient du côté opposé à l'Unité Centrale (voir schéma de la **figure 1**).

L'implantation de ce module dans l'espace adressable se fait comme indiqué dans la notice descriptive par un strap. A l'intérieur de la sous-page de 256 octets ainsi définie, nous ne décodons que les 3 fils de poids faibles d'adresse. Donc, nous avons 32 plages de huit adresses sur lesquelles nous retrouvons les 8 informations d'entrées sur la page de 256 octets. En fait, ce phénomène dû au simple fait que nous n'ayons décodé que les 3 fils d'adresse basse, ne présente guère d'intérêt et apparaît plutôt comme un gâchis de l'espace adressable. Toutefois, nous verrons à en tirer avantage par la suite.

Donc, pour le moment, nous considérons que nous avons 64 informations réparties sur 8 registres de 8 éléments binaires chacun implanté à 8 adresses jointives dans une sous-page affectée par strap.

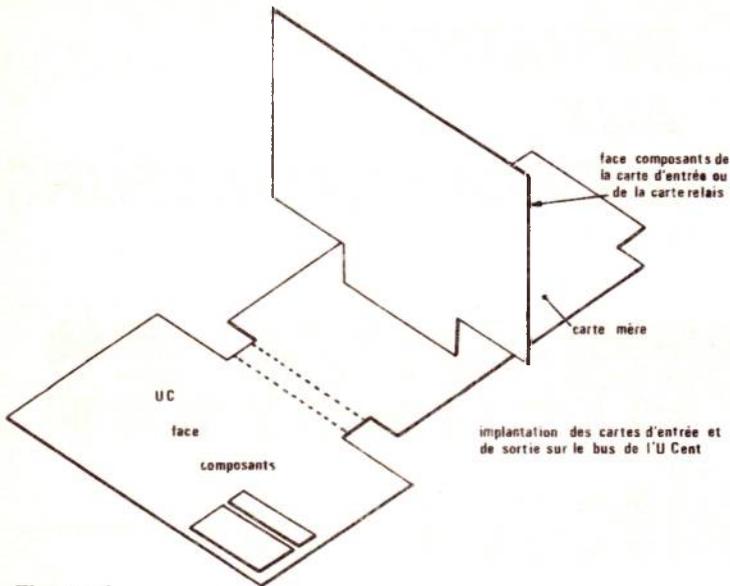


Figure 1

Lors de la description des tests à effectuer sur la carte, nous avons démontré que les entrées étaient assimilables à des cases mémoires que l'on venait lire. En effet, le fait d'entrer au clavier l'adresse de l'octet d'entrée et d'appuyer sur la touche Mémoire revient à faire une séquence équivalente à celle ci-dessous :

```
P 1      adresse de la carte d'entrée
LD      0X (P 1) ; acquisition des entrées (1)
        Transformation en 7 segments.
        Affichage sur les 2 digits de droite.
```

(1) 0X est un nombre compris entre 0 et 7.

Donc, pour acquérir un ensemble de 8 entrées, il suffit de changer dans l'accumulateur l'octet se trouvant à l'adresse définie par l'implantation de la carte dans l'espace adressable.

Puisque les 8 octets représentatifs des 64 entrées sont à des adresses jointives, cet ensemble peut être traité comme une table. Ainsi, tous les exercices d'application que nous avons faits dans ce domaine sont applicables au traitement de ces informations. En effet, grâce à cette structure, il est possible d'acquérir à un instant donné les 64 entrées et de les mettre en zone de mémoire vive pour les traiter.

Dans bien des cas, il est nécessaire de distinguer unitairement les entrées les unes des autres. Pour cela, nous avons à notre disposition tous les moyens de masquages déjà utilisés dans des exercices.

Rappelons simplement les fonctions logiques qui permettent de réaliser ces masques :

— le **ET** logique effectué sur un octet ne conserve que les bits, quel que soit leur état 0 ou 1, masqué par un 1, tous les autres sont remis à 0 quel que soit leur état précédent. Ce masque permet donc d'isoler un bit ou un ensemble de bits parmi 8 :

— le **OU** logique pour sa part, conserve les bits masqués par un 0 et met à 1 les bits masqués par un 1 :

— enfin, le **OU exclusif** inverse l'état des bits de l'octet. Ce dernier masque nous permet d'introduire une notion d'état actif et d'état inactif face à l'état 0 ou 1 des éléments binaires représentatifs des entrées. Reprenons le schéma simple de la figure 2 :

Nous avons vu que le principe de l'acquisition de signaux d'entrée consistait à définir un état ouvert et un état fermé. La résistance rappelée au + 5 volts définit sur la carte d'entrée un 1 logique lorsque l'interrupteur est fermé et le potentiel en entrée est de 0 volt et définit donc un 0 logique. Donc de ce côté, les états sont parfaitement définis.

