

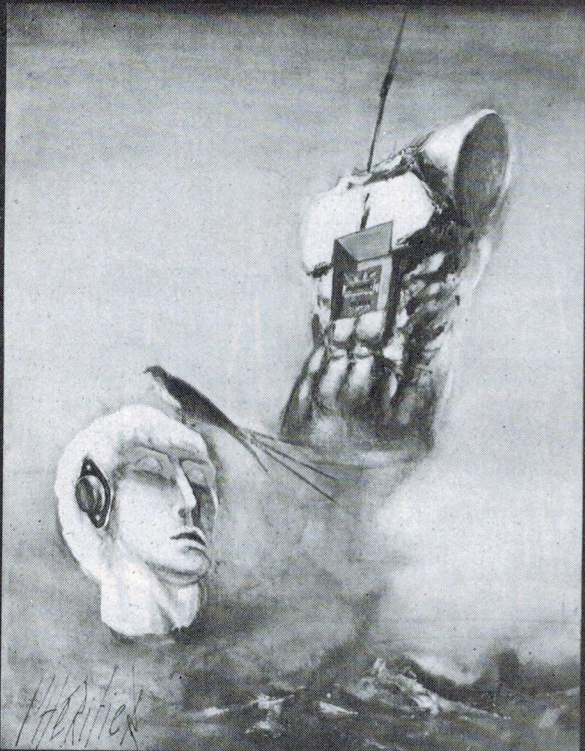
ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 9 - Printemps 1979 - 15 f



ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 9 - Printemps 1979 - 15 F.



RUSSIE : 6,50 FB - ALGERIE : 15 DIN - TUNISIE : 1 800 MIL - CANADA : 2,75 C. - ESPAGNE : 260 PESETAS - ITALIE : 2 500 LIRE - BELGIQUE : 132 F.B.

Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris - Tél. : 285.04.46.
Publicité pour la Belgique : Euro-Publi-Belgium,
avenue Marcel Gourdin 1, 5001, Belgrade Namur. Tél. : 081-22-03-13

Président-directeur général : Directeur de la publication

Jean-Pierre Ventillard

Rédacteur en chef

Jean-Claude Roussez

Ont participé à ce numéro : J.-P. Arches, Jean-Claude Baud, M. Bornand, Gérard Capolino, Jos De Neef, B. Escaut, Pierre Ethénoz, Yves Faisandier, J.M. Flament, Patrick Gueulle, Jacky Jegou, Félix Juster, Pierre Lemeunier, Alain Pelat, Jean Sabourin, P. Schuler, Jacques Trémolières, Alain Troncy.

Maquette : **Michel Raby**
Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à
73 000 exemplaires

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
1 an (4 numéros) : **48 F** (France) - **65 F** (Etranger)
Copyright 1979 - Société Parisienne d'Édition
Dépôt légal 1^{er} trimestre 79 N° éditeur : 708

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1^{er} de l'article 40).
« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal. »

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

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

SOMMAIRE

Applications



Système de télécommande à Infra-Rouges	35
Quelques applications des circuits PLL digitaux	47
Interface ligne téléphonique/liaison en alternat	57
Les filtres piézo céramique et leur utilisation	75

Circuits intégrés



Compresseurs-expandeurs BF	11
Régulateurs haute tension de précision	31

Electronique médicale



La dilution des colorants	5
L'équipement électrique en pratique médicale	23
Le microprocesseur en médecine	43

Etude



La tension d'entrée différentielle d'un amplificateur opérationnel	15
Commutation à tension nulle des thyristors et triacs et contrôle de puissance	19
Calcul d'un variateur de vitesse à thyristors	63
Commande d'un moteur continu par hacheur transistorisé à liaison directe	83
Influence d'un circuit d'aide à la commutation sur la fréquence des convertisseurs à transistors	93
Synthèse et réalisation pratique de filtres actifs	115

Mesures



Multimètre à microprocesseur	127
------------------------------	-----

Schémathèque



Presse technique étrangère	69
----------------------------	----

Technologie



Le circuit imprimé : la chaîne de gravure	103
---	-----

Bibliographie	98
Séminaire Micro-Systèmes	140
Salon des Composants Electroniques	143
Réseaux de distribution des semi-conducteurs	149
Nouveautés	159
Répertoire des articles parus en 1978	170

Encart Lambda N° 1	67
Encart Lambda N° 2	101
Encart Micro-Systèmes	135
Bulletin d'abonnement	167

Fig. 1. – Organisation interne et brochage des 570/571.

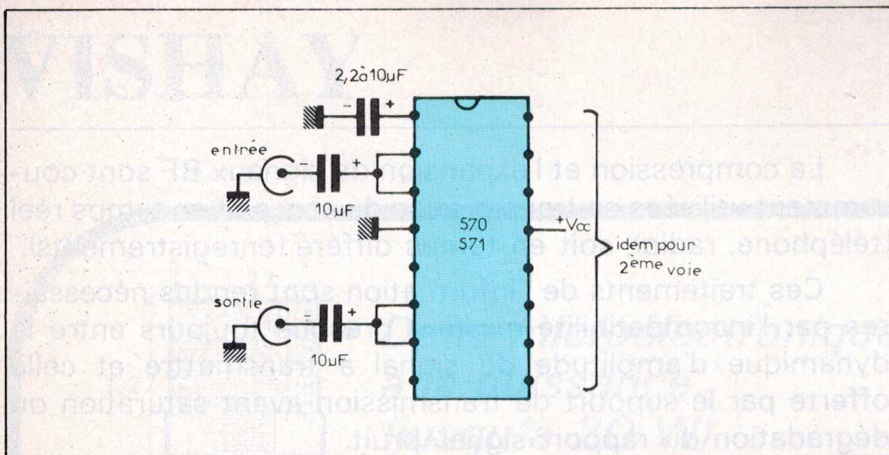


Fig. 2. - Un expenseur simple.

– un réseau de résistances.

Les interconnexions communes aux compresseurs et aux expenseurs sont prévues intérieurement.

Notons que dans tous les schémas à venir, le niveau d'entrée devra rester inférieur à 2,8 V crête.

Un expenseur simple

La **figure 2** montre que la réalisation d'un expenseur est extrêmement simple: il suffit de faire agir le signal d'entrée sur la cellule à gain variable et sur le redresseur qui la pilote. L'ampli opérationnel sert d'étage tampon à la sortie, capable de débiter ± 20 mA dans la charge.

Dans les applications où la distorsion doit être réduite à un minimum, on pourra prévoir des condensateurs de liaison, distincts à l'entrée de la cellule ΔG et du redresseur. De plus, on pourra mettre en œuvre le circuit de compensation d'offset de la **figure 3**, qui exige cependant le recours à un distorsiomètre lors des réglages.

Un compresseur simple

Le circuit de la **figure 4** reprend les principes de l'expenseur précédent, qui vient maintenant s'insérer dans la chaîne de retour de l'ampli opérationnel. La cellule ΔG ne passant pas le continu, il faut prévoir une contre-réaction en continu par deux résistances associées à un condensateur de découplage (100 µF). La valeur des résistances fixe la tension continue présente en sortie de l'ampli. On pourra constater expérimentalement que la tension de sortie est donnée par la formule :

$$V = \left(1 + \frac{2 R}{30 \text{ k}\Omega}\right) \cdot 1,8$$

1,8 étant la tension de référence de l'entrée non inverseuse (en volt).

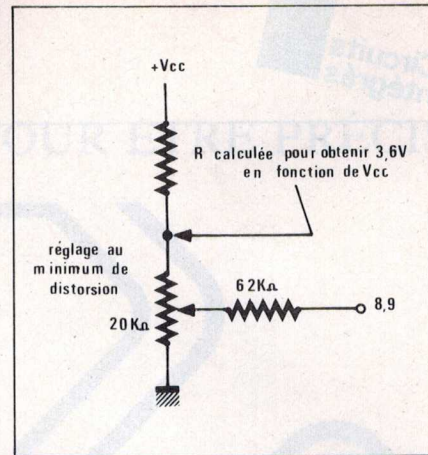


Fig. 3. - Circuit de compensation de la distorsion harmonique.

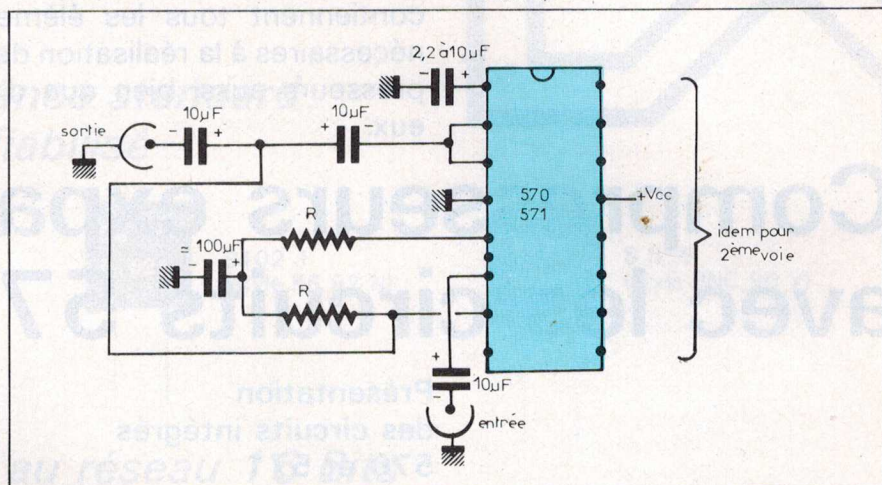


Fig. 4. - Un compresseur simple.

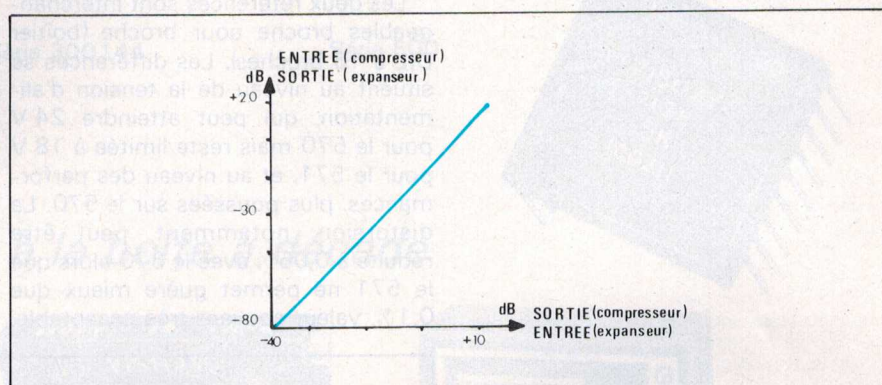


Fig. 5. - Courbe standard d'expansion / compression.

Caractéristiques de transfert

Deux caractéristiques essentielles déterminent le comportement des compresseurs et des expenseurs :

- la relation entre niveau d'entrée et niveau de sortie, non linéaire bien sûr en raison de la vocation même de ces montages,
- le temps de réponse à l'établissement et à la coupure.

Le premier paramètre se mesure en régime établi (statique), sur un signal d'entrée constant, alors que le second se mesure sur des échelons d'amplitude.

Dans les deux schémas précédents, la caractéristique de transfert en amplitude est de la forme représentée **figure 5**, ce qui signifie que la dynamique d'entrée, exprimée en dB se voit multipliée par 2 (expenseur) ou divisée par 2 (compresseur). Nous allons étudier dans la suite de cet article les possibilités permettant de jouer sur cet important paramètre selon les applications envisagées.

En ce qui concerne le temps de réponse, celui-ci est fixé par la valeur du condensateur équipant le redresseur. Le circuit est conçu de façon à ce que le temps de retour soit nettement plus long que le temps d'attaque, ce qui convient à la grande majorité des

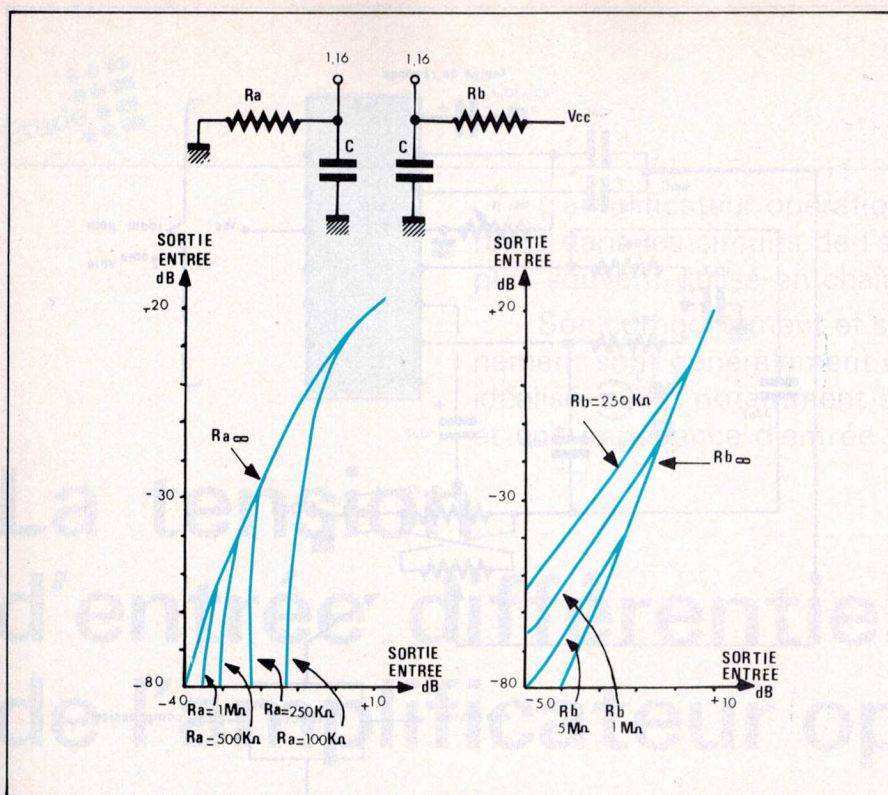


Fig. 6. - Modification de l'efficacité aux faibles niveaux.

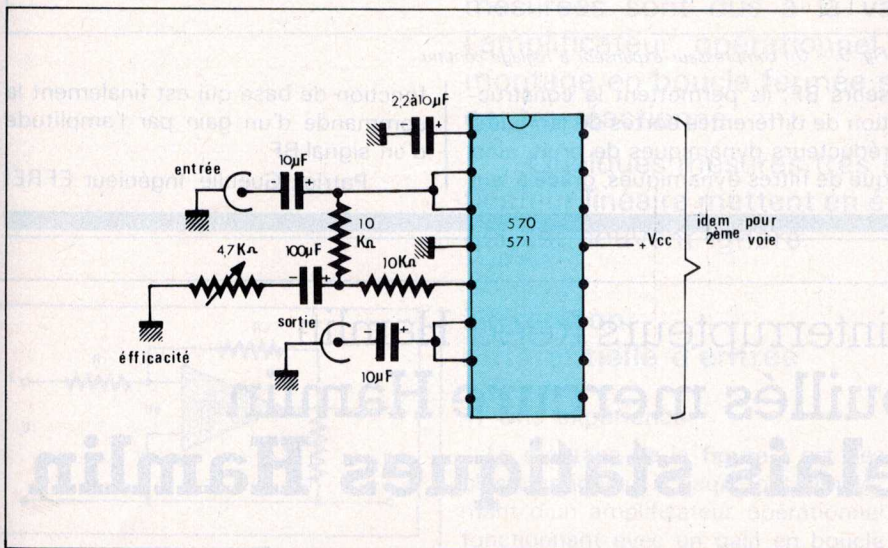


Fig. 7. - Un expanseur à efficacité variable.

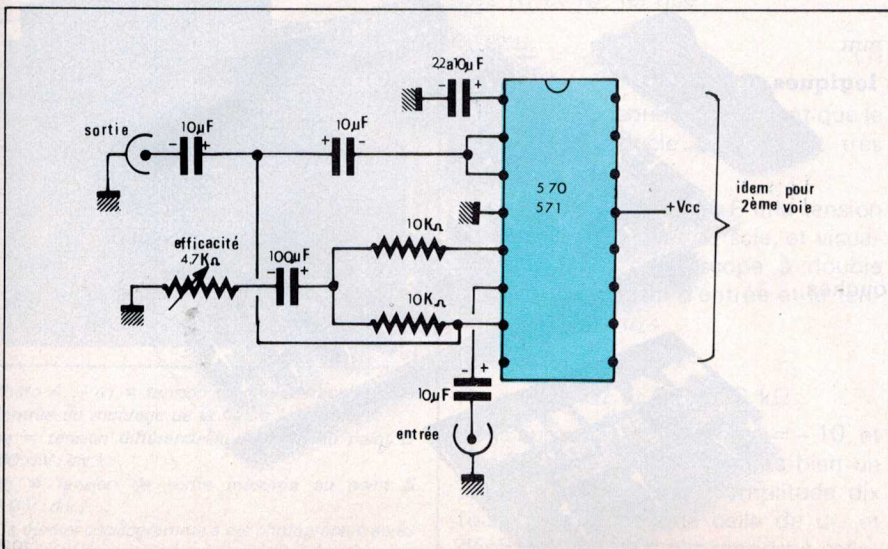


Fig. 8. - Un compresseur à efficacité variable.

cas. La constante de temps globale du système peut se calculer en utilisant un réseau RC fictif où R vaut 10 k Ω et où C est le condensateur choisi. En pratique, C verra sa valeur comprise entre 2 et 10 μ F, sauf pour certaines applications particulières ne relevant pas de la BF traditionnelle.

Comment agir sur l'efficacité

L'efficacité « standard » de 2 dB/dB est loin de convenir à toutes les applications. Certes, le choix de cette valeur peut être pratiquement quelconque lorsque un compresseur et un expanseur étalonnés l'un sur l'autre sont mis bout à bout, car leurs actions se compensent exactement (nous avons pu vérifier expérimentalement dans des conditions très sévères l'excellence de cette compensation). Cependant, il existe de nombreux cas où une action sur ce paramètre est indispensable.

1) Modification de l'efficacité aux faibles niveaux

Une simple résistance placée entre le condensateur du redresseur et la masse ou l'alimentation, permet d'augmenter ou d'accroître l'efficacité d'un compresseur ou d'un expanseur sur les signaux de faible niveau. Une telle correction s'apparente à l'usage de potentiomètres logarithmiques dans les commandes de volume ou à la préaccentuation des aigus en émission FM. La figure 6 permet d'optimiser cette correction pour chaque application particulière.

2) Introduction d'une commande d'efficacité

Si un réglage fixe convient fort bien aux compresseurs ou expanseurs utilisés en téléphonie par exemple, il est hautement souhaitable de prévoir de larges possibilités de réglage personnalisé dans tous les domaines touchant à la reproduction sonore, notamment en haute fidélité. Un expanseur muni de réglages d'efficacité et de temps de réponse peut permettre à un utilisateur habile de reconstituer à partir d'un enregistrement ou d'une émission ayant subi une compression de caractéristiques inconnues, une audition voisine, sur le plan de la dynamique, de la réalité lors de la prise de son.

Le circuit de la figure 7, dérivé de celui de la figure 2, se prête fort bien à ce type de travail.

De plus, associé au circuit de la figure 8 et après un étalonnage mutuel, il permet de tirer le meilleur parti de tout magnétophone car, agissant de façon symétrique à l'enregis-

trement et à la lecture, il introduit une amélioration très notable du rapport signal/ bruit, donc de la dynamique à la reproduction. Cet avantage est spécialement appréciable avec un appareil à cassettes.

Le montage de la **figure 9**, enfin, représente la synthèse de toutes les possibilités envisagées jusqu'à présent puisqu'il autorise, par la manœuvre d'un seul potentiomètre, le passage en variation continue du maximum d'expansion au maximum de compression, en passant par une position neutre. Une commande dite « de seuil » permet en outre de fixer le niveau à partir duquel le montage intervient, ce qui signifie que les signaux d'entrée dont l'amplitude n'atteint pas ce seuil, ne subissent ni compression, ni expansion. Cette fonction supplémentaire peut bien sûr être combinée avec celle de la **figure 6** pour augmenter encore les possibilités du système.