Ce qui reste à définir, c'est de savoir si une action, c'est-à-dire un état actif, a pour conséquence d'ouvrir le contact ou de le fermer. Prenons, pour clarifier cette notion, deux exemples :

— le contact est un bouton poussoir à enfoncement. Dans ce cas, l'état actif est donc la fermeture du contact. Du côté du calculateur, à l'enfoncement du bouton, nous obtenons un zéro. Donc, l'état actif est un zéro (voir figure 3).

En d'autre terme, lorsque le contact est au repos, nous obtenons un 1 logique en entrée et lorsqu'il est au travail nous obtenons un 0 ;

— le contact est un bouton poussoir à ouverture. Dans ce cas, l'état actif est donc l'ouverture du contact. La manifestation de cet état actif du côté du calculateur est donc un 1 logique.

La figure 4 montre qu'à l'état de repos le contact est fermé. Donc, du côté calculateur nous obtenons un 0 logique et réciproquement, au travail c'est 1 logique.

Nous prenons l'exemple de bouton poussoir pour plus de clarté, mais il est évident que la même démonstration couvre tous les éléments électromécaniques similaires tels que butées de fin de course, relais, etc...

Que le contact soit à enfoncement ou à relâchement, la présentation est parfaitement équivalente. Toutefois, si nous insistons sur ce point c'est qu'il est important d'en tenir compte au niveau du programme.

En effet, dans la conception de l'organigramme et du programme, il faudra, d'une part, parler en terme d'état actif et d'état de repos et, d'autre part, de la représentation d'un état actif par un 1 ou un 0 logique, l'état de repos étant toujours à l'opposé.

Pour simplifier des programmes, nous pouvons être amenés à normaliser la représentation des états actifs et des états de repos pour un système donné. Il faut toutefois faire remarquer que cette normalisation n'est pas obligatoire et qu'il est toujours possible de faire une interprétation directe de chaque entrée.

Le cas se présente surtout lorsque le système comprend un ensemble de contacts dont les états actifs sont des deux sortes, d'une part, et, d'autre part, lorsque l'utilisateur désire utiliser des modules de logiciel existant, indépendant de la nature du capteur tout ou rien.

L'adaptation est simple, car il suffit par masquage d'insérer les entrées correspondantes aux capteurs travaillant en sens inverse de la norme que l'on s'est fixée. Le masque utilisé est le OU exclusif avec en un mot contenant des 1 aux places correspondantes aux entrées à inverser.

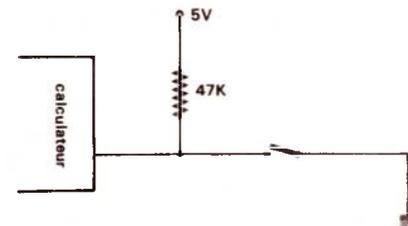


Figure 2

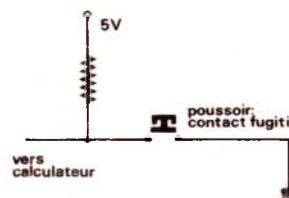


Figure 3

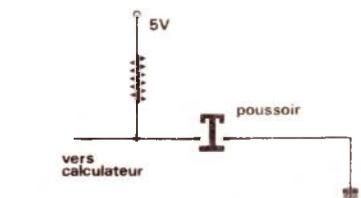


Figure 4

Il n'y a pas de meilleur choix pour un 0 ou un 1 pour un état actif. Cela dépend le plus souvent de la représentation que le programmeur se fait du système et de l'emploi de modules logiciels existants.

En résumé, nous traitons les mots d'entrée comme des cases de mémoire à lecture seule. Aucune mémorisation des signaux d'entrée n'est effectuée. Ainsi, nous obtenons les états présents à l'instant même où l'instruction de chargement tel qu'un LOAD ou instructions équivalentes telles que OR, XOR, AND, etc... est exécutée.

Pour suivre l'évolution de l'état des entrées il suffit donc de venir lire les registres séquentiellement et cycliquement. La récurrence du cycle d'acquisition est liée à la pérennité du signal que l'on examine. Comme dans la plupart des cas, la carte d'entrée est liée à des systèmes électro-mécaniques, eux-mêmes soumis à des mécanismes, la scrutation que peut effectuer le microprocesseur sous contrôle du programme est très rapide. Donc, l'acquisition des entrées peut être effectuée périodiquement comme une tâche de fond. L'espace de temps séparant deux acquisitions est fonction de l'inertie mécanique des capteurs, mais également, le délai d'intervention sur les sorties.

En fait, le problème des « timing » pour reprendre une expression américaine, est à traiter globalement. C'est la fréquence de prise de décision corrélative à l'inertie de l'automatisme qui induit la fréquence de saisie des entrées. Nous affinerons cette notion dans le paragraphe suivant.