Conclusion

Le domaine d'application de ces circuits intégrés est extrêmement vaste, puisqu'il s'étend sans discontinuité depuis la téléphonie jusqu'à la haute fidélité.

En plus de la réalisation de tous types de compresseurs et d'expans-

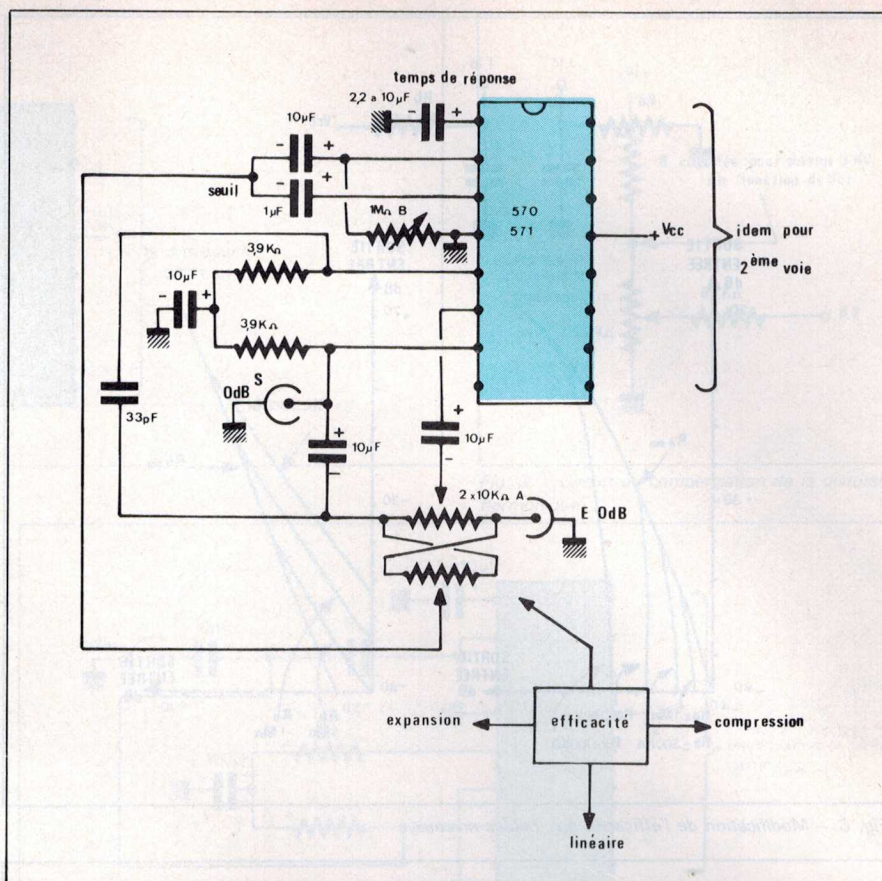


Fig. 9. - Un compresseur-expandeur à réglage continu.

seurs BF, ils permettent la construction de différentes sortes de limiteurs, réducteurs dynamiques de bruit, ainsi que de filtres dynamiques, grâce à leur

fonction de base qui est finalement la commande d'un gain par l'amplitude d'un signal BF.

Patrick Gueulle Ingénieur EFREI

relais et interrupteurs Reed Hamlin relais mouillés mercure Hamlin nouveaux relais statiques Hamlin

Épaisseur ultra-réduite : 9 mm

Conception ISOLÉ OPTO en boîtier SIL (40 mm x 19 mm)

4 picots au pas de 2,54 pouvant être pliés pour réduire l'espace entre cartes à 12,7 mm

Utilisés comme interface entre circuits logiques et charge $\mathcal{A}$, 600 V de blocage

Coupage à tension nulle

Isolation entrée/sortie 1500 V eff.

Protection contre inversion de polarité

3 modèles disponibles

Autres fabrications :

affichage à cristaux liquides, claviers à touches, interrupteurs de proximité...

HAMLIN

electronics

3, Sente des Dorées 75019 PARIS

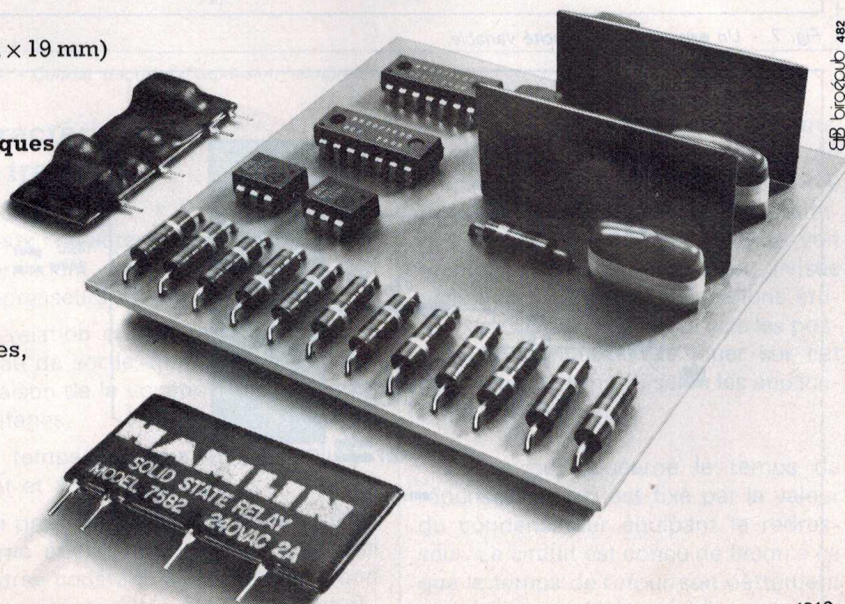
Tél. : 202.53.17 - Télex : 670 504 F

en Allemagne :

Bad Vilbel bei Frankfurt/Main 6368

Friedberger Strasse 124 - tél. 619.37029

en Angleterre : Diss-Norfolk-tél. 379.4411



Les thyristors (redresseurs contrôlés et triacs) sont des commutateurs parfaitement adaptés aux réseaux à tension alternative. Ils présentent deux caractéristiques très importantes :

- a) ils s'enclenchent lorsqu'un courant suffisant est appliqué à la gâchette ;
- b) ils se déclenchent lorsque le courant passe par zéro.

Le contrôle de puissance par commande de phase est très simple et permet un réglage progressif, mais ce système est générateur d'interférences à haute fréquence qui nécessitent l'usage de filtres très efficaces.

Le meilleur moyen de ne pas produire d'interférence est d'assurer l'enclenchement et le déclenchement au moment où la tension instantanée du réseau est nulle.

Commutation à tension nulle des thyristors et des triacs et contrôle de puissance

Commande à tension nulle

Comme les thyristors se désamorcent eux-mêmes quand le courant devient nul, il suffit, pour éviter les interférences, d'assurer l'enclenchement lorsque la tension passe par zéro, et de l'interdire le reste du temps.

Le circuit de la **figure 1** utilise la caractéristique de maintien du courant dans le thyristor.

Lorsque Th_1 est enclenché, le potentiel de son anode est à peine supérieur à celui de sa cathode ; le courant passant par R_1 ne peut donc passer par D_1 et la gâchette de Th_2 . Th_1 continue à conduire jusqu'à la fin de l'alternance positive. Si aucun courant n'est appliqué à la gâchette de Th_1 , celui-ci restera bloqué lors de l'alternance positive suivante, et Th_2 s'enclenchera au début de cette alternance. Comme Th_1 travaille avec un courant d'anode relativement faible, son enclenchement aléatoire ne produit qu'un niveau d'interférence très faible.

La **figure 2** montre un détecteur de tension nulle à transistor. Les deux

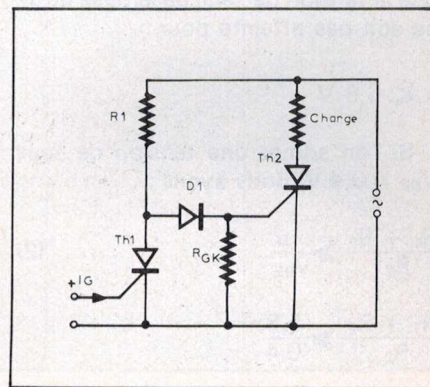


Fig. 1

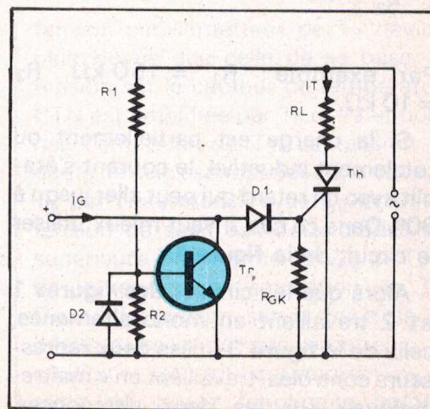


Fig. 2

résistances R_1 et R_2 forment un diviseur de tension. Lorsque la tension aux bornes de R_2 dépasse la tension de seuil V_{BE} du transistor Tr , celui-ci dévie le courant de commande du thyristor Th et empêche celui-ci de s'enclencher.

Lorsque Tr est bloqué, le courant I_G passe par D_1 et la gâchette de Th qui s'amorce, mais le courant de gâchette doit être maintenu jusqu'à ce que le courant d'anode de Th atteigne le courant d'accrochage I_L . Dans le cas d'une charge résistive, le courant dans le thyristor est égal à :

$$I_T = \frac{u - V_T}{R_L} \quad (1)$$

I_T = courant en ampères

u = tension instantanée du réseau en volts

V_T = chute de tension dans le thyristor en volts

R_L = résistance de charge en ohms.

Le courant d'accrochage I_L est de l'ordre de quelques dizaines de mA. Pour ce faible courant, V_T est d'environ 0,8 V.

Prenons le cas d'une charge de 100 Ω et d'un thyristor dont le courant d'accrochage I_L est de 50 mA. La formule (1) nous donne :

$$0,05 = \frac{u - 0,8}{100}$$

$$u = 5 + 0,8 = 5,8 \text{ V.}$$

Le diviseur R_1/R_2 doit donc être tel que la tension de seuil de la base de Tr ne soit pas atteinte pour :

$$u \leq 5,8 \text{ V}$$

Si l'on admet une tension de seuil $V_{BE} = 0,4 \text{ V}$, nous avons :

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} \geq \frac{u}{V_{BE}} \quad (2)$$

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} \geq \frac{5,8}{0,4}$$

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} \geq 14,5$$

Par exemple : $R_1 = 150 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$.

Si la charge est partiellement ou totalement inductive, le courant s'établit avec un retard qui peut aller jusqu'à 90°. Dans ce cas, il vaut mieux utiliser le circuit de la figure 1.

Alors que les circuits des figures 1 et 2 travaillent en mono-alternance, celui de la figure 3 utilise deux redresseurs contrôlés, travaillant en « maître-esclave » sur les deux alternances, pour un corps de chauffe de 1 500 W.

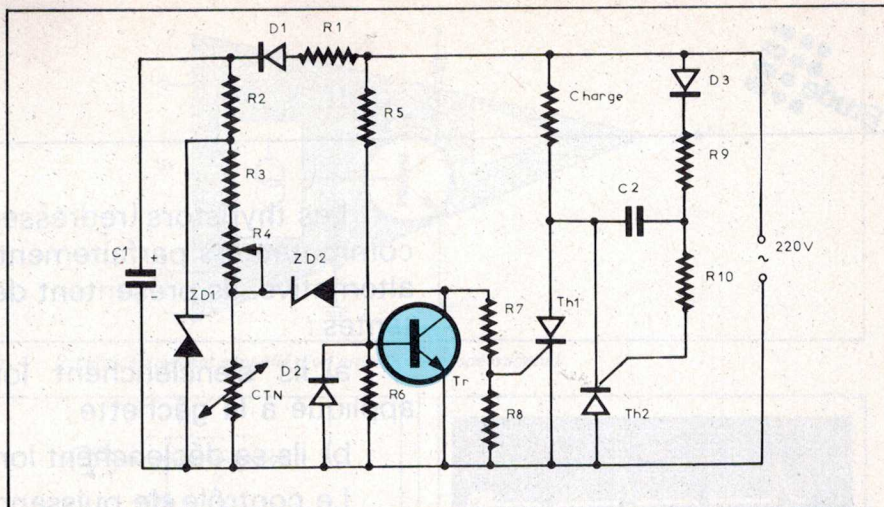


Fig. 3. - Chauffage 1500 W.

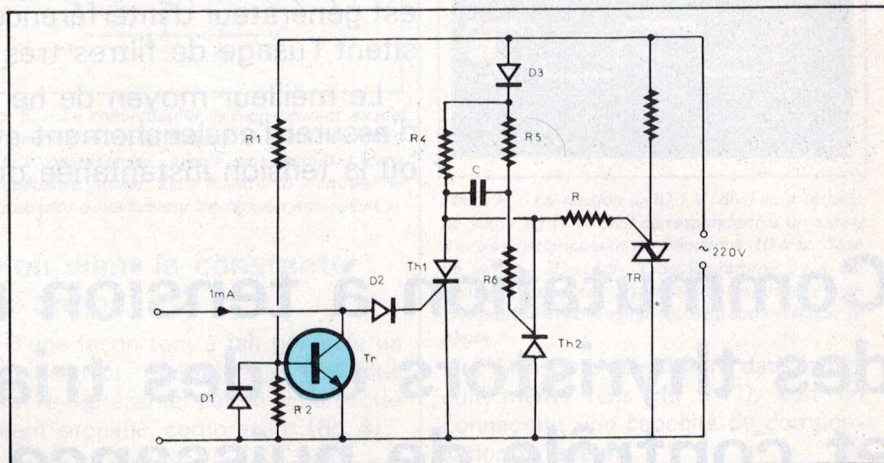


Fig. 4. - Chauffage 2200 W.

Liste des composants de la figure 3

$R_1 = 100 \text{ }\Omega$
 $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 22 \text{ k}\Omega$
 $R_4 = 100 \text{ k}\Omega$ Pot.
 $R_5 = 100 \text{ k}\Omega$
 $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_7 = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_8 = 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_9 = 22 \text{ k}\Omega$
 $R_{10} = 22 \text{ k}\Omega$
 $D_1, D_3 = 1\text{N} 4006$
 $D_2 = 1\text{N} 4148$
 $ZD_1 = \text{BZX } 55/\text{C}3\text{V}9$
 $ZD_2 = \text{BZX } 55/\text{C}8\text{V}6$
 $C_1 = 4,7 \text{ }\mu\text{F} / 400 \text{ V}$
 $C_2 = 0,47 \text{ }\mu\text{F} / 240 \text{ V}$
 $Tr = \text{BC } 238\text{B}$
 $\text{NTC} = 100 \text{ k}\Omega \text{ à } 25^\circ\text{C}$
 $Th_1, Th_2 = \text{TAG } 623-400$.

D_1, C_1, R_1, R_2 et ZD_1 forment une source de tension continue stabilisée pour le diviseur formé par R_3, R_4 et CTN .

Lorsque la tension aux bornes de CTN dépasse le seuil Zener de ZD_2 , le courant passe par R_7 et Th_1 s'amorce. Le potentiel de l'anode de Th_1 et C_2 sont au potentiel de la masse et C_2 se

charge par D_3 et R_9 . A la fin de l'alternance positive, Th_1 s'éteint et C_2 se charge par R_{10} et amorce Th_2 au début de l'alternance négative. R_5, R_6 et Tr servent de détecteur de tension nulle comme sur la figure 2.

Le système « maître-esclave » utilise des thyristors sensibles ; les TAG 623 utilisés dans la figure 3 ont un I_{GTmax} de 0,2 mA et permettent de contrôler un courant efficace de plus de 7 A. Ce système peut être utilisé pour commander un triac avec un courant de commande très réduit, par exemple la sortie d'une porte ou d'un micro-processeur CMOS (fig. 4).

Liste des composants de la figure 4

$R_1 = 150 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 22 \text{ k}\Omega$
 $R_4 = 2,2 \text{ k}\Omega$
 $R_5 = 22 \text{ k}\Omega$
 $R_6 = 1 \text{ k}\Omega$
 $D_1 = 1\text{N} 4148$
 $D_2, D_3 = 1\text{N} 4006$
 $C = 0,47 \text{ }\mu\text{F} / 240 \text{ V}$
 $Th_1, Th_2 = \text{BRX } 49$
 $Tr = \text{BC } 238\text{B}$
 $TR = \text{TAG } 255-400$.

Dans le circuit de la **figure 4**, les thyristors Th_1 et Th_2 travaillent en « maître-esclave » comme sur la **figure 3**, mais au lieu de contrôler la charge directement, ils assurent l'amorçage du triac TR. Ce système permet d'utiliser un triac peu sensible, susceptible de supporter un fort dv/dt lors de la commutation d'une charge inductive, tout en nécessitant un courant de commande de $200 \mu A$ seulement. Avantage supplémentaire, la connexion MT2 du triac, généralement reliée au boîtier se trouve à la masse ; il n'est donc pas nécessaire d'isoler le triac.

Il est parfois nécessaire d'assurer une isolation galvanique entre le circuit de commande et le circuit de puissance. Le couplage opto-électronique permet de résoudre très simplement ce problème (**fig. 5**).

Liste des composants de la figure 5

$R_1 = 27 \text{ k}\Omega / 2 \text{ W}$

$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$

$R_3 = 470 \Omega$

$R_4 = 2,2 \text{ k}\Omega / 5 \text{ W}$

$R_5 = 330 \Omega$

$D_1 = 1N 4006$

$D_2 = 1N 4148$

$Tr_1, Tr_2 = BC 238B$

OC = 4N 35

$C = 47 \mu F / 150 \text{ V}$.

Réglage proportionnel

Le circuit de la **figure 3** travaille en « tout ou rien », c'est-à-dire que le corps de chauffe travaille à pleine puissance ou pas du tout. Du fait de la constante de temps thermique du système, la température réelle varie entre deux extrêmes avec une mauvaise résolution.

Le réglage proportionnel travaille selon une base de temps fixe durant laquelle la puissance est appliquée pendant un temps proportionnel à l'écart entre la valeur de référence et la valeur réelle.

Une méthode de réglage proportionnel utilise comme base de temps une tension en dents de scie qui enclenche la puissance lorsque sa tension devient supérieure à une tension de seuil dépendant de la température réelle (**fig. 6**).

Afin d'éviter des variations de charge trop fréquentes, le Comité européen pour la Normalisation Electronique a défini des limites pour la fréquence de commutation des appareils de chauffage.

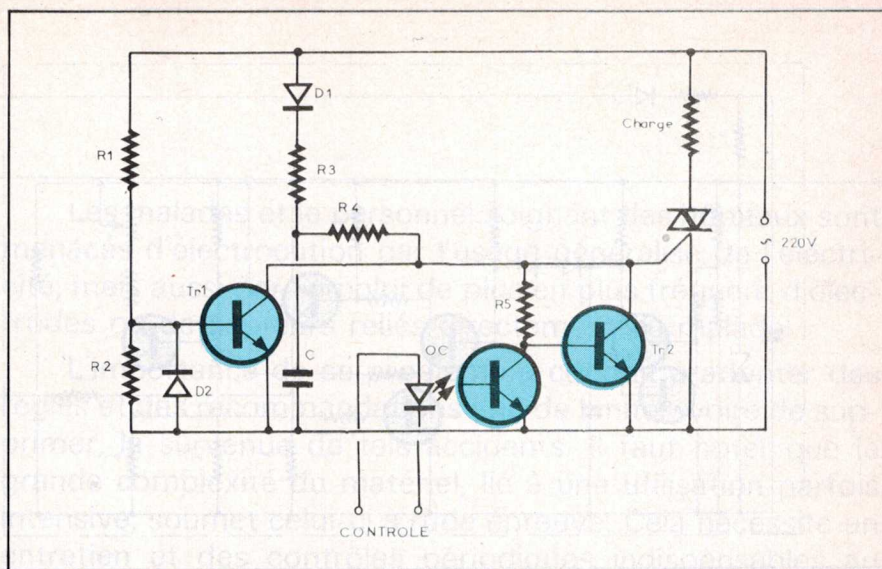


Fig. 5. — Isolation par opto-coupleur.