2) La carte de sortie à relais

Pour décrire le mode d'emploi de cette carte, nous aurions tendance à dire que c'est comme la carte d'entrée et qu'il suffit de remplacer les chargements ou LOAD par des mémorisations ou STORES. Mais, ce serait quelque peu succinct.

Le décodage d'adresse est identique à celui de la carte d'entrée et nous pouvons faire les mêmes remarques quant à la répétitivité des adresses des registres de sortie par bloc de huit. La seule différence ici est que nous n'utilisons que 4 parmi les 8 adresses décodées. Et pourtant, le décodage est vrai pour 8 registres. Comme nous l'avons expliqué, il est possible de définir les 4 parmi les 8 de façon à pouvoir insérer deux cartes relais complètes dans ces 8 adresses.

Donc, en fait tout ce que nous avons étudié pour la carte d'entrée en structure d'adresse est vrai mais avec 2 cartes relais. Toutefois il est évident qu'il n'est pas obligatoire d'utiliser les 8 adresses.

Donc, dans une sous-page définie par strap, nous pouvons commander jusqu'à 8 registres pour piloter les relais. Comme nous l'avons décrit dans l'article précédent, du fait de la disponibilité des composants dans le commerce, nous avons choisi des registres tri-state à mémorisation (« latches ») à 6 bascules. Ainsi, à une adresse donnée nous trouvons six relais. Ceux-ci sont commandés par les 6 fils de poids faible du bus de donnée.

— Commande des relais

Pour commander les relais, il faut donc mémoriser dans un des registres le mot binaire représentatif de l'état des relais souhaité. Le schéma de la **figure 5** illustre ceci.

Les registres se présentent donc comme des cases de mémoire à écriture seule. En effet, si l'on effectue une lecture à l'adresse de ces registres, nous pouvons remarquer que la valeur obtenue, sur les deux afficheurs de droite, est indépendante de l'état des relais. C'est d'ailleurs ce qui justifie le fait qu'il est possible de mettre à la même adresse la carte d'entrée et la carte de sortie à relais.

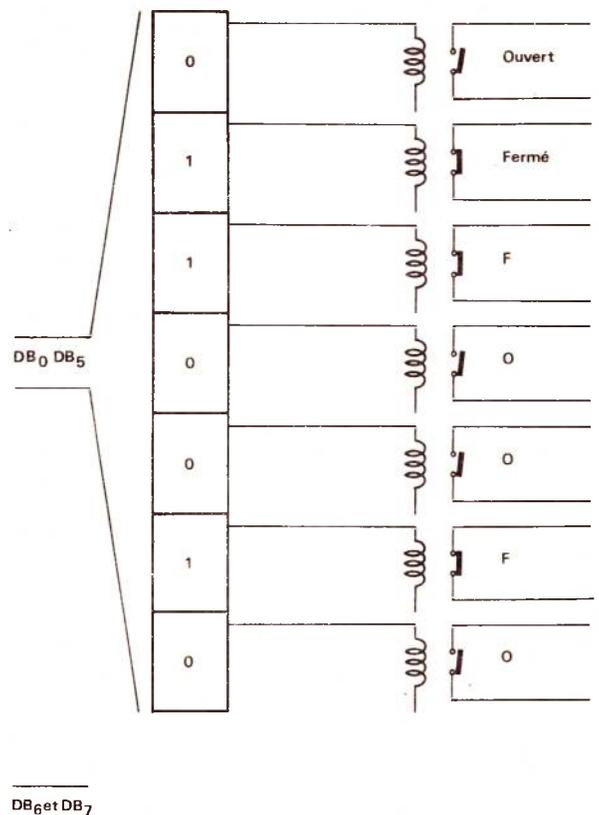


Figure 5

— Utilisation des relais

Sur la partie supérieure de la carte, il y a des rangées de trous pouvant recevoir des fils de fort calibre ou des barrettes à vis pour exploiter la fermeture ou l'ouverture des relais. Ceux-ci se présentent comme de simples contacts. Nous dirons dans le jargon de l'automaticien « un contact sec ». Le relais est alors utilisé comme un bouton poussoir ou un interrupteur automatique.

Un certain nombre de précautions sont à prendre dans leur utilisation. En particulier, connaître la charge qu'ils doivent commander. Hormis les limites imposées par le constructeur en tension et en courant ou d'une façon plus générale, en puissance, il convient de connaître la nature de ces éléments. En effet, il existe 3 natures de charges, des charges résistives, des charges selfiques et des charges capacitives. L'effet de ces différentes charges agit sur deux points, la conservation du contact et sa protection physique. Imaginons, en effet, de commander à partir de nos relais une électrovanne qui consomme en nominal un courant d'environ 500 mA. Le courant est acceptable puisqu'il correspond aux normes données par le constructeur (nous n'envisageons ici que les relais placés sur le bus de donnée, ceux montés sur les flags seront développés à la suite). Une électrovanne, comme un relais de puissance présente une charge selfique. C'est en effet, avant tout, vu du côté commande une bobine. Donc, à la fermeture du contact du relais, l'effet selfique engendré par cette bobine provoque une surtension très importante qui peut atteindre 20 ou 30 fois en son maximum, la valeur normale de commande.

La **figure 6** montre le phénomène tel que l'on peut l'observer à l'oscilloscope.

Il peut en résulter deux phénomènes au niveau du relais. Le premier et le plus fréquent est un collage du relais. Pendant le court instant de fermeture du contact, la tension provoque une véritable soudure des deux lames. Lorsque le relais est relâché, le contact ne s'ouvre

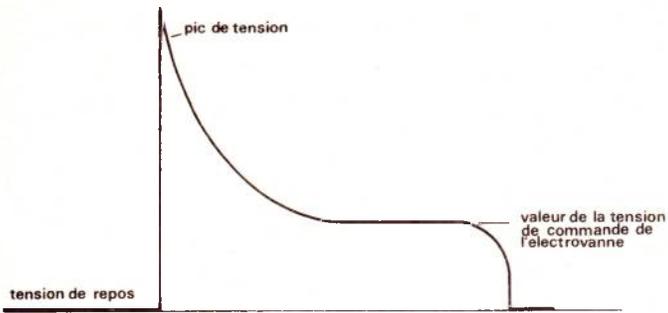


Figure 6

plus. Il faut être très prudent dans l'emploi de ce type de charge car en effet le relais n'est plus récupérable. Toutefois, nous ne voulons pas alarmer le lecteur inutilement. Ce collage n'est irréversible que si la tension dépasse de 100 fois la valeur nominale.

Dans d'autres utilisations, nous sommes soumis à ce même phénomène. Il s'agit d'une application très simple. Commander l'allumage et l'extinction d'une lampe à filament alimentée en courant continu. D'une façon générale les caractéristiques des lampes données par les constructeurs sont considérées à chaud, c'est-à-dire en fonctionnement continu. Or, à l'allumage nous pouvons constater le même phénomène que ci-dessus. Donc, pour une lampe consommant 100 mA sous 24 V du régime normal, nous pouvons atteindre au moment de l'allumage un courant de plusieurs ampères.

Il est possible de remédier à ces événements transitoires de la façon suivante. Le but est de limiter le courant qui dépasse la valeur normale de 12 V par exemple. Il suffit de mettre en inverse sur la bobine de l'électrovanne une diode zéner qui ne se déclenchera que lorsque la tension sera de plus de 12 V. Il n'y a plus ainsi aucun risque de coller le contact.

L'utilisation des relais placés sur les flags diffère essentiellement par la méthode de programmation. Ils sont en effet actionnés par chargement du registre d'état. La séquence ci-dessous est donnée pour exemple :

```
CSA
ANI 0F8
ORI 0X ; X compris en 0 et 7
CAS
```

La première instruction est destinée à recopier le registre d'état dans l'accumulateur de façon à ce que lors du mouvement inverse, il n'y ait pas de distinction des autres bascules de status. Le double masque permet en effet de conserver les 5 bits de poids fort du registre d'état et de ne modifier que les 3 bits de poids faible.

L'ensemble carte d'entrée et carte de sortie à relais permet de réaliser des systèmes d'automatisme très performants. Leur utilisation est très simple si l'on connaît la programmation du microprocesseur.

Toutefois, nous restons confrontés aux problèmes de liaison entre la partie informatique ou plus exactement la partie micro-informatique qui utilise des courants faibles et l'électro-mécanique au-delà de la carte d'entrée ou de la carte relais qui utilise des courants forts. Nous avons montré que les solutions retenues offraient un maximum de garanties à cet égard.

Comme le produit que nous décrivons ici est industriel nous devons nous prémunir contre les parasites pris au sens large du terme quelle que soit l'utilisation faite du dispositif. C'est l'objet de l'étude ci-dessous.

II. Les parasites industriels ou domestiques

Un problème matériel, des solutions logicielles.

Dans la description des cartes d'entrée et de relais, nous avons déjà insisté sur les choix technologiques pour se prémunir contre les influences du milieu extérieur et sur la réaction des systèmes électro-mécaniques commandés par micro-informatique.

Sans entrer dans le détail, nous regroupons sous l'appellation générale de parasites, tous les phénomènes transitoires qui peuvent se produire sur un conducteur électrique parcouru par un courant et susceptible de perturber les signaux de commande.

Dans la panoplie de l'électronicien, il existe un grand nombre de remèdes matériels pour limiter l'effet de ces parasites. En effet, il est possible par des filtres correctement adaptés de réduire la valeur efficace de l'énergie contenue dans les parasites de telle sorte qu'ils ne soient plus perceptibles par le système.