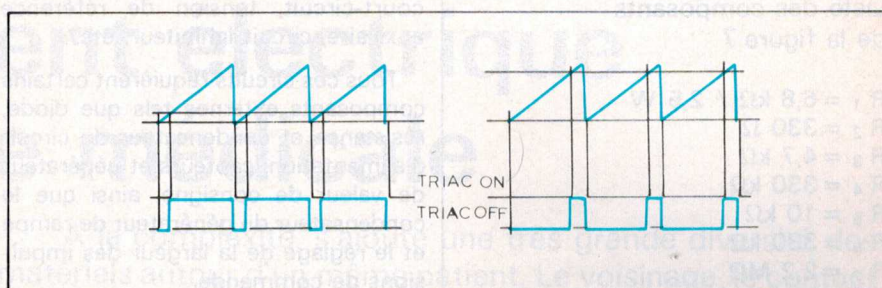


Fig. 6. — A gauche, forte puissance ; à droite, faible puissance.

Puissance (W)	Fréquence de répétition t_0 (s)		
	220 V	240 V	380 V
600	0,2	0,2	—
800	0,8	0,3	0,1
1000	2,0	1,0	0,2
1200	4,6	2,0	0,2
1400	7,0	4,3	0,2
1600	10	6,3	0,3
1800	16	8,9	0,5
2000	24	13	0,9
2200	32	17	1,3
2400	40	24	1,9
2600	—	31	2,6
2800	—	—	3,6

Tableau 1

Le **tableau 1** indique la valeur minimale des périodes de répétition selon la norme Cenelec EN 50.006. Cette même norme exige que le circuit laisse toujours passer un nombre pair d'alternances. Le chauffage de $2,2 \text{ k}\Omega$, décrit à la **figure 7**, répond aux exigences de cette norme.

Le circuit de commande proportionnelle travaille sous une tension de 12 V stabilisée par la zener ZD_1 . Le générateur de dents de scie est formé par le réseau R_6 et C_2 ; T_1 et T_2 servent à décharger le condensateur C_2 quand la

tension sur l'émetteur de T_2 devient plus élevée que celle de sa base. La tension sur le capteur de température CTN est amplifiée par T_6 et T_4 et polarise l'émetteur de T_3 . La tension en dents de scie est appliquée à la base de T_3 par l'intermédiaire de D_2 et D_3 (la tension de seuil des deux diodes est supérieure à la somme de V_{BE} de T_3 et de la tension de saturation de T_4). Quand la tension sur la base de T_3 dépasse celle de son émetteur, T_3 conduit et sature T_5 qui amorce Th_1 . Le reste du circuit fonctionne comme celui de la **figure 4**.

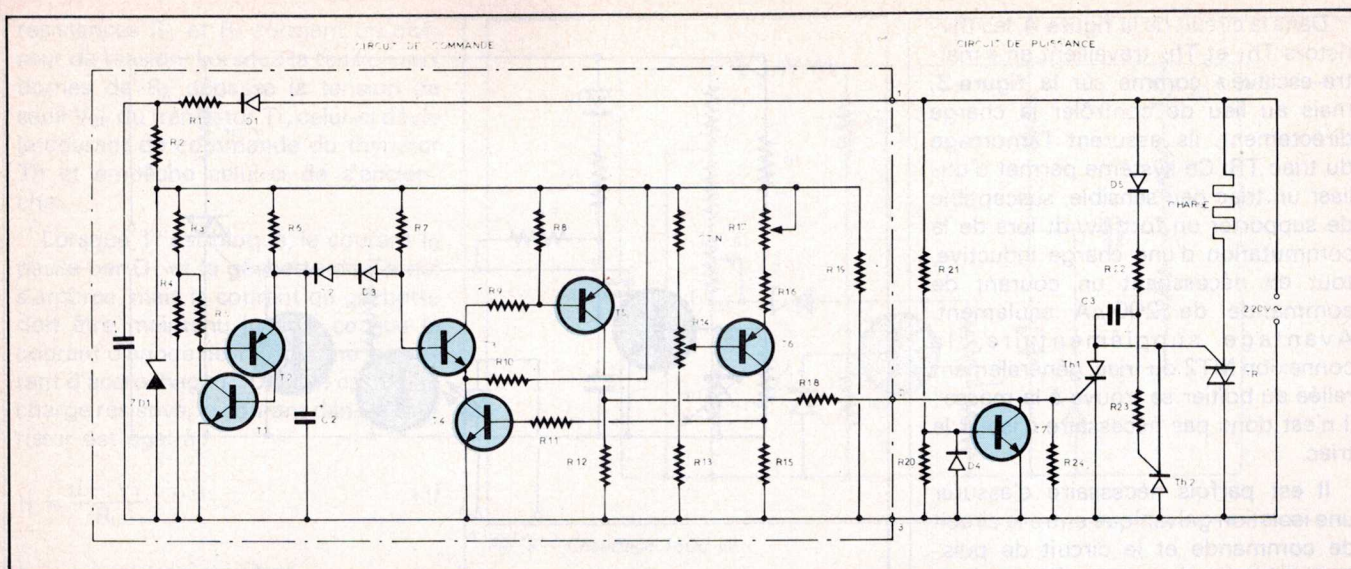


Fig. 7

Liste des composants de la figure 7

$R_1 = 6,8 \text{ k}\Omega / 2,5 \text{ W}$
 $R_2 = 330 \Omega$
 $R_3 = 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_4 = 330 \text{ k}\Omega$
 $R_5 = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_6 = 330 \text{ k}\Omega$
 $R_7 = 2,2 \text{ M}\Omega$
 $R_8 = 56 \text{ k}\Omega$
 $R_9 = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_{10} = 12 \text{ k}\Omega$
 $R_{11} = 33 \text{ k}\Omega$
 $R_{12} = 100 \text{ k}\Omega$
 $R_{13} = 8,2 \text{ k}\Omega$
 $R_{14} = 5 \text{ k}\Omega \text{ pot.}$
 $R_{15} = 3,3 \text{ k}\Omega$
 $R_{16} = 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_{17} = 10 \text{ k}\Omega \text{ pot.}$
 $R_{18} = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_{19} = 8,2 \text{ k}\Omega$
 $R_{20} = 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_{21} = 220 \text{ k}\Omega$
 $R_{22} = 100 \text{ k}\Omega$
 $R_{23} = 22 \text{ k}\Omega$
 $R_{24} = 4,7 \text{ k}\Omega$
 $C_1 = 220 \mu\text{F} / 32 \text{ V}$
 $C_2 = 68 \mu\text{F} / 16 \text{ V}$
 $C_3 = 0,1 \mu\text{F} / 220 \text{ V}$
 $D_1, D_5 = 1\text{N} 4004$
 $D_2, D_3, D_4 = 1\text{N} 4148$
 $ZD_1 = \text{BZX } 55/\text{C}12$
 $ZD_2 = \text{BZX } 55/\text{C}3\text{V}9$
 $T_1, T_3, T_4, T_7 = \text{BC } 238\text{B}$
 $T_2, T_5, T_6 = \text{BC } 308\text{B}$
 $\text{Th}_1, \text{Th}_2 = \text{BRX } 49$
 $\text{NTC} = 4,7 \text{ k}\Omega \text{ à } 25^\circ\text{C}$
 $\text{TR} = \text{TAG } 280\text{-}400$

Circuits intégrés

Il existe différents types de circuits intégrés qui permettent la commande des thyristors. Ils vont du simple commutateur à tension nulle au circuit de réglage proportionnel avec certaines fonctions annexes (sécurité en cas de

court-circuit, tension de référence auxiliaire, circuit inhibiteur, etc.).

Tous ces circuits requièrent certains composants externes tels que diode, résistance et condensateur du circuit d'alimentation, capteurs et générateur de valeur de consigne, ainsi que le condensateur du générateur de rampe et le réglage de la largeur des impulsions de commande.

Comme dans le cas de la figure 2, il faut tenir compte du courant d'accrochage I_L , et maintenir l'impulsion de commande jusqu'à ce que ce courant I_L soit atteint.

Par exemple, si le triac a un courant I_L de 60 mA et que l'on désire commander une charge de 400 W ou plus, il faut que l'impulsion de commande dure jusqu'à ce que la tension du réseau soit suffisante pour que le courant de 60 mA soit atteint. Dans le cas d'une charge de 400 W, la tension du réseau doit être de 8,2 V ou plus; l'impulsion de commande doit se prolonger au minimum de 85 μs après le passage de la tension par zéro. Un tel réglage convient à une charge de 400 W ou plus. Pour une charge de moins de 400 W, il faut prolonger la durée de l'impulsion.

La plupart de ces circuits donnent des impulsions positives, c'est-à-dire que le triac est commandé dans les quadrants 1 et 4 (mode I+ et III+). Comme le quadrant 4 est le moins sensible pour un triac, il est indispensable d'utiliser un triac dont la valeur I_{GT} est définie pour le quadrant 4.

Le circuit U 106 de AEG délivre des impulsions négatives (commande en mode I- et III-) il n'est donc pas nécessaire, avec ce circuit, d'utiliser un triac défini dans le quadrant 4.

Pierre Ethenoz
Ingénieur ETS
TAG Zürich

Le L146C de SGS-ATES, dont le brochage est identique à celui du populaire μ A723 bénéficie de toute la souplesse d'emploi de ce dernier. L'augmentation de la tension admise à l'entrée, qui est portée à 80 V max, étend le champ d'application du dispositif en simplifiant de nombreux montages élaborés autour du μ A723. Une protection thermique additionnelle interne au circuit augmente, en outre, la sécurité d'emploi de ce composant.

Régulations haute tension de précision avec le L 146 C

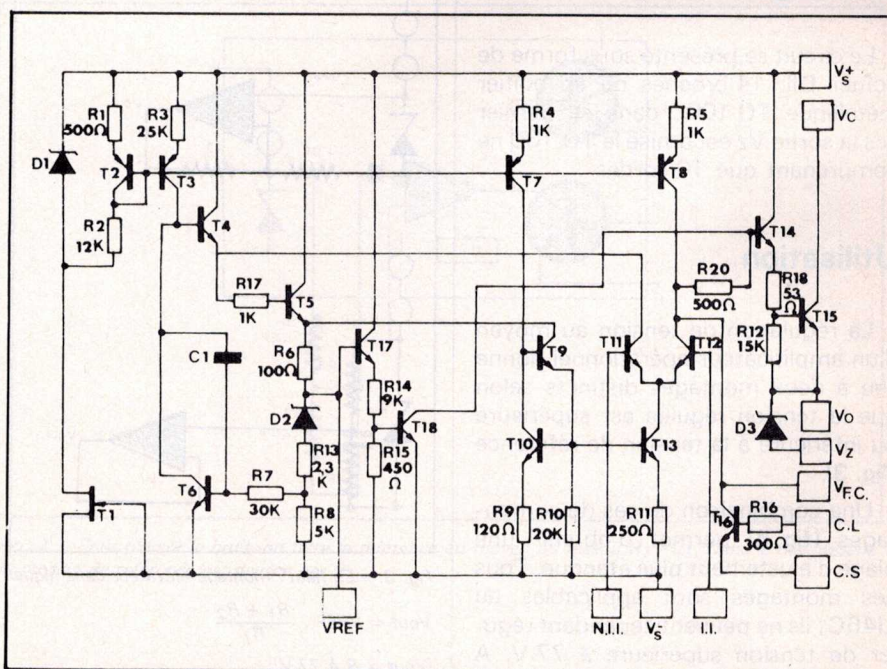


Fig. 1. - Schéma interne

Structure interne

La conception générale du circuit (fig. 1) est très semblable à celle du μ A 723 ; on remarquera simplement le circuit de protection thermique qui est propre au L146C.

Les différentes sorties sont les suivantes (fig. 2)

- V + : tension d'alimentation positive
- V - : tension d'alimentation négative (généralement considéré comme masse)
- VREF : tension de référence de 8 V
- NI : entrée non inverseuse
- I : entrée inverseuse
- Vc : tension non régulée d'entrée qui peut être distincte ou non de V+
- COMP : accès pour compensation en fréquence
- Cs : détection de courant de déstabilage
- Cl : limitation du courant de sortie
- Vz : tension de sortie décalée de 6,2 V
- Vout : tension de sortie

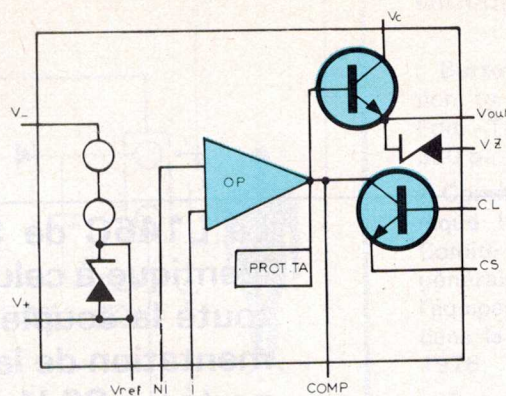


Fig. 2. - Schéma synoptique et brochage dans les deux versions de boîtiers.

Brochage

Le circuit se présente sous forme de boîtier DIL 14 broches ou en boîtier métallique TO 100 ; dans ce dernier cas la sortie Vz est omise le TO 100 ne comprenant que 10 sorties.

Utilisation

La régulation de tension au moyen d'un amplificateur opérationnel donne lieu à deux montages distincts selon que la tension régulée est supérieure ou inférieure à la tension de référence (fig. 3).

Une combinaison de ces deux montages (fig. 4) permet d'obtenir une plage d'ajustement plus étendue. Tous ces montages sont applicables au LI46C ; ils ne peuvent cependant réguler de tension supérieure à 77 V. A cause d'une chute de 3 V nécessaire au minimum pour garantir la régulation (tension de « DROP OUT »), ils ne peuvent pas réguler de tension inférieure à 2 V à cause de la polarisation du montage différentiel représentant l'amplificateur opérationnel.

Le courant fourni par VREF ne doit pas excéder 8 mA ; il faudra en tenir compte dans la détermination du pont R3, R4 (fig. 4). Une valeur de 1 mA pour ce courant de pont est une valeur correcte que l'on pourra retenir en pratique.

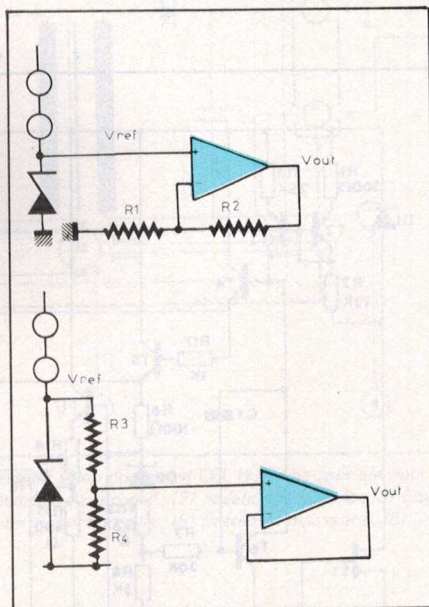


Fig. 3. - En haut : montage élévateur dans lequel

$$V_{out} = V_{REF} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

(Vout = 8 à 77 V).

En bas : montage abaisseur dans lequel

$$V_{out} = V_{REF} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

(Vout = 2 à 8 V)

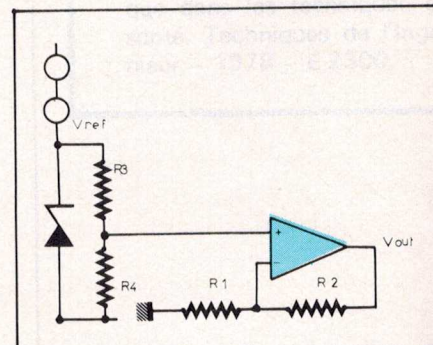


Fig. 4. - Montage mixte dans lequel

$$V_{out} = V_{REF} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

(Vout = 2 à 77 V)

Protection contre les courts circuits

Le transistor Q1 (fig. 5) accessible extérieurement par les sorties Cl et Cs, permet de limiter le courant de sortie. Il fonctionne dans ce cas par délestage de courant. Pour lui faire jouer ce rôle, il faut connecter une résistance Rsc entre Cs et Cl. Cette résistance sera parcourue par le courant de sortie dans le montage et, dès lors, le courant de sortie ne pourra pas créer une tension aux bornes de Rsc plus grande que le Vbe de Q1, c'est-à-dire 0,6 V. D'où la limitation en courant :

$$I_{\max} = \frac{0,6}{R_{sc}}$$

Commande d'extinction à distance

Il est possible de faire jouer à Q1 le même rôle de délestage au moyen d'une commande extérieure. Cette disposition permet la mise à « 0 », de la tension de sortie (fig. 6), sur un ordre venu de l'extérieur. Cette technique permet une synchronisation possible entre différents processus, autorise des temporisations de mise sous tension, ou la génération de signaux rectangulaires parfaitement calibrés.

Réduction du bruit

Il est possible d'apporter une nette amélioration au problème de bruit en sortie. La cause de ce phénomène étant la source de référence, il suffit de filtrer cette tension au moyen d'un condensateur de 5 μ F (fig. 7). La réduction du bruit est proche de 10 fois.

QUELQUES APPLICATIONS

Alimentation 12 V 500 mA, 48 V d'entrée

Le L146C est limité à 150 mA en sortie et ne peut dissiper plus de 1 W. Il est donc nécessaire de faire appel à un transistor de puissance extérieur (fig. 8).

On fixera le courant de court-circuit à 600 mA

$$\text{d'où } R_{sc} = \frac{0,6}{0,6} = 1 \Omega$$

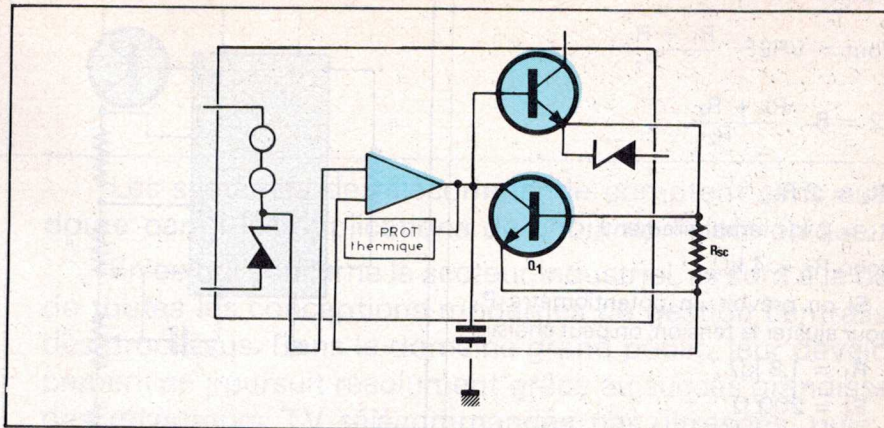


Fig. 5. - Limitation en courant exécutée par Q1 ($V_{out} = 6 \text{ V}$; $I_{\max} = 0,6 / R_{sc}$).