Nous pouvons faire ressortir quelques caractéristiques fondamentales des parasites industriels :

- ils sont à génération quasiment aléatoire vis-à-vis du système micro-informatique. En effet, même si ce paradoxe est issu de la fermeture d'un organe électro-magnétique ou électro-mécanique, la durée de celle-ci est si longue par rapport à la durée de la commande, que la réaction qui en découle est générée aléatoirement par rapport au déroulement du programme ;

- leur durée est variable. Ceci représente que la probabilité pour que ce parasite soit pris comme une information valide croît avec sa durée. La difficulté de sélectionner signal et parasite est rendue critique du fait de la non connaissance de leur fréquence ;

- leur amplitude est variable. Donc, l'automaticien doit protéger son installation quelles que soient les observations et les mesures relevées. En effet, rien ne peut laisser supposer que les parasites non présents dans un contexte ne le seront pas dans un autre.

Les conséquences des parasites sont préjudiciables non seulement dans l'acquisition d'informations en provenance des systèmes électroniques, mais également dans leur commande. Donc, nous devons nous prémunir contre eux en entrée comme en sortie.

A. Validation des informations d'entrée

A priori, la validation des informations d'entrée paraît le plus fondamental. En effet, un système micro-informatique, pour si intelligent qu'il soit, prend des décisions immuables en fonction des informations qu'il reçoit. Il va donc nous falloir lui apprendre à distinguer ce qui est signal et ce qui est parasite ; donc, franchir un pas de plus vers l'intelligence apparente des micro-calculateurs. Qu'est-ce qui permet à l'intelligence de l'homme de pouvoir distinguer ces deux éléments ?

1. La différence entre le signal reçu et le signal attendu. La différence est la conséquence d'une forme de parasitage.

Cette différence se manifeste par la forme du signal, son aspect à l'oscilloscope ou ses conséquences sur un organe palpable.

2. La plus grande énergie est considérée être le signal et la plus faible le parasite. Nous éliminons d'office le cas où le parasite serait de plus grande importance énergétique que le signal lui-même. Cela relèverait d'une mauvaise conception matérielle.

Ce sont ces deux points qui vont nous permettre de définir les méthodes de protection contre les parasites sur les signaux d'entrée.

1. La forme du signal

Un système à microprocesseur lit un signal d'entrée d'une façon très brève. Ceci ne peut lui donner aucune idée sur la forme du signal du fait de la ponctualité de la prise (voir figure 7).

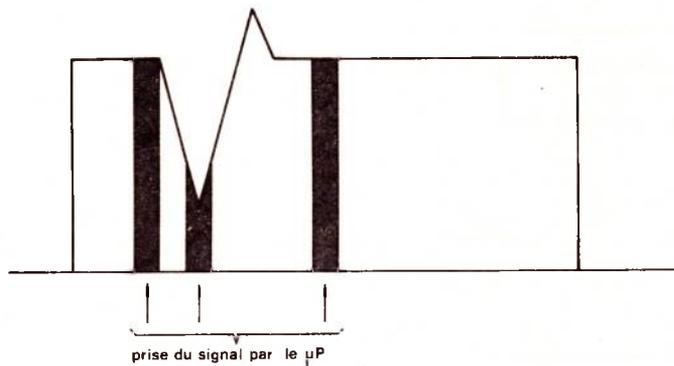


Figure 7

Donc la première chose à faire est de lui donner conscience de la forme du signal pour qu'il puisse la reconnaître. Un signal étant défini en longueur et en dimension, il est possible de compter sa longueur en connaissant la distance séparant deux prises. Quant à l'amplitude, elle se résume en logique à 0 ou 1.

Ainsi, nous pourrions obtenir l'image de la forme du signal par point. La méthode consiste donc à ne prendre en compte le signal que si la même amplitude a été conservée pendant une durée déterminée à l'avance (mise en mémoire à l'écriture du programme).

La figure 8 donne l'organigramme d'une séquence de reconnaissance de forme simple. En effet, il n'y a prise de décision que lorsque la forme attendue, issue de la valeur X a été saisie.

Nous aurons l'occasion dans des applications de présenter des méthodes plus complexes pour la recherche de formes. Ici nous nous sommes attachés à ne trouver une forme que sur un niveau haut en négligeant par le fait les niveaux bas.

2. Le test majoritaire

Cette méthode est issue de la deuxième façon de distinguer un parasite d'un signal. Elle suppose que l'énergie déployée par le parasite est très inférieure à celle du signal.

Le principe consiste à faire un grand nombre de saisies du signal pendant un temps donné et de réduire sa valeur 0 ou 1 en fonction du nombre de 0 et de 1 relevés. La sensibilité de ce filtrage logiciel est très souple puisque l'équilibre entre le nombre de 0 et de 1 recueillis est comparé à une valeur fixée dans le programme. A la limite nous pourrions admettre que la présence d'un seul 1 parmi des 0 peut garantir la décision d'un 1.