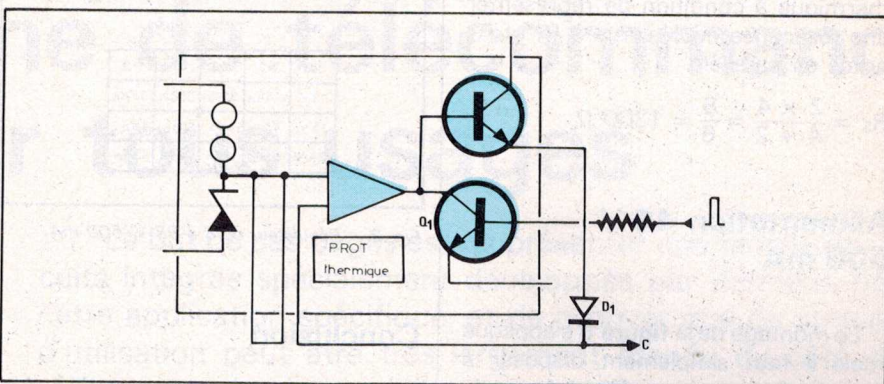


Fig. 6. - Commande à distance, autre utilisation de Q1. D1 sert de protection contre les transitoires. La sortie C commande la mise à zéro de la tension régulée.

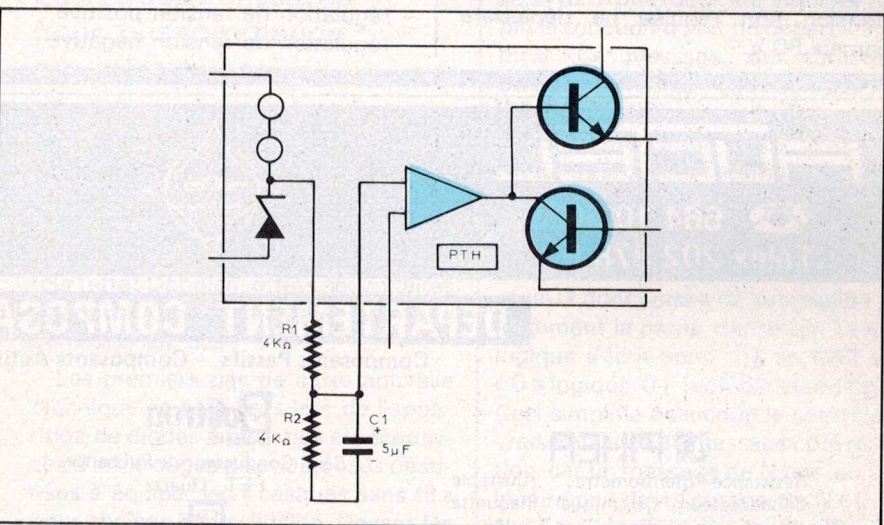


Fig. 7. - Pour réduire le bruit, on filtre la référence au moyen du réseau R1 - C1. Dans le cas présent, la tension de référence est divisée par 2.

Calcul de R_1 et R_2 :

$$V_{out} = V_{REF} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$12 = 8 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$R_2 = 2 R_1$$

$$R_1 = 2 \text{ k}\Omega \text{ (arbitrairement)}$$

$$\text{donc } R_2 = 4 \text{ k}\Omega$$

Si on prévoit un potentiomètre P_1 pour ajuster la tension, on peut choisir :

$$R_1 = 1,8 \text{ k}\Omega$$

$$P_1 = 200 \Omega$$

$$R_2 = 3,9 \text{ k}\Omega$$

R_3 facultatif améliore la stabilité thermique à condition de représenter une résistance équivalente à R_1 et R_2 notés en parallèle.

$$R_3 = \frac{2 \times 4}{4 + 2} = \frac{8}{6} = 1300 \Omega$$

Alimentation 48 V 500 mA

Le montage de la figure 8 s'applique mais il faut simplement disposer à l'entrée d'une tension plus importante. Nous prendrons par exemple 65 V (fig. 9) de façon à être assuré que la tension non régulée ne dépassera jamais 80 V.

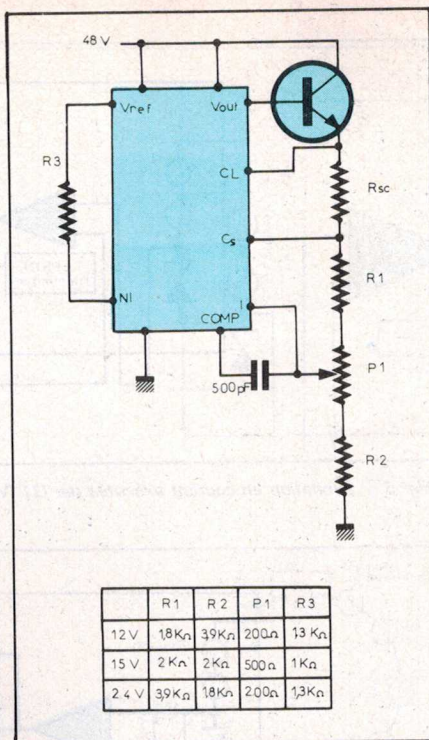


Fig. 8. - Régulateur de 8 à 88 V/500 mA.

Conclusion

Un très grand nombre d'applications est possible :

- régulation de tension positive
- régulation de tension négative

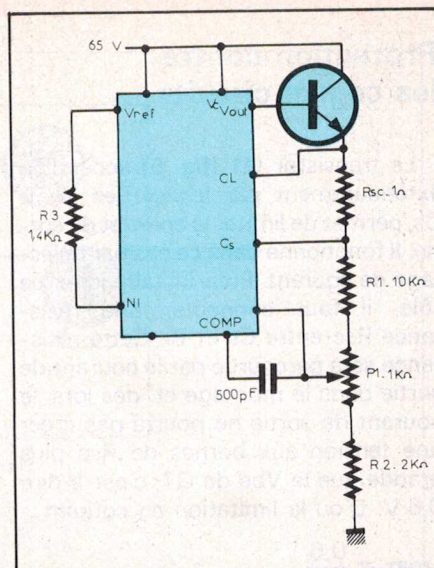


Fig. 9. - Régulateur 48 V/500 mA.

- régulation série
- régulation parallèle (shunt)
- régulation à découpage
- régulation flottante

La très longue expérience accumulée autour du $\mu A 723$ aidera le concepteur puisque la transposition au LI46C est immédiate ; les seules différences seront les simplifications apportées par la protection thermique et la tension de 80 V possible à l'entrée.

AUCEL

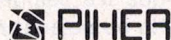
664.10.50
Télex 202 878 F



143, Rue des Meuniers
92220 BAGNEUX

DEPARTEMENT COMPOSANTS

Composants Passifs - Composants Actifs



Résistance-Potentiomètre Ajustable
Condensateur Céramique Plaquette



Condensateur Tantale Goutte



Support à Insertion Nulle



Semi-Conducteur de Puissance
FET - Quartz



Diode et Pont de Redressement



Semi-Conducteurs



CMOS-Régulateurs - Ampli OP



Supports de CI - TTL
Ampli OP - OPTO



Diode - Transistor
OPTO - Circuit Intégré



TTL - CMOS Ampli OP

DEPARTEMENT INSTRUMENTS-SYSTEMES



IMPRIMANTE ALPHANUMÉRIQUE
IMPRIMANTE GRAPHIQUE



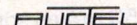
Blocs Imprimantes



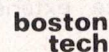
Indicateurs Numériques
de Tableau : Voltmètre
Amperemètre - fréquencesmètre



Programmeur
Universel de Mémoires



Etude et Développement à base de
MICRO-ORDINATEUR
6800 - 8085 - Z80



Alimentation Stabilisée Miniature



Alimentation d'équipement sur châssis
Microprocesseur - Floppy Disque
MONO et MULTISOURCES

Les systèmes de télécommande comptent sans aucun doute parmi les applications de choix de l'électronique.

En ce qui concerne le secteur industriel, ils sont à la base de toutes les conceptions modernes de gestion centralisée des processus. Dans le domaine grand public, leur développement se poursuit résolument grâce au succès grandissant des récepteurs TV télécommandés par ultrasons, puis de plus en plus par infrarouges.

Un système de télécommande à I.R. pour tous usages

Le but de ces pages est de présenter une famille de circuits intégrés spécialement développés par Siemens pour cette application spécifique, et de prouver que ce domaine d'utilisation peut être très largement étendu du côté des télécommandes industrielles les plus diverses.

Les circuits intégrés pour télécommande par infrarouges

La télécommande des récepteurs TV par infrarouges a été mise au point pour affranchir l'utilisateur des inconvénients présentés par les systèmes à ultrasons : sensibilité aux bruits ambiants, au déplacement de l'émetteur (effet Doppler), effets secondaires agaçants chez certains animaux domestiques, etc.

Les premiers pas de cette nouvelle technique se sont faits lors de l'apparition de diodes émettrices et réceptrices d'infrarouges peu coûteuses destinées à équiper les « casques sans fil » pour chaînes haute fidélité. Devant les résultats obtenus en adaptant ces composants aux circuits de codage et décodage prévus pour les ultrasons, il fut créé une famille de CI spécifiquement « infrarouges », présentant de nombreux perfectionnements par rapport à la génération précédente.

Ces circuits MOS-LSI devaient profiter au maximum de tous les enseignements tirés de la fabrication des microprocesseurs, dont la structure est finalement très voisine de celle de ces circuits de télécommande.

Le circuit de base de cette famille est l'émetteur (ou codeur) **SAB 3210**. Selon les ordres provenant d'un clavier pouvant comporter jusqu'à 60 touches, il élabore un message binaire

série de 7 bits (dont un, inutilisé, remplit la fonction de bit de départ « start-bit »). Ce message, qui caractérise entièrement la touche pressée ($2^6 = 64 > 60$) est converti par une logique interne en code NRZ (non retour à zéro) dont l'aptitude à la transmission est bien meilleure.

En effet, que le bit à transmettre soit 1 ou 0, le « bit » NRZ comporte un 1 et un 0 dont l'ordre de succession fixe justement la parité transmise. Le « 1 » logique s'écrit donc 10 en NRZ et le « 0 » logique 01 (voir détails en **fig. 1**). Ceci simplifie beaucoup le contrôle de vraisemblance du message côté réception, car un message de N bits (au sens binaire pur) devra comporter N « 0 » et N « 1 ». En cas de non concordance du nombre de « 0 » et de « 1 », le message peut très facilement être refusé.

C'est grâce à ce procédé de codage que les systèmes de télécommande réalisés au moyen de ces circuits présentent une immunité totale aux parasites de toute nature. En cas de fort parasitage de la liaison, le pire qui puisse arriver est que l'ordre ne soit pas accepté, ce qui est infiniment préférable à l'exécution d'un ordre erroné. En effet, nous verrons que l'émetteur répète sans cesse l'émission du message NRZ, et ce à une cadence élevée, tant que la touche correspondante reste enfoncée. La seule conséquence du parasitage de la liaison ne peut donc être qu'un retard, généralement extrê-

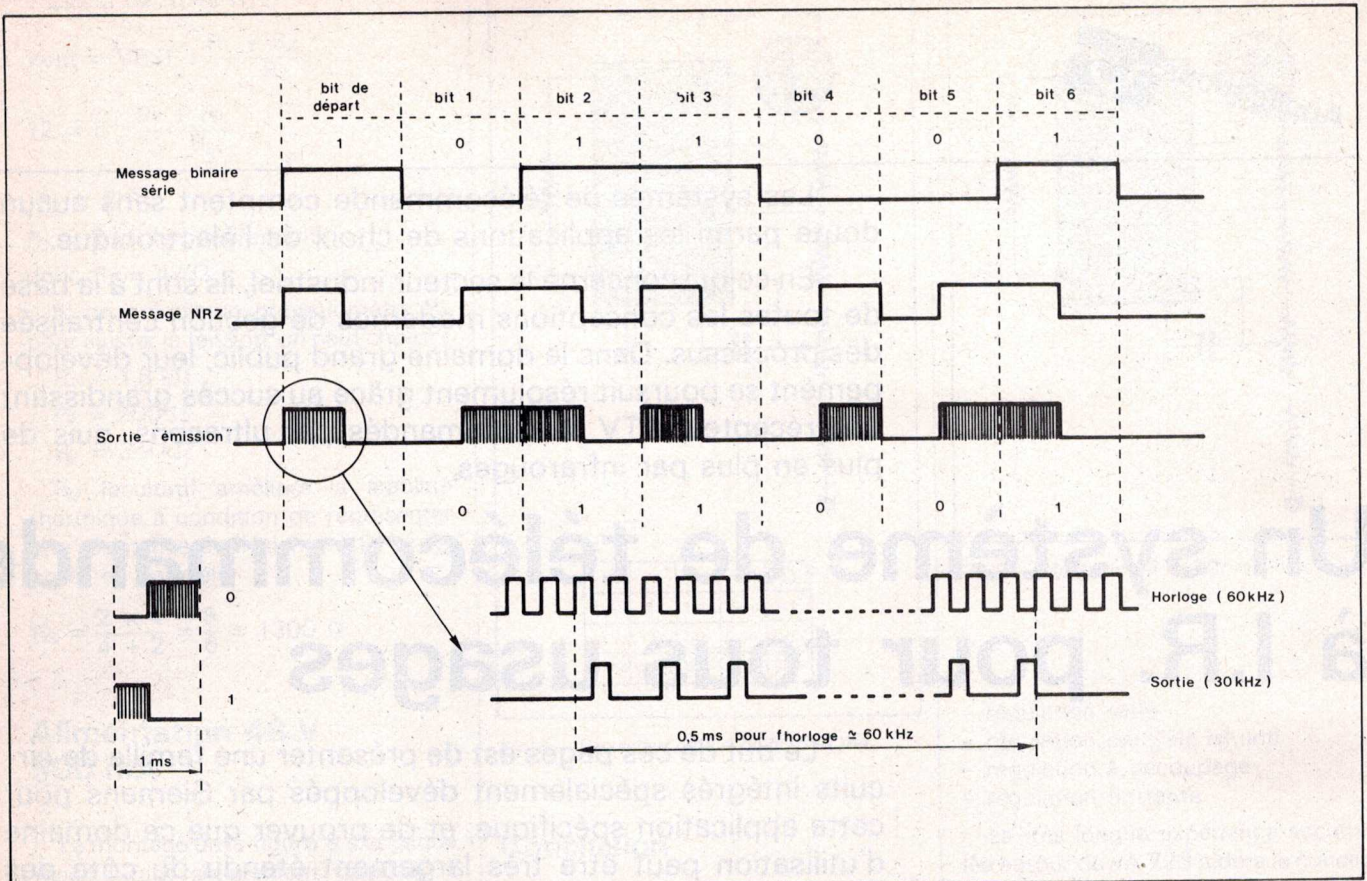
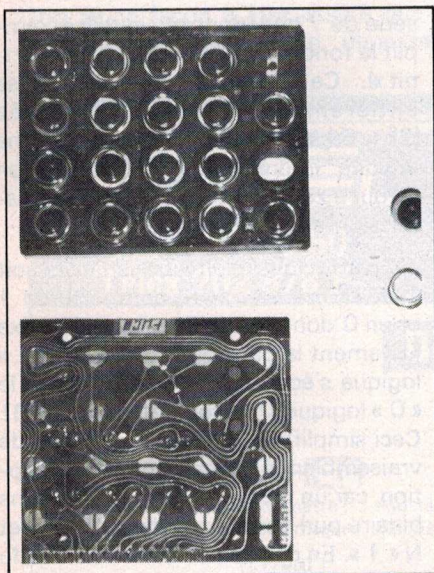


Fig. 1. - Principe de codage adopté dans l'émetteur SAB 3210.



Un clavier à contacts en élastomères réunis en matrice convient fort bien au niveau de l'émetteur.

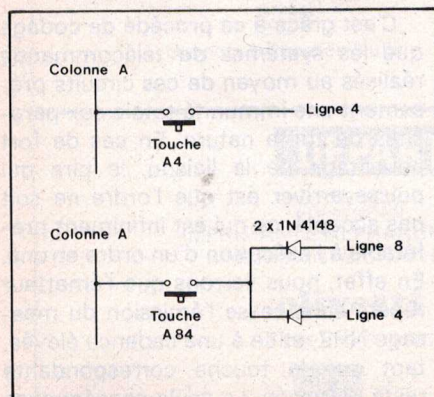


Fig. 3. - Branchement des touches.

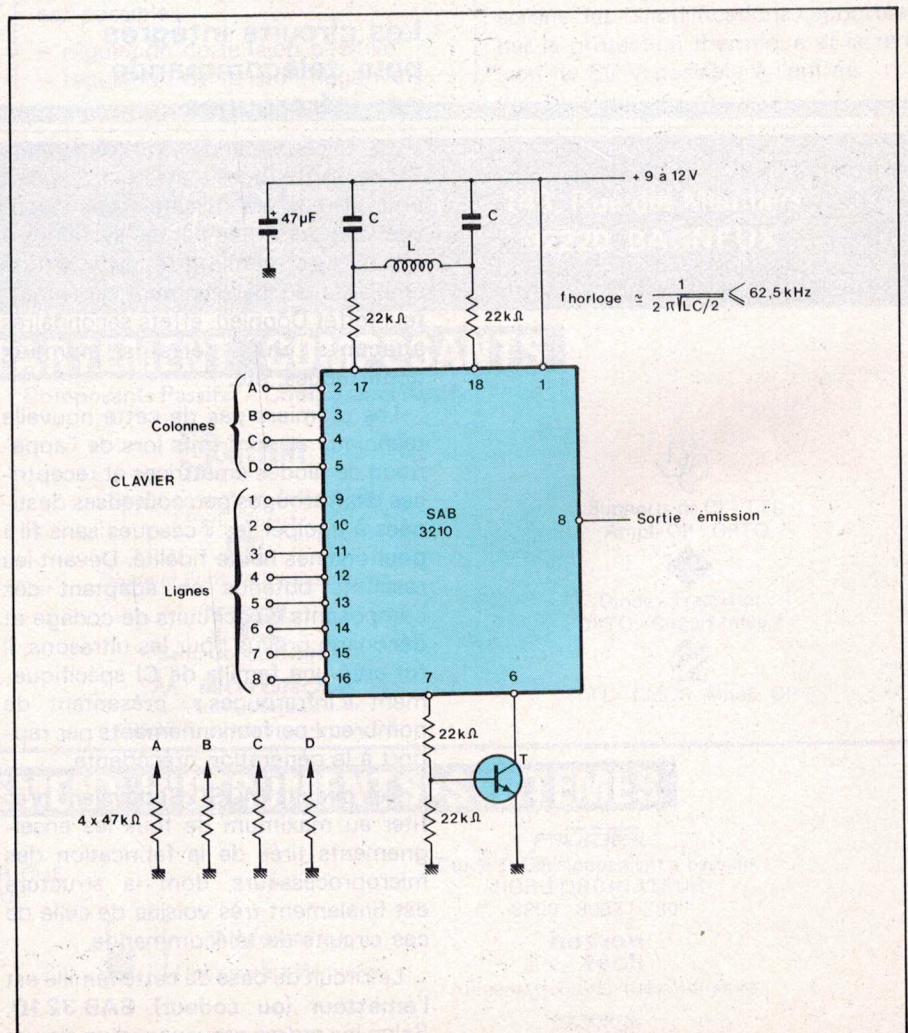
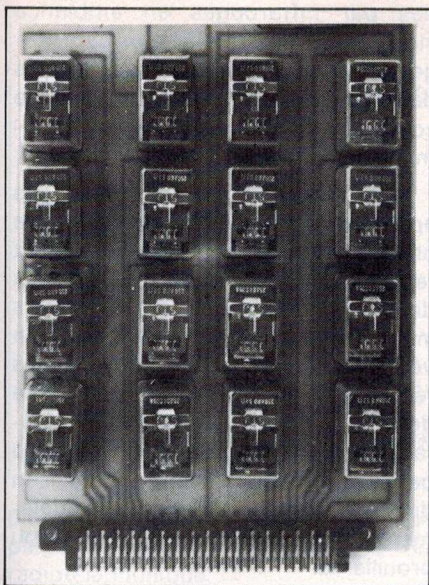


Fig. 2. - Branchement de base du SAB 3210. Le transistor T débranche l'alimentation en période de non-transmission.



Une carte de relayage servant d'interface entre récepteur et armoire de puissance.