Nous appelons malgré cela, cette méthode, celle de test majoritaire, car le plus souvent c'est la valeur de la prise la plus importante en nombre qui est retenue comme valeur de décision.

L'organigramme de la figure 9 présente une solution de test majoritaire. Dans cet exemple c'est le plus grand nombre direct qui est pris en considération. Il est évident qu'il est possible de moduler la différence entre les deux compteurs de 0 et de 1.

Une autre solution est envisageable dans le cas où le nombre de prises est limité entre 3 et 6. Elle consiste à créer une table de décision. La combinaison des valeurs 0 ou 1 saisies représente une adresse ou un déplacement d'adresse dans cette table. Il suffit alors de placer en regard de cette adresse la valeur 0 ou 1 de décision. C'est la méthode la plus souple. Quelques lignes de table avec leur déplacement d'adresses sont données pour exemple.

TABLEAU 1

Déplacement d'adresses sur 5 bits	Octet de décision	
	bits indifférents	bits de décision
X' 00	00000	XXXX XXX 0
01	00001	XXXX XXX 0
02	00010	XXXX XXX 0
.	.	.
07	00111	XXXX XXX 1
08	01000	XXXX XXX 0
.	.	.
0F	01111	XXXX XXX 1
10	10000	XXXX XXX 0
.	.	.
17	10111	XXXX XXX 1
18	11000	XXXX XXX 0
19	11001	XXXX XXX 1
19	11001	XXXX XXX 1
.	.	.
1F	11111	XXXX XXX 1

Le bit de décision est parfaitement arbitraire. Nous aurions pu également l'inverser si nécessaire. Ici, la décision est sur 1 bit, elle aurait pu être sur davantage en fonction des besoins.

Les exemples donnés ci-dessus sont pour suggérer des méthodes de filtrage logiciel. Bien d'autres solutions peuvent être envisagées. Mais, il ressort de tout cela que le logiciel peut jouer un rôle fondamental dans la lutte contre les phénomènes transitoires, aléatoires et parasites.

B. Conservation des états de sortie

De la même façon des parasites ou des phénomènes transitoires peuvent perturber les états de sortie. La carte relais a pour avantage d'apporter une isolation galvanique entre la partie ordinateur et les dispositifs électro-mécaniques. Celle-ci évite donc une transmission filaire et directe des phénomènes transitoires.

Toutefois, ceux-ci peuvent se propager d'autres manières, par rayonnement ou par induction magnétique au niveau du bobinage des relais. Bien que leur effet soit a priori atténué par rapport aux transmissions filaires, ils sont loin d'être négligeables. De plus, du fait de leur origine, ils sont davantage aléatoires et ne peuvent donc pas être combattus à des instants précis.

En effet, si nous sommes conduits à combattre un rebond, il y a de fortes chances pour qu'il n'existe qu'au début du signal et qu'il soit atténué sur sa partie principale. Un parasite de provenance inconnue peut être présent à n'importe quel moment.

La solution la plus efficace est le **rafraîchissement des sorties**.

Si le système est destiné à commander des relais de puissance, des électrovannes, des aiguillages, des moteurs, etc..., l'inertie de ces organes est très grande vis-à-vis du signal de commande émis par le microprocesseur. De ce fait en fonctionnement dynamique un parasite peut venir annuler l'ordre qui n'étant plus présent ne pourra pas redéclencher le processus. Le diagramme de la figure 10 montre les signaux de commande microprocesseur et ceux issus de l'interface relais.