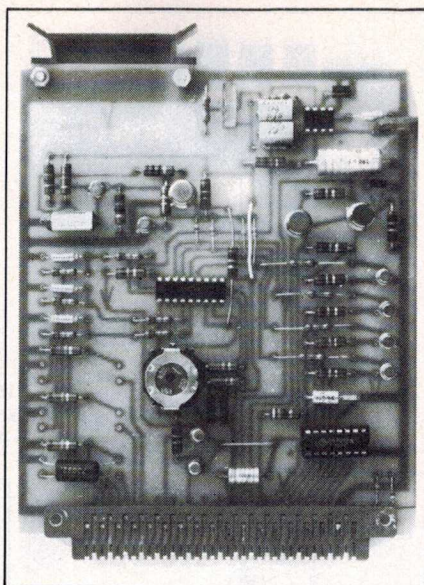
mement court, dans la transmission des ordres. Ce haut degré de protection s'avérerait en effet indispensable dans le cas d'une liaison par infrarouges, constamment parasitée par toutes sortes de lumières pulsées (tubes fluorescents notamment). Nous verrons plus loin que cet avantage revêt un intérêt considérable lors de l'emploi d'autres supports de transmission, matériels ou immatériels, plus communément rencontrés en milieu industriel.

Le circuit complémentaire du SAB 3210 est le **SAB 3209**, qui remplit les fonctions de **récepteur (décodeur)**.

Attaqué par le message NRZ en provenance de l'émetteur, il reconstitue le message binaire série (déjà disponible tel quel sur un bus de données) et le charge, sous réserve du résultat du contrôle de vraisemblance, dans un registre à sorties parallèles. Le message binaire parallèle de 6 bits ainsi reconstitué est l'image précise de l'état du clavier d'émission des ordres. Parmi les 60 instructions ainsi décodées, seules 30 sont traitées par les circuits logiques et analogiques du SAB 3209. Les 30 autres sont disponibles sous forme binaire série sur le bus de données, analogue à celui d'un microprocesseur, aux fins de tout type de traitement extérieur.

Sur les 30 instructions traitées intériorité, 16 servent à fixer l'état de positionnement d'un compteur en anneau à 4 bits dont les 4 sorties sont disponibles en parallèle sur les broches du SAB 3209. Ces 4 sorties binaires sont destinées à la sélection au niveau du téléviseur de 1 programme parmi 16 possibles, prééglés d'avance.

6 autres instructions servent, deux à deux, à l'ajustement de 3 « potenti-



Un récepteur à usage industriel permettant le contrôle de 17 fonctions indépendantes par tout ou rien et 3 fonctions par variations continues.

mètres électroniques» destinés à régler à distance le volume sonore, la luminosité, et le contraste des couleurs. 2 instructions commandent le changement d'état de deux bascules bistables dites « réserves 1 et 2 », dont les sorties sont disponibles extérieurement, et dont l'usage est laissé à la discrétion du fabricant de TV (éclairage d'ambiance, affichage de l'heure sur l'écran, etc.).

2 autres instructions permettent de faire avancer ou reculer le compteur en anneau d'une position, afin d'explorer les divers canaux prééglés l'un après l'autre.

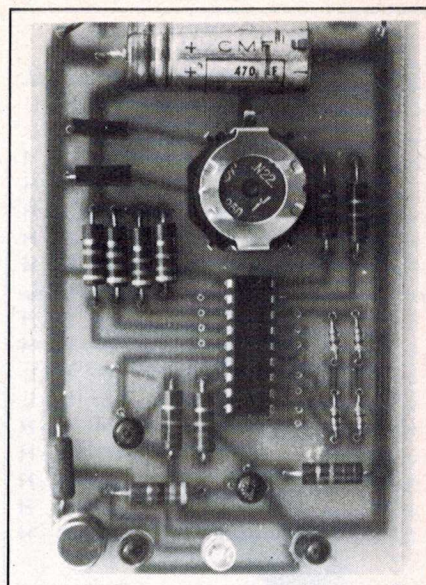
Les 4 dernières instructions sont utilisées pour la commande de marche/arrêt du téléviseur et pour la coupure momentanée du son (lors d'un coup de téléphone par exemple).

Dans son cas d'application typique, le SAB 3209 doit être associé au **TDA 4050, préamplificateur à CAG** destiné à amener aux niveaux logiques MOS les très faibles signaux issus de la photodiode de réception infrarouge.

Dans le cas d'utilisations industrielles, ce préampli peut ne pas s'avérer nécessaire si d'autres moyens de transmission sont utilisés.

Il existe également un décodeur-driver permettant d'afficher en 7 segments + 2 segments le numéro du programme de 1 à 16, c'est-à-dire l'état du compteur en anneau. Ceci peut se révéler précieux dans le secteur industriel. Ce **décodeur-driver** MOS est référencé **SAB 3211**.

Cette gamme de circuits de base est en voie d'extension par le biais de nouveaux circuits déjà annoncés sur le marché français. Il s'agit du SAB 4209, cousin germain du 3209,



Un exemple d'émetteur à infrarouges optimisé pour usage industriel.

mais offrant 4 variateurs analogiques au lieu de 3. Ce circuit est plutôt destiné à la télécommande de chaînes HiFi, toujours au moyen d'un émetteur à SAB 3210. C'est ici qu'intervient le bit de départ du mot binaire utilisé pour la transmission. Sur l'émetteur comme sur les récepteurs, il peut être préprogrammé par masque (**en usine**) à 1 ou 0. Seuls un émetteur et un récepteur dont les bits de départ sont identiques pourront communiquer entre eux. De ce fait, il devient possible de faire fonctionner dans une même pièce un téléviseur et une chaîne HiFi utilisant les mêmes composants de télécommande.

Le dernier en date des circuits annoncés est le SAB 3271, qui fournit, en parallèle sur 6 bits, le mot binaire transmis par l'émetteur. C'est dire qu'il prend en compte la totalité des 60 instructions possibles. Un fonctionnement fugitif ou à verrouillage est possible par programmation externe.

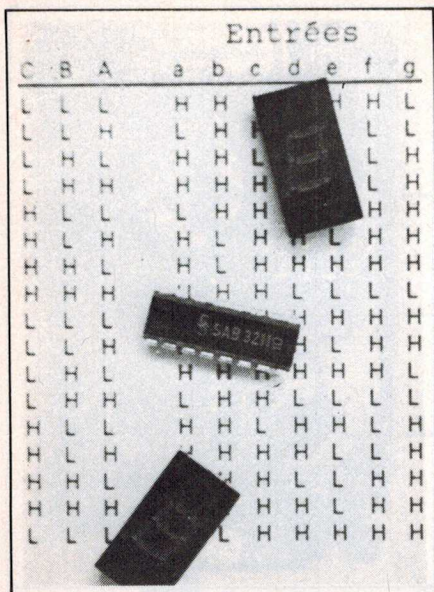
A l'heure où nous écrivons ces lignes, ces nouveaux circuits ne sont pas encore disponibles, et seules des caractéristiques provisoires ont été publiées. Nous tiendrons bien évidemment nos lecteurs au courant dès la commercialisation effective de ces composants.

Mise en œuvre de l'émetteur SAB 3210

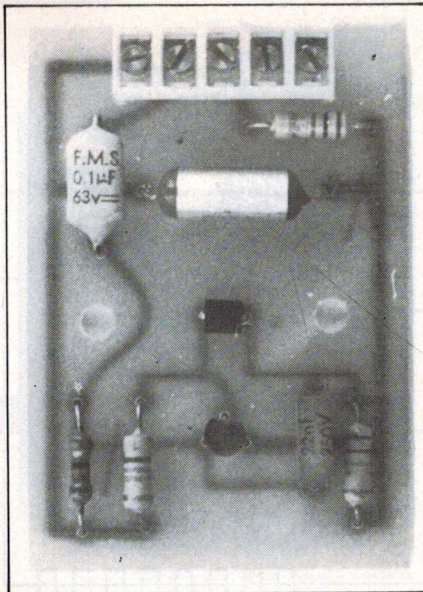
Les branchements de base sont donnés à la **figure 2**.

L'émetteur est présenté dans un boîtier DIL plastique à 18 broches, ce qui permet une production économique.

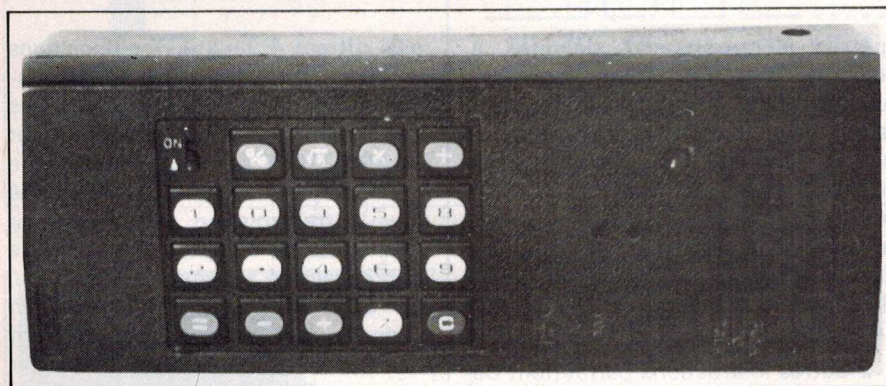
Les 12 broches sont destinées à recevoir un clavier de commande organisé en matrice à 4 colonnes et 8



Le SAB 3210, attaqué par les sorties ABCD du compteur en anneau, peut visualiser de 1 à 16 la position de ce dernier.



Un exemple de cellule de réception d'infrarouges conforme au schéma de la figure 12 a.



Ce boîtier de télécommande expérimental, muni d'un HP miniature, travaille dans la bande 300-3400 Hz (essais concluants sur réseaux téléphoniques, radiotéléphoniques et de sonorisation).

lignes. 7 lignes supplémentaires peuvent être créées par l'adjonction de 14 diodes extérieures, dans les cas où l'on désire utiliser les 60 instructions possibles (fig. 3). Il va de soi que le clavier peut être remplacé par tout ensemble de contacts de relais, fins de course, etc.

Un point important est que la technologie MOS utilisée dans ce circuit s'accommode fort bien de très fortes résistances de contact : plusieurs centaines, voire plusieurs milliers d'ohms. Il est dès lors très possible d'employer des contacts à élastomère conducteur, comme dans les claviers de calculatrices de poche.

On se souviendra, lors de la définition du système à réaliser, que l'émetteur ne pouvant transmettre qu'un ordre à la fois, seule une touche du clavier devra être pressée à un instant donné.

Les broches 17 et 18 du circuit SAB 3210 sont prévues pour recevoir un circuit LC fixant la fréquence de fonctionnement de l'horloge synchronisant le fonctionnement de toute la logique interne. La fréquence d'horloge nominale est de 62,5 kHz, ce qui

correspond à une fréquence porteuse de sortie de 31,25 kHz.

La figure 1 montre en effet que, sur la broche de sortie « émission », le message NRZ est véhiculé par une porteuse afin de permettre son application aux composants d'émission (normalement LED infrarouges). Chaque « bit » NRZ durant 1 ms, 16 impulsions sont donc délivrées par la sortie du SAB 3210 pendant la partie « 1 » de ce « bit ».

Un tel train d'onde est infiniment plus apte à la transmission qu'un simple niveau logique. Appliqué après amplification à des LED infrarouges, il déclenche l'émission de puissants éclats (16 mW par diode en général) capables de créer un courant photoélectrique facilement exploitable dans une photodiode située à quelques mètres de distance. (Quelques dizaines à quelques centaines de mètres si un système optique très directif est prévu.) Une liaison par fibre optique peut également être envisagée à condition de prévoir des interfaces optiques diode-fibre convenables. Nous avons personnellement mis en œuvre diverses sortes de télécomman-

des par infrarouges en ambiance industrielle. L'immunité aux parasites extrêmement puissants rencontrés dans ces conditions est exceptionnelle comparée par exemple aux radiocommandes parfois utilisées.

Cependant, la technique n'est pas applicable dans tous les cas : la portée obtenue avec un émetteur mobile est relativement courte, comparée aux dimensions habituelles des bâtiments industriels, ce qui oblige à prévoir un véritable « quadrillage » de cellules réceptrices. De plus, le principe même de la liaison rend celle-ci assez vulnérable à toute occultation du faisceau par un quelconque objet. Une liaison directive à longue distance peut également être perturbée par les fumées ou brouillards.

Nous allons donc montrer que les circuits intégrés de cette famille peuvent s'accommoder des supports de transmission classiques, au prix de l'étude de circuits d'interface très simples et de modifications mineures du montage.

Le point essentiel est qu'il est possible, moyennant le choix d'un circuit LC adéquat, d'abaisser à volonté la fréquence d'horloge, donc la fréquence porteuse. Ceci allonge bien évidemment la durée de transmission du message NRZ, qui reste toutefois du même ordre de grandeur qu'avec d'autres systèmes travaillant sur la même largeur de bande de transmission. La figure 4 donne trois exemples, nullement limitatifs, de configurations possibles :

a) Commande de LED infrarouges

Il s'agit là de l'application originale du SAB 3210 : les impulsions de la porteuse sont amplifiées jusqu'à un niveau de l'ordre de l'ampère dans les diodes. Le courant de pointe est fourni par un condensateur de 1000 μ F. La consommation moyenne reste toutefois extrêmement faible car chaque message dure 7 ms et n'est répété que toutes les 128 ms. De plus, sur les 7 ms, le courant de crête n'est débité que pendant moins de 2 ms au total.

Ceci ajouté à la présence d'un transistor économiseur de courant permet à une simple pile 9 V miniature d'alimenter l'émetteur pendant au moins un an. Il n'est même pas utile de prévoir un quelconque interrupteur marche/arrêt, la mise sous tension se faisant d'elle-même dès qu'une touche est enfoncée.

b) Commande d'un haut-parleur

Le montage proposé permet l'attaque confortable d'un petit HP de $\varnothing$ 5 cm (8 Ω , 0,2 W). La fréquence porteuse doit bien sûr tomber dans le spectre audible, et même se limiter à la

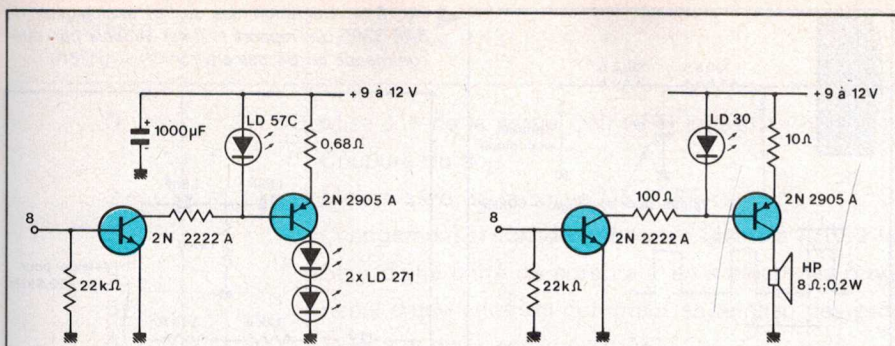


Fig. 4. - Utilisations de la sortie émission : a) Commande de LED infrarouges ($f_s \approx 30$ kHz) avec liaison en vue directe, par lentilles ou par fibres optiques.

plage 300-3400 Hz, en cas de coupage à une voie téléphonique ou radiotéléphonique.

Il est en effet possible, en présentant le HP devant le micro d'un quelconque combiné téléphonique, de transmettre un ordre de télécommande à une installation située à une distance absolument quelconque. Le circuit décodeur peut facilement être associé à un répondeur-enregistreur assurant le décrochage automatique dès que le numéro est appelé. De tels systèmes sont couramment utilisés aux USA pour télécommander des chauffages de résidences secondaires, ou pour interroger à distance la bande d'un répondeur-enregistreur, précisément. Le même procédé peut être appliqué à un radiotéléphone de voiture. La station fixe restant généralement en écoute permanente, le décodeur peut simplement être branché sur la sortie « haut-parleur supplémentaire ».

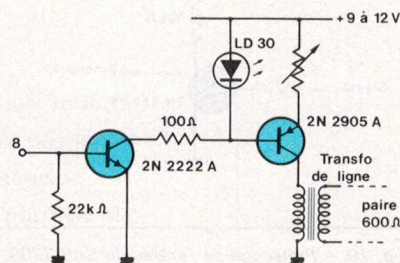
Une application extrêmement séduisante pour un service de dépannage ou de médecine d'urgence est le secrétariat automatique : un répondeur-enregistreur prend note de tous les appels reçus. La bande ainsi enregistrée peut à tout moment être interrogée par radio depuis chaque véhicule d'intervention sur émission d'un ordre codé de télécommande.

Autre application, parmi tant d'autres, d'une telle télécommande dans le spectre BF : la recherche de personnes.

Les systèmes classiques mettent en œuvre des systèmes HF par boucle d'induction ou par émission 27 MHz. Ils sont relativement coûteux. Dans les locaux munis d'une installation de sonorisation, on pratique souvent l'appel nominatif, au micro, de la personne demandée ; le procédé manque totalement de discrétion.

Il est possible, sur une telle installation de sonorisation, d'émettre le « bip bip » de très courte durée délivré par un SAB 3210 « ralenti ». Le récepteur de poche comprendra une pastille

b) Commande d'un haut-parleur (combiné téléphonique, radiotéléphone, installation de sonorisation); $f_s = 300$ à 3400 Hz.



c) Modulation d'une paire téléphonique 600 Ω ($f_s = 300$ à 3400 Hz). La résistance ajustable règle l'impédance de ligne à 600 Ω .

instruc. obtenues ss diodes			instruc. obtenues av diodes		
N° instr	Mot binaire	N° touche	N° instr	Mot binaire	N° touche
0	000 000	1a	32	100 000	81a
1	000 001	1b	33	100 001	81b
2	000 010	1c	34	100 010	81c
3	000 011	1d	35	100 011	81d
4	000 100	2a	36	100 100	82a
5	000 101	2b	37	100 101	82b
6	000 110	2c	38	100 110	82c
7	000 111	2d	39	100 111	82d
8	001 000	3a	40	101 000	83a
9	001 001	3b	41	101 001	83b
10	001 010	3c	42	101 010	83c
11	001 011	3d	43	101 011	83d
12	001 100	4a	44	101 100	84a
13	001 101	4b	45	101 101	84b
14	001 110	4c	46	101 110	84c
15	001 111	4d	47	101 111	84d
16	010 000	5a	48	110 000	85a
17	010 001	5b	49	110 001	85b
18	010 010	5c	50	110 010	85c
19	010 011	5d	51	110 011	85d
20	010 100	6a	52	110 100	86a
21	010 101	6b	53	110 101	86b
22	010 110	6c	54	110 110	86c
23	010 111	6d	55	110 111	86d
24	011 000	7a	56	111 000	87a
25	011 001	7b	57	111 001	87b
26	011 010	7c	58	111 010	87c
27	011 011	7d	59	111 011	87d
28	011 100	8a	Fin	111 101	87d
29	011 101	8b			
30	011 110	8c			
31	011 111	8d			

Fig. 5. - Jeu d'instructions du SAB 3210.

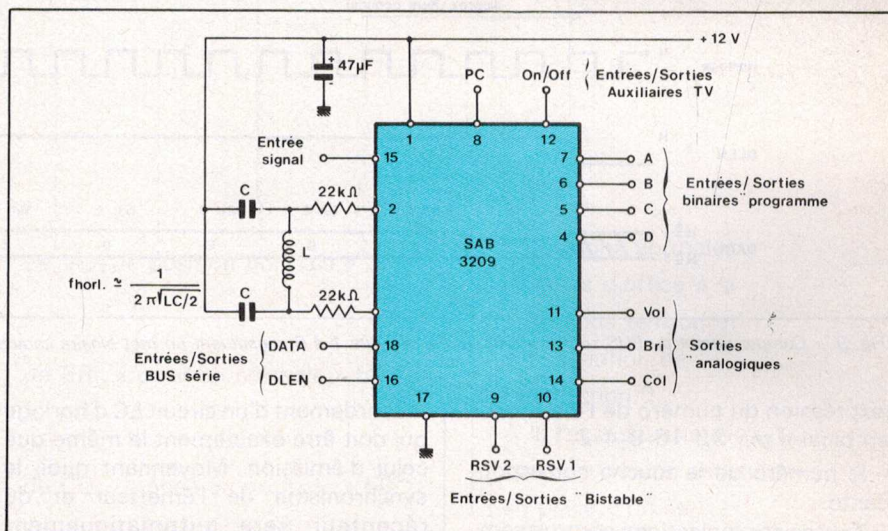


Fig. 6. - Branchements de base du SAB 3209.

microphonique, un ampli à CAG, et le décodeur approprié. Aucune installation supplémentaire n'est à prévoir...

c) Modulation d'une paire téléphonique 600 Ω

En milieu industriel, on rencontre fréquemment des câbles à paires torsadées 600 Ω servant essentiellement à la téléphonie intérieure. Pour de grandes distances, les PTT louent de telles paires, faisant partie de câbles du réseau public, sous le nom de « lignes spécialisées ».

Le montage décrit permet, via un transformateur de ligne de type cou-

rant, de moduler une telle paire 600 Ω avec le signal de télécommande calé dans la bande 300-3400 Hz. La ligne peut sans inconvénient être partagée entre télécommande et téléphonie privée, une communication en phonie n'ayant aucun effet sur le décodeur.

Le jeu d'instructions du SAB 3210

Chaque instruction est caractérisée par trois informations :

- son numéro de 0 à 59
- le code binaire correspondant

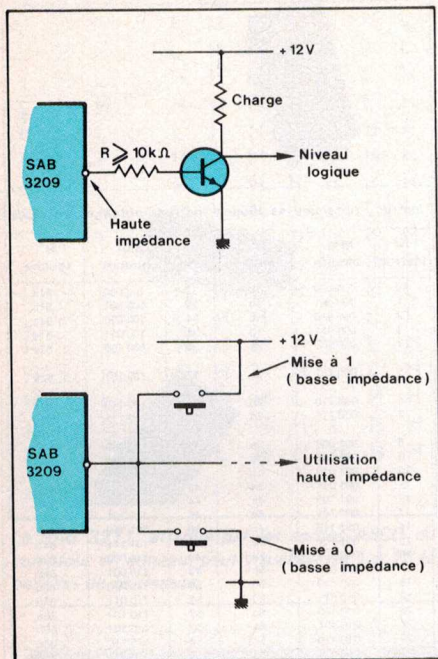


Fig. 7. - Utilisation des entrées-sorties du SAB 3209.
a) Utilisation en sorties des broches 4 à 10, 12, 16 et 18.
b) Utilisation en entrées des mêmes broches.

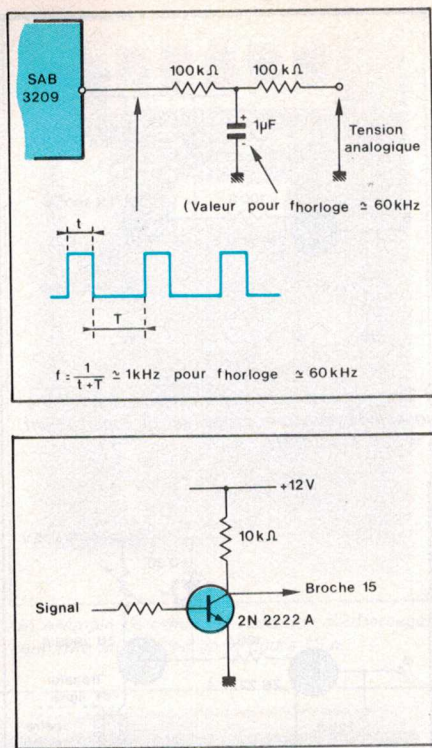


Fig. 10. - Protection de l'entrée du SAB 3209.

Fig. 8. - Utilisation des sorties analogiques du SAB 3209. Le rapport t/T est variable par télécommande en 64 pas environ.

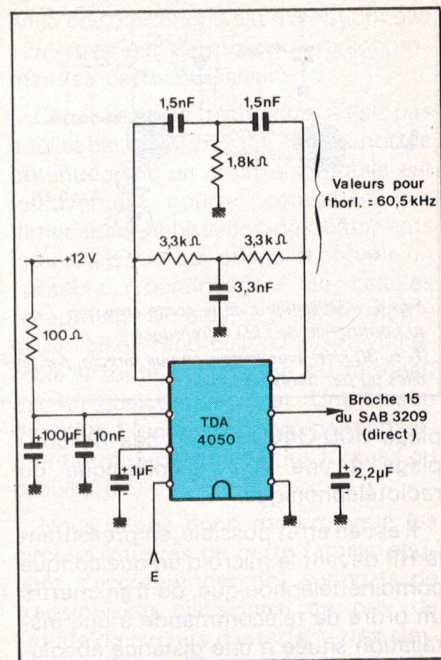


Fig. 11. - Réalisation d'un préampli à CAG. Sur l'entrée E arrive un signal en provenance de l'étage préliminaire.

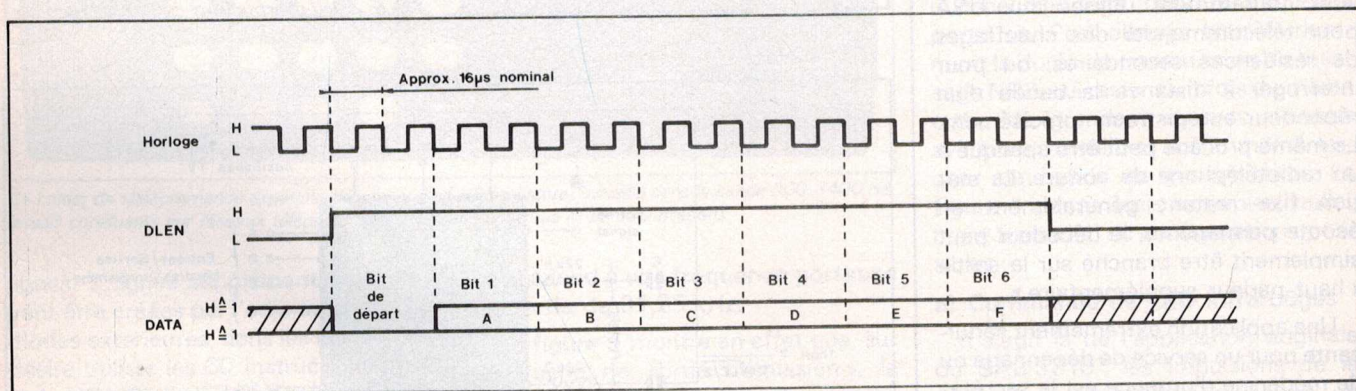


Fig. 9. - Comportement du BUS série d'entrée-sortie. Les bits 1 à 6 constituent un mot binaire caractérisant l'instruction émise.

(expression du numéro de l'instruction en binaire pur 32-16-8-4-2-1.

- le numéro de la touche correspondante.

Toutes ces indications sont rassemblées dans le tableau de la figure 5.

On notera que l'instruction 111101 n'est pas accessible par le clavier : c'est une instruction de fin de transmission, émise automatiquement après relâchement du clavier et émission de la dernière instruction significative. Elle informe le récepteur que la transmission est terminée pour le moment.

Mise en œuvre du récepteur SAB 3209

Les branchements de base sont donnés à la figure 6.

Le récepteur est présenté dans un boîtier identique à celui de l'émetteur.

Deux broches sont prévues pour le

raccordement d'un circuit LC d'horloge qui doit être exactement le même que celui d'émission. Moyennant quoi, le synchronisme de l'émetteur et du récepteur sera automatiquement obtenu, sans recourir à des oscillateurs à quartz. Dans la majorité des cas, aucun ajustement n'est à prévoir si des composants LC de bonne précision sont utilisés (5 à 10 %).

6 broches servent d'entrées/sorties pour les fonctions de télécommande par tout ou rien. Pourquoi entrées/sorties sur un récepteur de télécommande? Une possibilité annexe du SAB 3209 est de pouvoir être commandé en local, avec priorité absolue sur la commande à distance, au moyen précisément d'entrées/sorties à 3 états :

Comme tout circuit MOS, le SAB 3209 délivre ses niveaux logiques en assez haute impédance. Pour

les exploiter autrement qu'avec des circuits MOS ou C.MOS, il convient de prévoir des étages « buffer » à haute impédance d'entrée, comme celui de la figure 7 a.

En revanche, si un niveau logique est appliqué en basse impédance (contact, transistor saturé, etc.) sur une entrée-sortie, l'effet est le même, encore que prioritaire, que celui de l'ordre de télécommande tendant à faire apparaître ce niveau logique. Ce « forçage » des niveaux de sortie est d'un grand intérêt pour l'étude de toutes sortes d'extensions de ces systèmes (fig. 7b).

Trois broches sont occupées par des sorties « analogiques », ne pouvant pas être utilisées comme entrées. Un signal de 1 kHz environ (pour $f_{\text{HORIZ}} \approx 60 \text{ kHz}$) est présent sur ces 3 broches, sauf pour la sortie VOL en cas d'exécution de l'instruction « coupure

Numéro instruction		FONCTION REALISEE
0		Mise à 1 de la sortie ON/OFF, « position normale » des commandes.
1		Coupure du son.
2		Mise à zéro de la sortie ON/OFF.
3		Changement d'état de la bascule bistable RSV 1 (« position normale » 1).
4		Saut d'une unité du compteur en anneau des programmes.
5		Recul d'une unité du compteur en anneau des programmes.
6		Mise à 1 de la sortie ON/OFF.
7		Changement d'état de la bascule bistable RSV 2 (« position normale » 0).
	Sorties	
	D C B A	
16	0 0 0 0	
17	0 0 0 1	← Cette position apparaît d'elle-même dès la mise sous tension (« position normale »)
18	0 0 1 0	
19	0 0 1 1	
20	0 1 0 0	
21	0 1 0 1	
22	0 1 1 0	Pour chacune de ces instructions 16 à 31, mise à 1 de la sortie ON/OFF.
23	0 1 1 1	
24	1 0 0 0	
25	1 0 0 1	
26	1 0 1 0	
27	1 0 1 1	
28	1 1 0 0	
29	1 1 0 1	
30	1 1 1 0	
31	1 1 1 1	
40		Augmentation } de VOL, « position normale » 30 %
41		
42		Augmentation } de BRI, « position normale » 50 %
43		
44		Augmentation } de COL, « position normale » 50 %
45		
Total : 30 instructions		« Positions normales » ajustées d'office à la mise sous tension et sur réception de l'instruction 0. A la mise sous tension, la coupure du son est mise en place d'office.

Fig. 13. - Signification des instructions au niveau du récepteur.

du son ». Le rapport cyclique de ce signal peut être augmenté ou diminué par télécommande entre 0 et 100 % en 64 crans environ. A la fréquence d'horloge nominale de 62,5 kHz, l'exploration complète de toute cette plage dure environ 8 secondes puisque les instructions sont répétées toutes les 128 ms et que chacune d'elles fait gagner (ou perdre) 1 cran.

Un réseau RC analogue à celui représenté **figure 8** peut de façon simple reconstituer une tension continue évoluant entre 0 V et + V_{CC}. La valeur

du condensateur devra bien sûr être corrigée si une fréquence d'horloge différente est employée. En ce qui concerne l'éventuelle exploitation des 30 instructions que le SAB 3209 ne prend pas en compte, un circuit de traitement extérieur peut être connecté au bus série. Le mot de 7 bits est disponible sur la broche « DATA », elle-même validée par la broche « DLEN », selon le chronogramme de la **figure 9**. Notons que ces deux broches peuvent également servir d'entrées, selon le principe déjà exposé. Les ordres qui

pourraient être introduits par cette voie seraient absolument prioritaires sur les ordres de télécommande.

Ces ordres de télécommande, extraits de la voie de transmission utilisée, doivent être appliqués à la broche 15 du circuit SAB 3209. Cette entrée MOS peut être protégée par un transistor monté en tampon si le niveau disponible dispense de l'emploi d'un préampli (secondaire d'un transfo de ligne par exemple). La **figure 10** donne la marche à suivre dans un tel cas (niveau disponible 1 à 2 V crête).

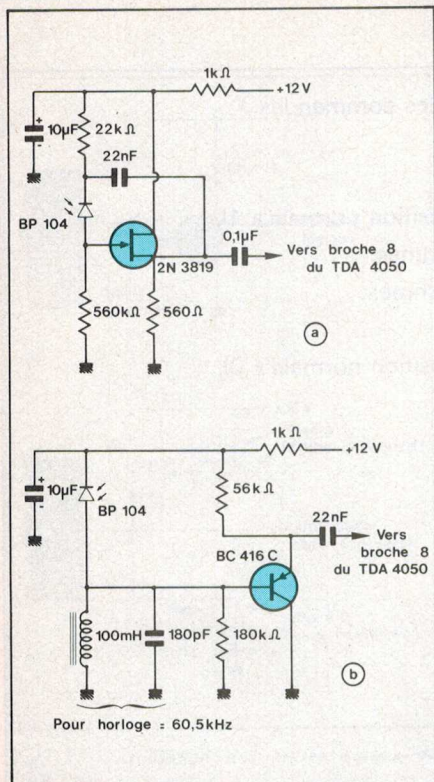


Fig. 12. - Réalisation d'étages d'entrée IR.
a) Préampli apériodique.
b) Préampli accordé.

Dans la majorité des applications, toutefois, un préampli régulé en gain s'avère indispensable. La figure 11 montre comment le TDA 4050, spécialement destiné à cet usage, doit être utilisé. Il comporte également un circuit de filtre actif qui, grâce à un double T extérieur, peut être accordé exactement sur la porteuse à recevoir. Le rap-

port signal/bruit se trouve amélioré de façon importante ce qui permet, en cas de liaison très parasitée, de décoder plus rapidement un ordre vraisemblable. Le gain peut atteindre 100 dB, mais la CAG interne le règle automatiquement à la valeur voulue pour une attaque optimale du SAB 3209.

Dans le cas d'une réception de signaux infrarouges, un étage préliminaire adaptateur d'impédance est requis entre la photodiode à filtre incorporé BP 104 et le TDA 4050. La figure 12 donne deux versions réalisables l'une apériodique (a), l'autre accordée (b) pour conditions difficiles.

Action des 30 instructions sur le SAB 3209

Le tableau de la figure 13 résume l'action individuelle de chacune des 30 instructions que le SAB 3209 est capable de traiter. Il comporte suffisamment d'indications pour se passer de tout autre commentaire.

Exemples de réalisation pour le secteur industriel

A titre d'illustration des propos précédents, nous publions ici une série de photos montrant diverses réalisations étudiées sur demande pour répondre à des besoins industriels précis: le boîtier portatif de télécommande BF permet, depuis n'importe quel poste d'un réseau téléphonique ou radiotéléphonique privé ou même public, d'achemi-

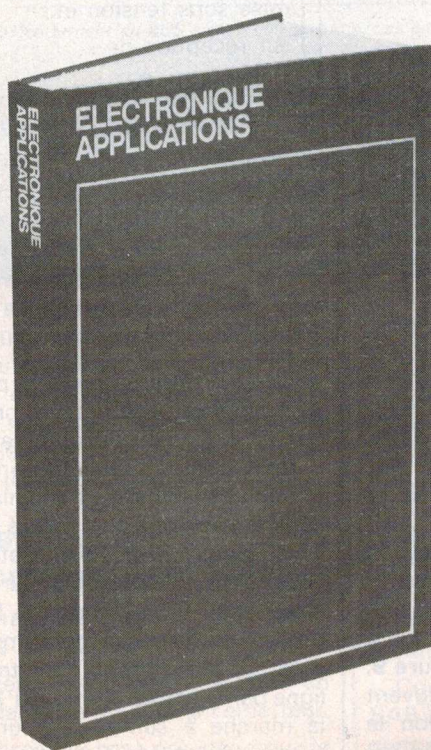
ner jusqu'à concurrence de 60 ordres (nombre limité à 19 par le seul clavier) vers un poste central équipé d'un répondeur spécial. Le couplage se fait, comme nous l'avons déjà indiqué, par voie acoustique. L'émetteur à infrarouges est muni de deux diodes d'émission et d'une diode de contrôle à lumière visible. Sa puissance d'émission atteint 30 mW environ, ce qui permet des liaisons non directives sur plusieurs mètres à plusieurs dizaines de mètres selon le système récepteur utilisé. Les liaisons directives fonctionnent jusqu'à plusieurs centaines de mètres. Dans le cas de liaisons non directives dans un volume important, il est recommandé de réaliser un quadrillage de cellules réceptrices garantissant ainsi une couverture totale en diversité d'espace.

Le récepteur reçoit les signaux en provenance de toutes ces cellules et leur fait subir le traitement nécessité par les fonctions particulières devant être remplies (commande entièrement indépendante de 20 fonctions).

Conclusion

Ainsi que nous venons de l'exposer, ces circuits intégrés peu coûteux initialement prévus pour des applications typiquement grand public s'avèrent également très à l'aise en milieu industriel. Divers aménagements annexes peuvent permettre de résoudre de façon élégante une grande majorité de problèmes de télécommande dans d'excellentes conditions de fiabilité.

Patrick GUEULLE



Album 1978

réunissant les numéros 5 à 8

prix : 48 F

Le fleuron de votre bibliothèque technique

Vente directe ou par correspondance

- dans nos locaux :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019
- à La Librairie Parisienne de la Radio,
43, rue de Dunkerque, 75010
- Sur commande
chez votre marchand de journaux

*** ATTENTION : TIRAGE LIMITE**

Cet article a pour but de décrire certaines applications marginales des circuits PLL dont la spécialisation est bien connue en électronique. Les réalisations ici proposées ont répondu à une nécessité : génération de signaux sinusoïdaux triphasés pilotes d'un onduleur sinusoïdal à modulation de largeur. Deux applications sont proposées :

- Equilibreuse de rotor à mise en œuvre rapide.
- Couplement à détection optique.

Bien d'autres applications sont possibles ; un régulateur d'excitation pour moteur synchrone à $\cos \varphi = 1$ a donné lieu à des essais intéressants.

Quelques applications des circuits PLL digitaux

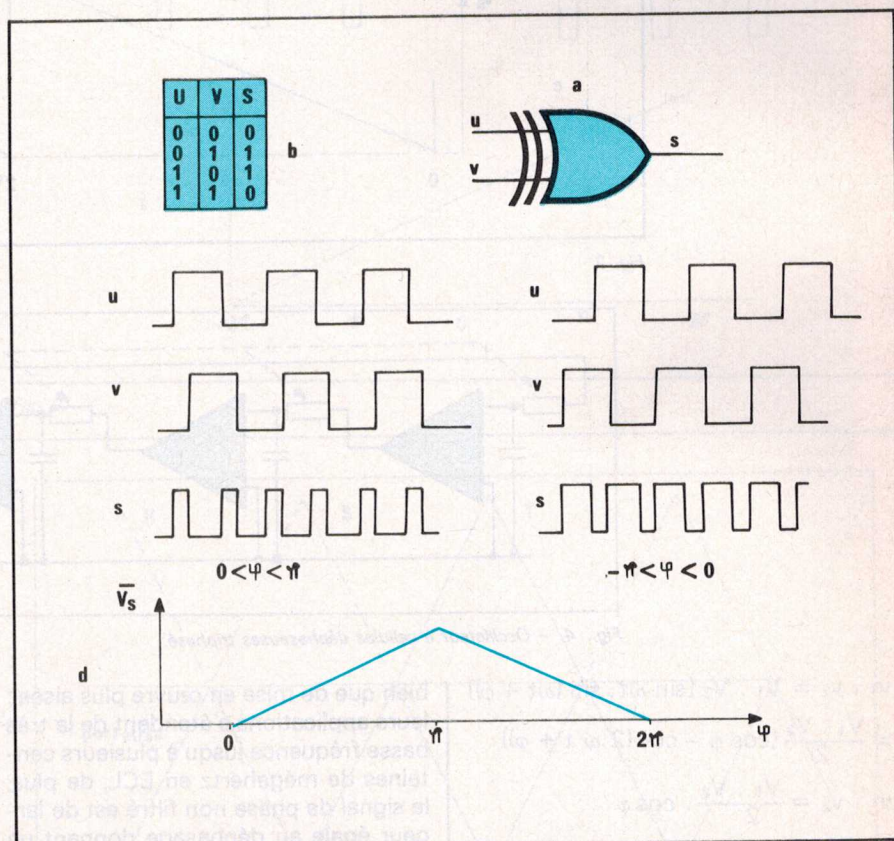


Fig. 1.