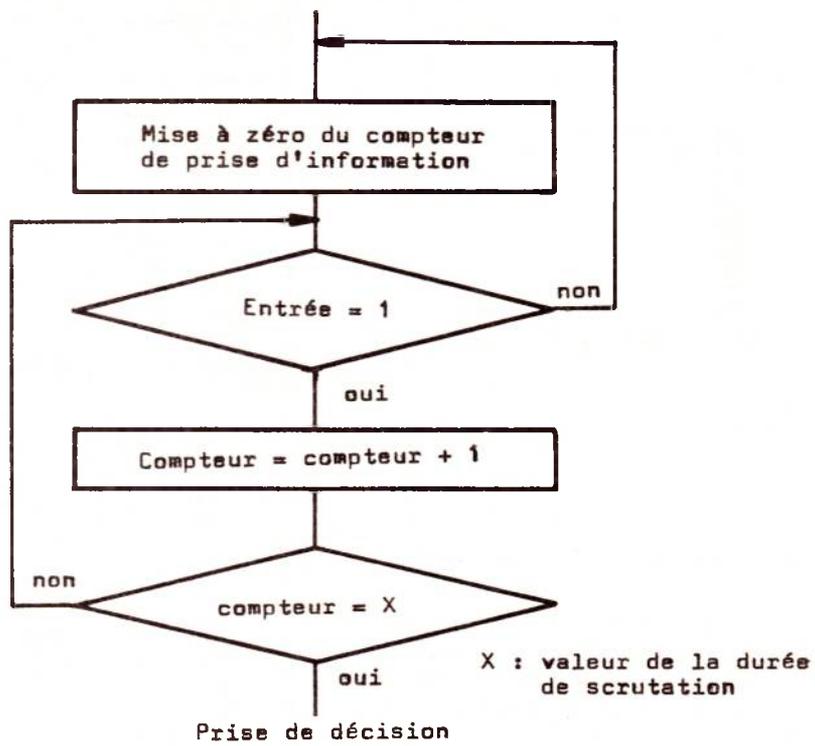


Figure 8

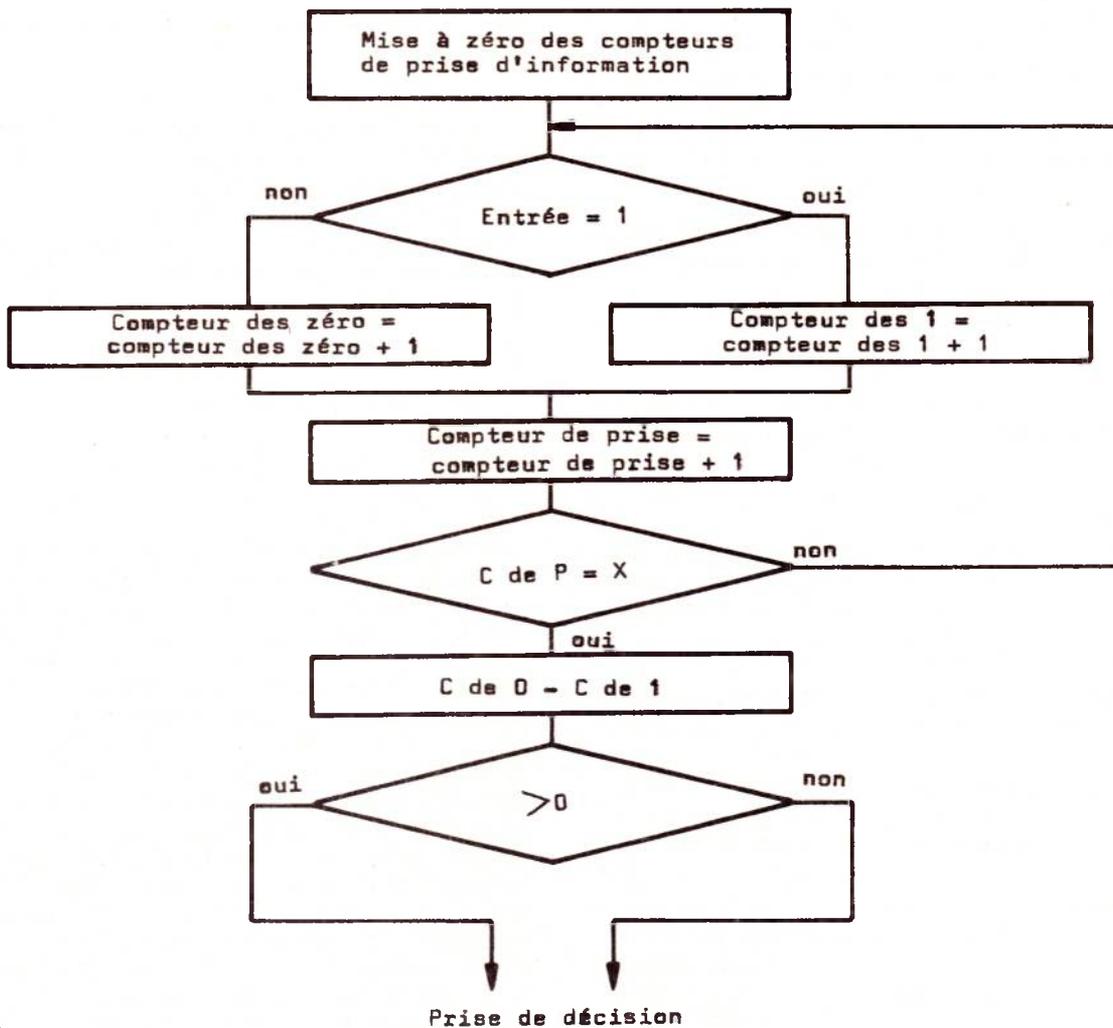


Figure 9

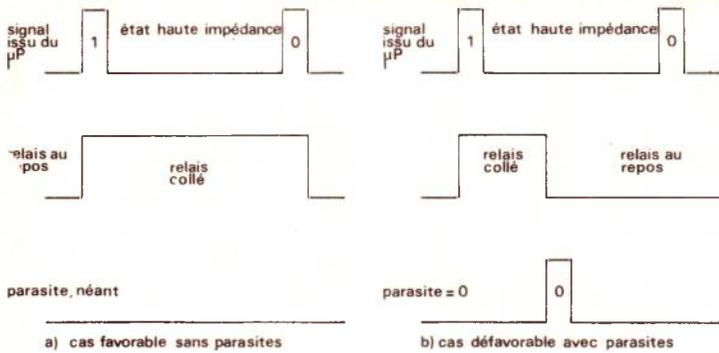


Figure 10

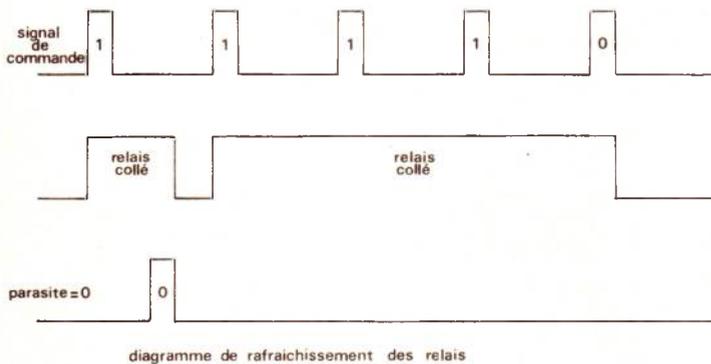


Figure 11

Le parasite se présente comme un signal de commande vis-à-vis de l'organe passif qu'est l'interface relais. Le dernier ordre, juste ou faux, transmis est mémorisé au niveau de cette carte. Donc, l'idée est la suivante. Comme nous ignorons l'instant où le parasite se manifestera, nous réitérons l'ordre périodiquement. La fréquence de rafraîchissement est liée à l'inertie du dispositif électro-mécanique commandé et au temps dont on dispose dans le programme pour réaliser ce rafraîchissement. La **figure 11** présente ce principe.

L'ordre donné par le microprocesseur est renouvelé 4 fois dans notre exemple. Si un parasite intervient dans l'intervalle compris entre deux impulsions de commande, son effet est neutralisé par le pulse suivant.

La faible durée du relâchement du relais est alors suffisamment courte pour que l'organe mécanique ou électro-mécanique qui lui est lié n'ait pas pu voir cette rupture. Pour cela, il faut donc rafraîchir les sorties à une fréquence telle que son inverse soit plus petit que l'inertie temporelle des électro-mécanismes.

Nous avons présenté le rafraîchissement sur des fronts montants. Le problème est identique pour des fronts descendants où des parasites feraient coller indûment les relais.

Au cours des exercices d'application que nous avons faits dans cette série d'articles, nous nous sommes trouvés confrontés à des problèmes de rafraîchissement des sorties à maintes reprises. Cela ne concernait pas des organes électro-mécaniques mais une chose beaucoup plus subtile : l'œil humain.

En effet, lorsque nous utilisons les afficheurs 7 segments placés sur l'Unité Centrale pour visualiser des chiffres ou des lettres, nous rafraîchissons la luminosité des segments périodiquement de façon à ce que l'œil perçoive une impression constante.