Le circuit PLL MC 4344/4044 de Motorola (1)

Dans les montages PLL, la détection de phase faisant appel au multiplicateur analogique est bien connue, elle donne de très bons résultats mais ce

détecteur ne peut fonctionner que dans un système en boucle fermée. En effet, supposons deux signaux sinusoïdaux de même fréquence ; réalisons la multiplication analogique de ces deux signaux :

$$v_1 = V_1 \sin \omega t$$

$$v_2 = V_2 \sin (\omega t + \varphi)$$

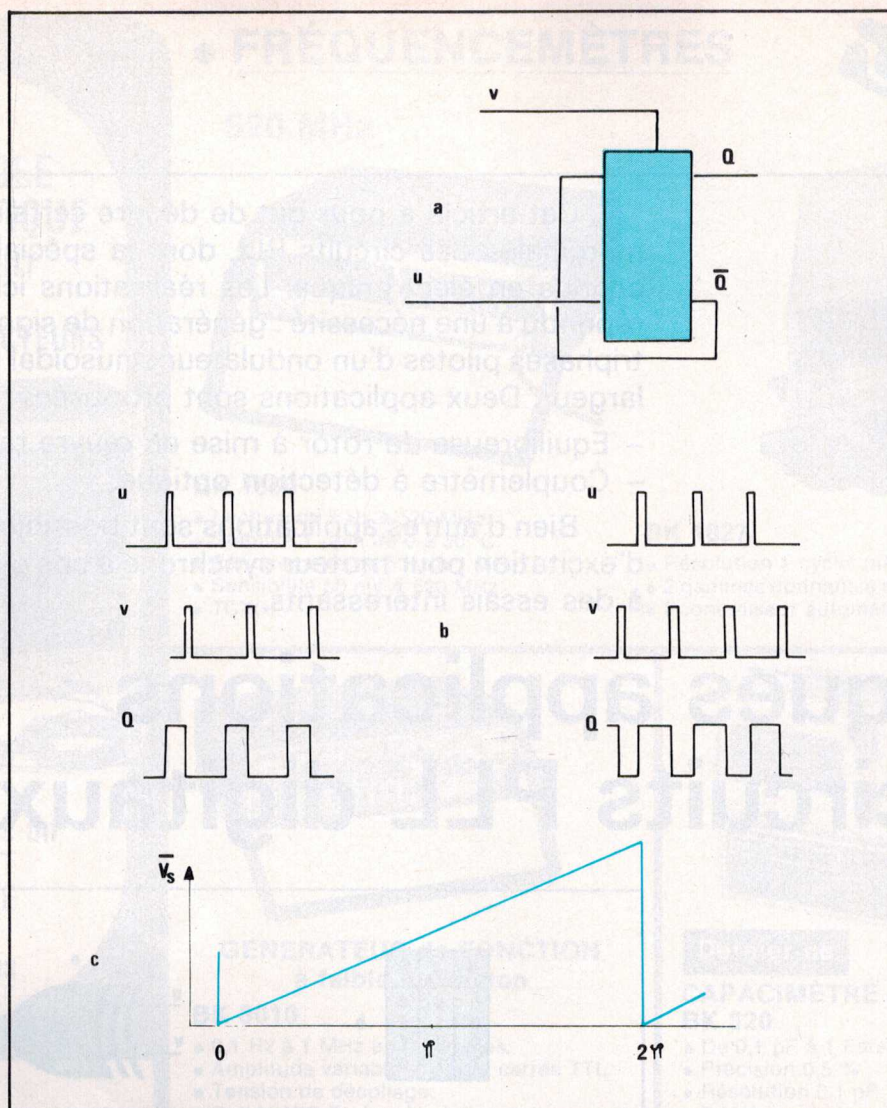


Fig. 2.

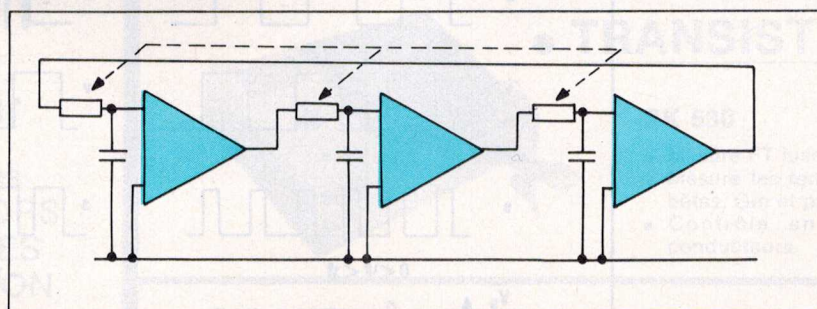


Fig. 4. - Oscillateur à cellules déphaseuses triphasé.

$$v_1 \cdot v_2 = V_1 \cdot V_2 [\sin \omega t \cdot \sin (\omega t + \varphi)]$$

$$= \frac{V_1 \cdot V_2}{2} [\cos \varphi - \cos (2 \omega t + \varphi)]$$

$$v_1 \cdot v_2 = \frac{V_1 \cdot V_2}{2} \cdot \cos \varphi$$

On voit donc qu'après filtrage, le terme dépendant du temps donne une résultante nulle et il ne reste qu'un terme en $\cos \varphi$. Le signal de détection de phase n'est donc pas linéairement proportionnel au déphasage. (Il est néanmoins à remarquer que le filtre permet de comparer des signaux de forme quelconque ou presque.) Les détecteurs digitaux sont moins connus

bien que de mise en œuvre plus aisée; leurs applications s'étendent de la très basse fréquence jusqu'à plusieurs centaines de mégahertz en ECL, de plus, le signal de phase non filtré est de largeur égale au déphasage donnant un signal d'erreur linéairement proportionnel au déphasage. Comme détecteurs de phase, nous pourrions retenir :

1) Le OU exclusif

Cette porte bien connue, dont la table de vérité est donnée à la figure 1b est à la base des comparateurs de mots digitaux. Si l'on représente la tension moyenne de sortie en

fonction du décalage angulaire, on obtient la caractéristique de transfert en comparateur de phase de la figure 1d. Cette caractéristique est triangulaire avec un maximum pour un déphasage de π . On voit que, de ce fait, la distinction entre avance et retard de phase n'est possible que sur π . Si l'accrochage de l'oscillateur local n'est pas réalisé, le glissement de fréquence produira une tension moyenne fluctuante excluant la possibilité d'un verrouillage ultérieur. Si ce verrouillage est réalisé, le circuit sera très sensible à toute variation de la fréquence pilote comme un moteur synchrone peut décrocher sur un échelon de couple

d'amplitude inférieure au couple maximal admissible.

2) Le flip-flop déclenché par front de montée

Alors que la méthode précédente nécessitait des signaux à rapport cyclique de 1, ce type de détecteur n'est sensible qu'au front de montée du signal (**fig. 2**). Le signal est à deux entrées : une entrée de mise en condition et une entrée de remise à zéro. La caractéristique relevée comme pour le cas précédent : valeur moyenne de la tension de sortie en fonction du déphasage des signaux d'entrée, est une dent de scie définie de 0 à 2π . Dans le cas de deux fréquences différentes, le système ne permet pas néanmoins un accrochage aisé.

3) Détecteur du MC4344/4044

Ce détecteur dont le schéma est reproduit à la **figure 3** présente une courbe de transfert du même type que celle du circuit précédent. Ce circuit a été étudié pour éviter le verrouillage sur des harmoniques et présente la particularité de n'avoir qu'une sortie active à la fois sur les deux dont il dispose, selon le principe de la **figure 3b**. Si le signal U précède V, le signal d'erreur apparaît sur R ; si V précède U, le signal d'erreur apparaît sur T. De plus, si la fréquence de U est supérieure à celle de V, R est actif et inversement. On voit ainsi que ce circuit détecteur de phase est également discriminateur de fréquence, ce qui permet une plage d'acquisition très large. Ce sont ces qualités qui ont retenu notre attention pour la réalisation des systèmes que nous allons décrire maintenant.

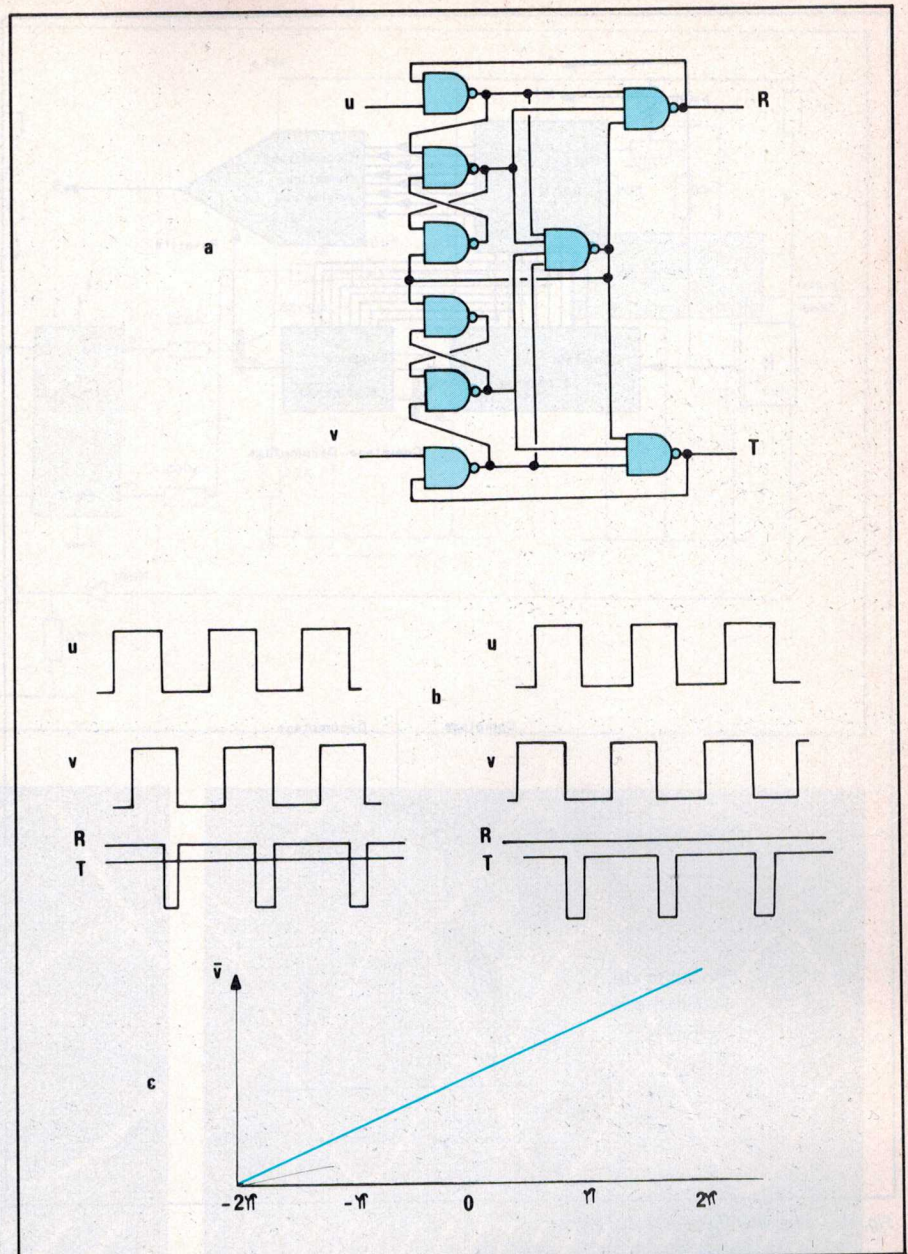


Fig. 3.

Générateur de signaux sinusoïaux triphasés

Lorsqu'on cherche des idées dans la littérature spécialisée concernant la synthèse de signaux en particulier sinusoïaux, les exemples de montages monophasés ou même diphasés abondent mais dès que l'on franchit le cap des systèmes triphasés, les exemples deviennent très rares, nous trouvons :

1) Les générateurs RC à cellules déphaseuses (**fig. 4**)

Ces générateurs fonctionnent par rétroaction et donnent un signal très pur mais ils sont difficiles à réaliser par suite de la grande précision qu'il faut donner aux composants pour équilibrer les trois oscillateurs ; de plus, ils sont difficiles à commander par une tension extérieure et nécessitent de

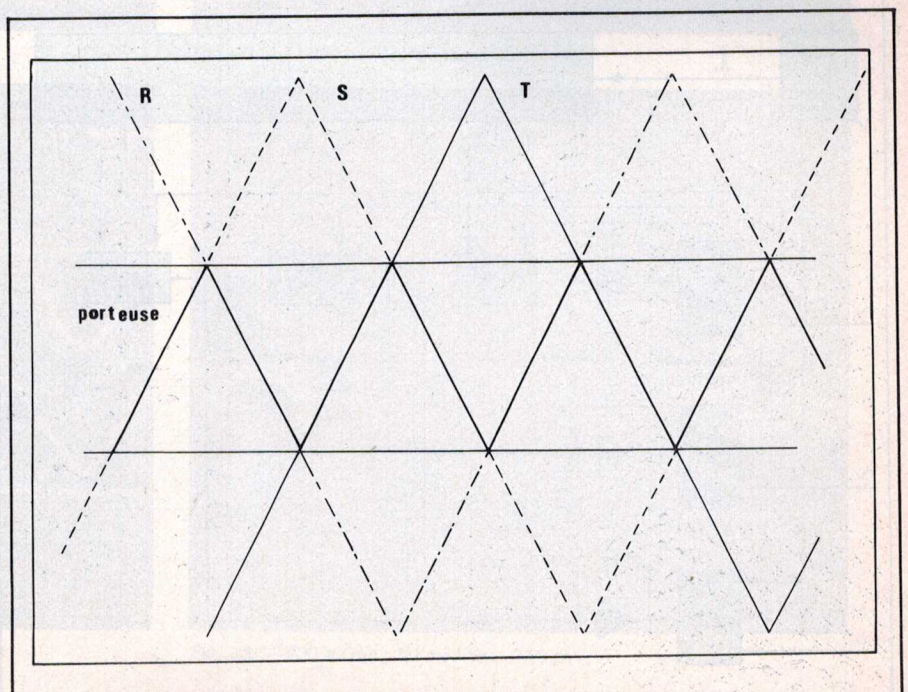


Fig. 5. - Synthèse de signaux triphasés par commutateur analogique.

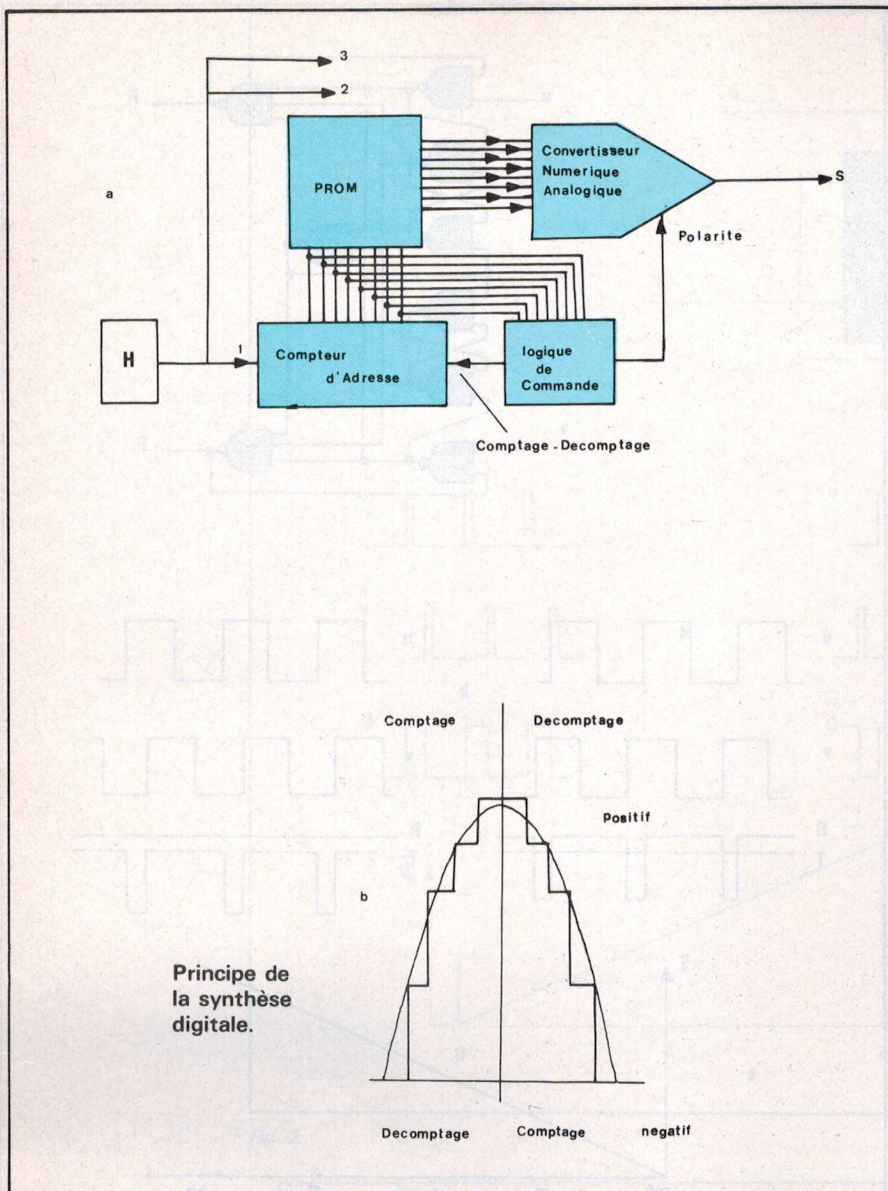


Fig. 6. - Une voie du générateur digital.

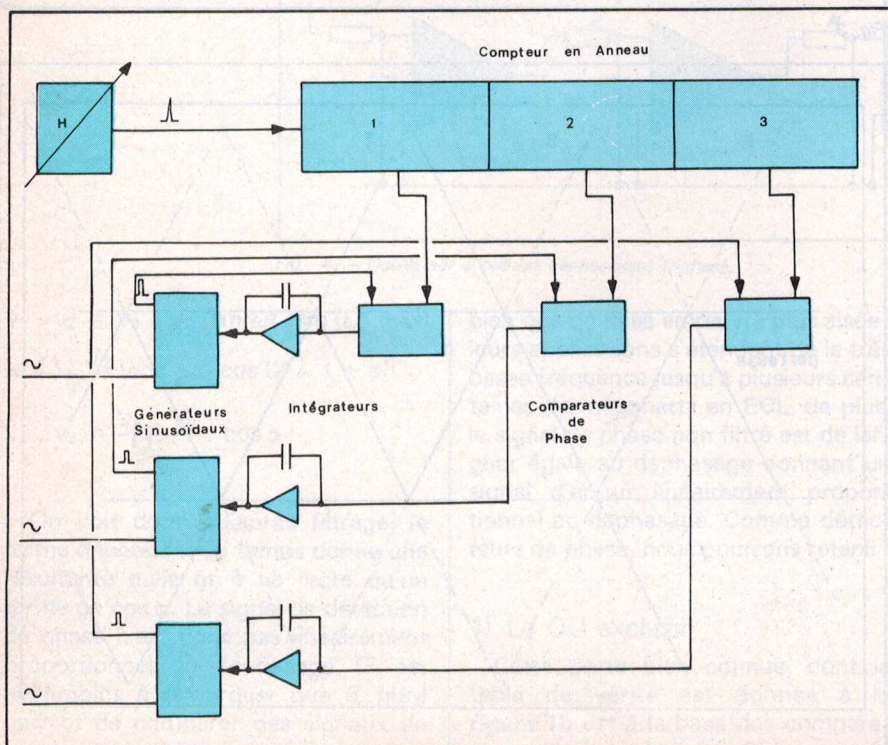


Fig. 7. - Synoptique du générateur triphasé.

très fortes capacités en basse fréquence.