C'est le même principe qu'il faudra utiliser dans un problème d'automatisme. Tous les exercices réalisés jusqu'ici avec affichage sont donc utilisables, moyennant de faibles modifications, pour des entrées-sorties.

Si, par exemple, le programme travaille en temps réel, c'est-à-dire avec un moniteur d'interruption, nous pouvons prendre comme tâche de fond le rafraîchissement des sorties et le test sur les entrées.

Nous avons vu dans le mode d'emploi de la carte de sortie à relais qu'il n'était pas possible de lire l'état des registres de commande. Donc, nous sommes conduits à créer en mémoire vive une image de l'état de ceux-ci, car nous ne lisons pas davantage l'état des relais que l'état des segments des afficheurs.

Le moniteur de l'Unité Centrale contient le sous-programme de visualisation. Celui-ci a pour rôle de venir prendre dans une zone mémoire 0FE0 à 0FE5 les caractères à visualiser. La même structure est utilisable pour le rafraîchissement des sorties.

Dans les exercices et les applications que nous ferons par la suite, nous aurons l'occasion d'affiner ces points. La première des applications que nous traiterons portera sur la gestion d'un train électrique.

Maintenant, nous sommes équipés avec ces deux cartes d'entrée et de sortie pour « sortir » de l'Unité Centrale et l'exploiter dans des configurations d'automatisme.

J.L. PLAGNOL
G. LELARGE

Le prochain numéro de RADIO-PLANS

sera consacré à la PHOTOGRAPHIE

Retenez-le chez votre marchand de journaux

Devenez collaborateur de « Radio-Plans » :

Vous avez réalisé un montage de conception personnelle et originale : faites-nous en part en quelques lignes.

Si votre réalisation est retenue, elle pourra faire l'objet d'une parution dans votre revue.

Pour plus de détails (présentation, rémunération, etc...), écrivez à la rédaction :

2 à 12 rue de Bellevue
75019 PARIS