2) Les générateurs de triangulaires par commutateurs analogiques (2)

Cette méthode proposée par la référence 2 est très séduisante car elle permet d'obtenir des signaux à très basse fréquence rigoureusement calés à 120° . La figure 5 nous retrace la synthèse de ces signaux à partir d'un modèle triangulaire dont la fréquence est variable. Nous n'avons pas retenu cette méthode car la logique est assez complexe et la réalisation de conformateurs de signaux en circuits discrets est délicate.

3) Mémoire PROM et CNA

Il est possible de générer les sinusoïdes de manière totalement digitale selon le principe de la figure 6. La sinusoïde est alors constituée d'une succession de marches programmées dans la mémoire. La réalisation du système triphasé réclamant trois groupes monophasés, un prépositionnement des compteurs est nécessaire pour établir un déphasage de 120° .

4) Générateur à PLL

Pour des raisons de simplicité d'exécution, nous avons adopté une méthode faisant appel à l'asservissement de phase à l'aide du circuit MC4044. Le synoptique de notre montage est présenté à la figure 7. On retrouve la disposition classique des circuits PLL : une horloge à rampe à fréquence variable attaque un compteur en anneau triphasé donnant les trois créneaux à 120° . Chaque créneau est comparé au signal carré provenant d'un oscillateur commandé 8038. Le signal d'erreur de phase est ensuite intégré donnant la tension continue de commande de fréquence, la sinusoïde est seule utilisée en sortie du circuit 8038. Avec les valeurs utilisées, la fréquence d'utilisation s'étend de 2 à 70 Hz.

Le schéma électronique pour une phase est donné à la figure 8. On remarquera :

- que l'intégrateur comporte un Darlington intégré dans le circuit MC4044 ; en très basse fréquence, il pourrait être préférable de réaliser un intégrateur à plus forte constante de temps, mais alors, le temps de réponse risque de devenir prohibitif.
- que le compteur des figures 9 et d'un circuit de mise en condition car une autre possibilité de fonctionnement est la marche en phase des trois étages.

Les oscillogrammes des figures 9 et 10 nous montrent le signal triphasé

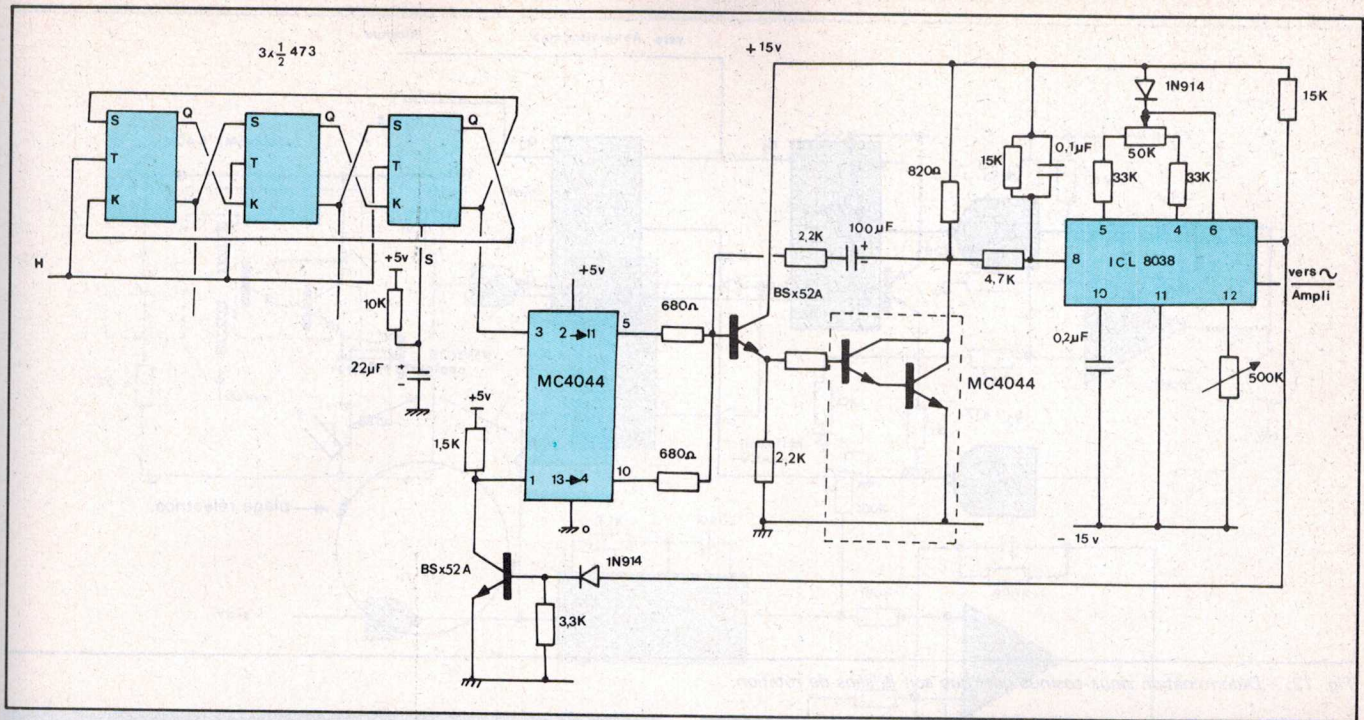


Fig. 8. - Une phase du générateur triphasé.

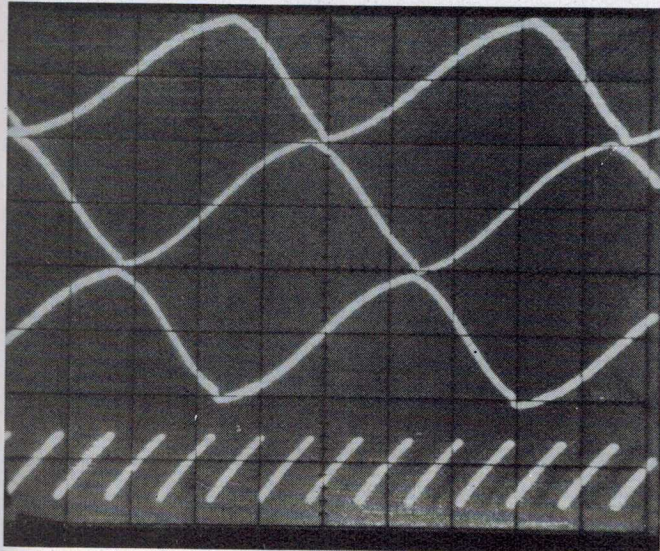


Fig. 9. - $f = 2 \text{ Hz}$. Trois phases + horloge.

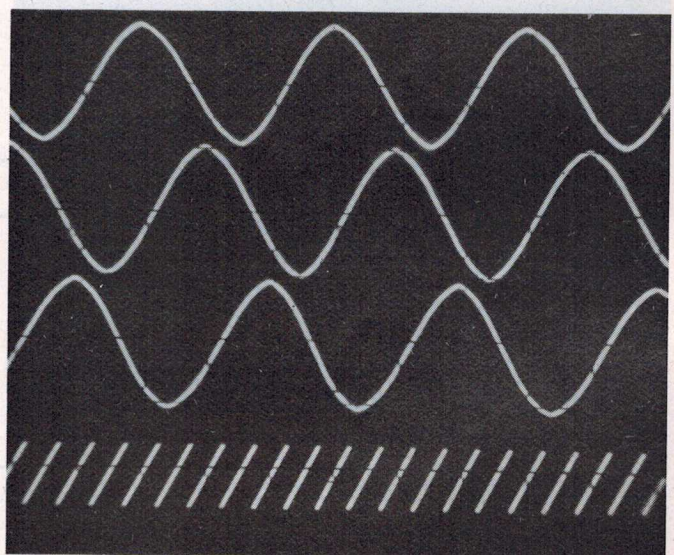


Fig. 10. - $f = 70 \text{ Hz}$. Trois phases + horloge.

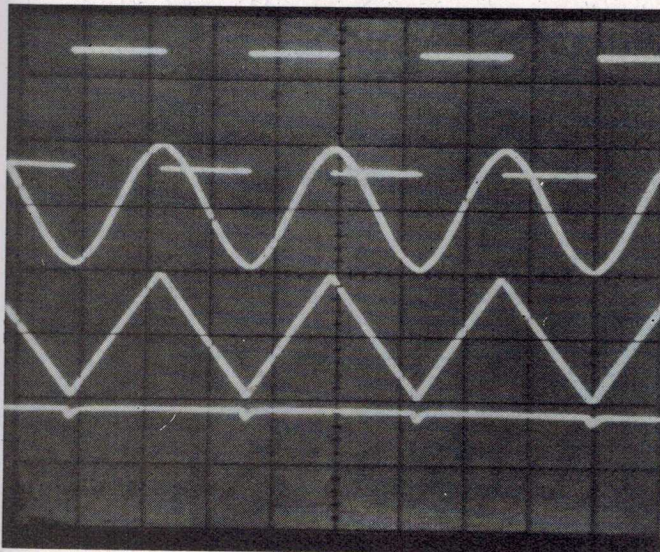


Fig. 11. - De haut en bas :
- Compteur en anneau 1 phase
- Signal sinusoïdal asservi
- Signal triangulaire asservi
- Sortie intégrateur.

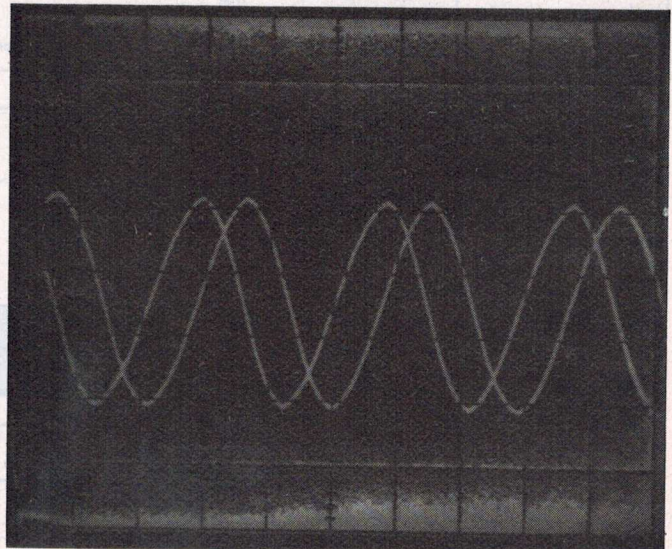


Fig. 13. - 400 tr/mn ; 50 ms/div. ; 2 V/div.

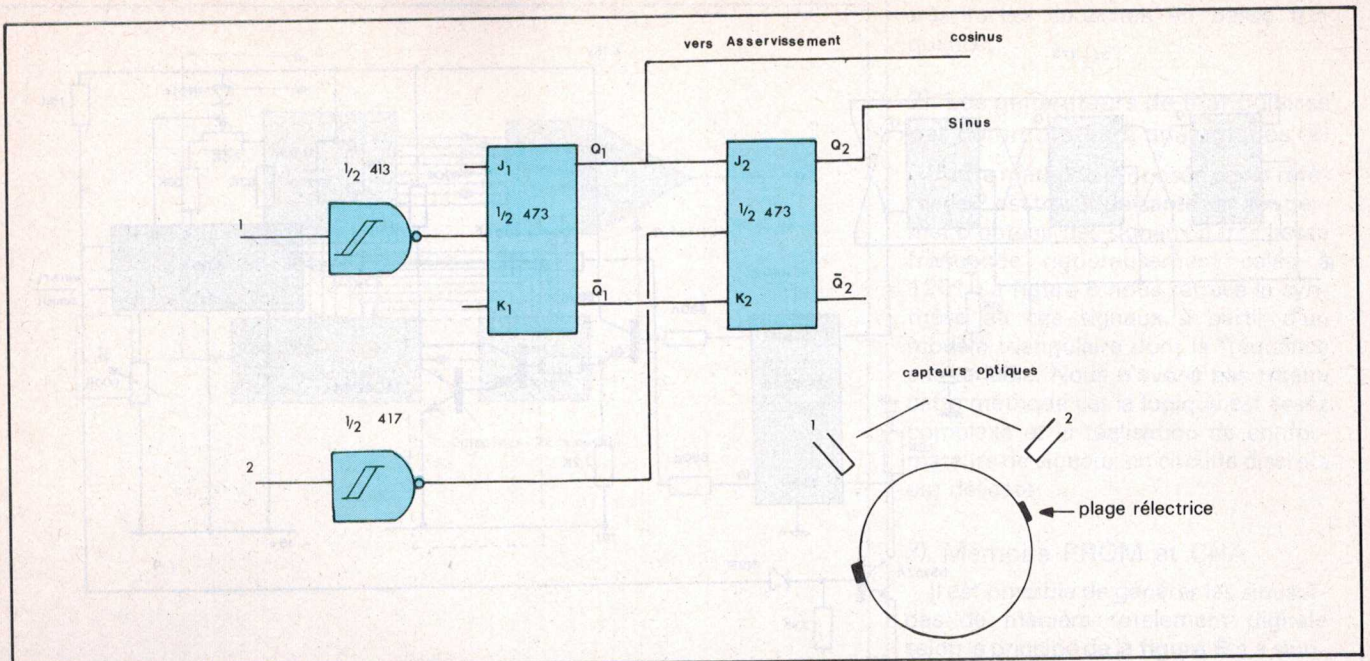


Fig. 12. - Détermination sinus-cosinus quel que soit le sens de rotation.

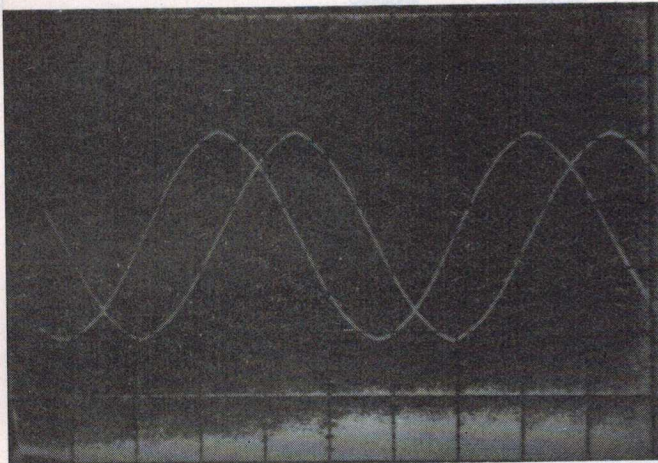


Fig. 14. - 1200 tr/mn ; 10 ms/div. ; 2 V/div.

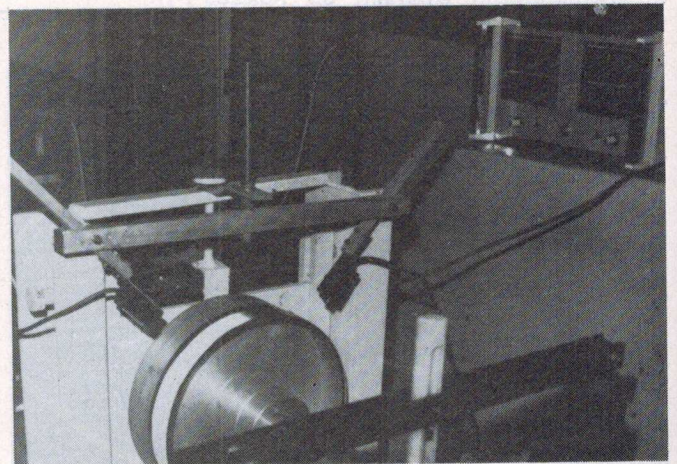


Fig. 15.

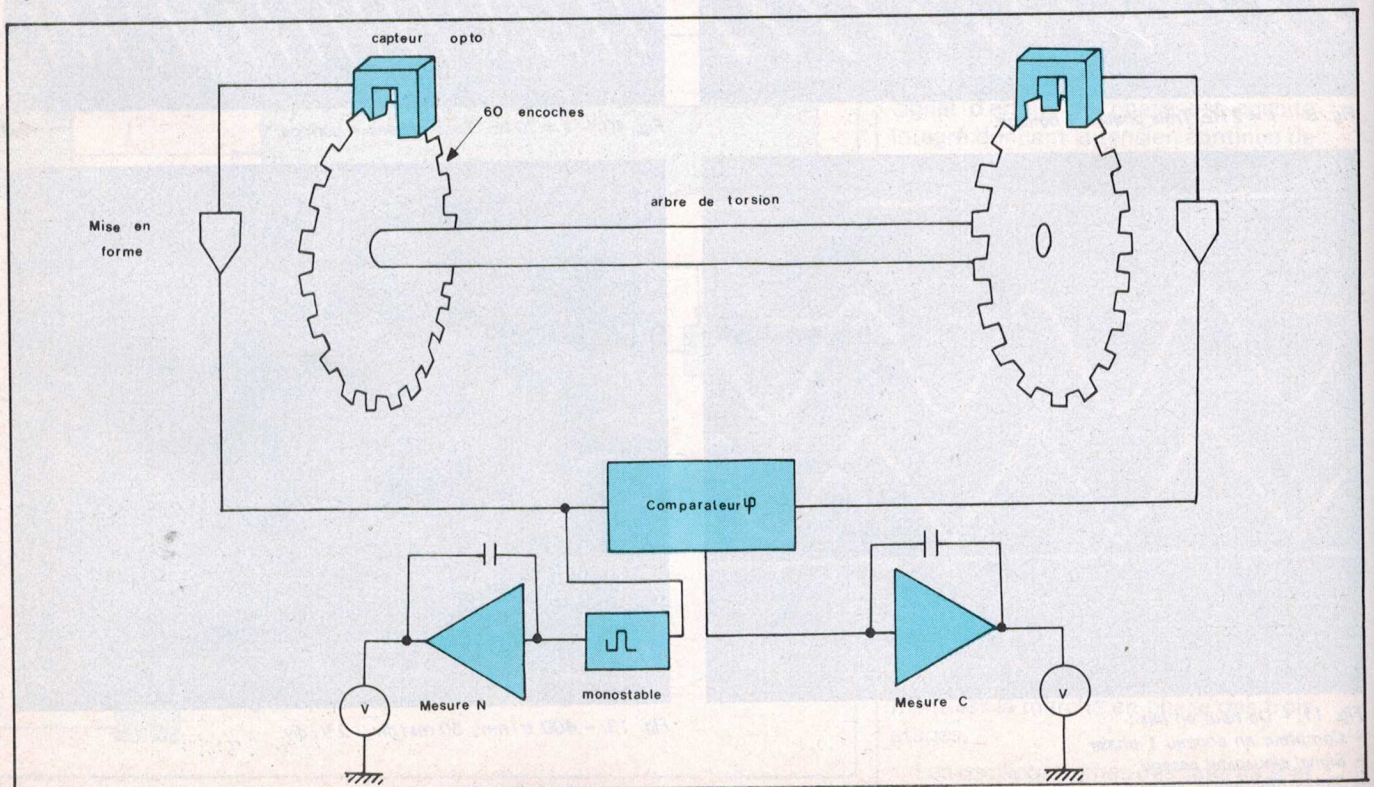


Fig. 16

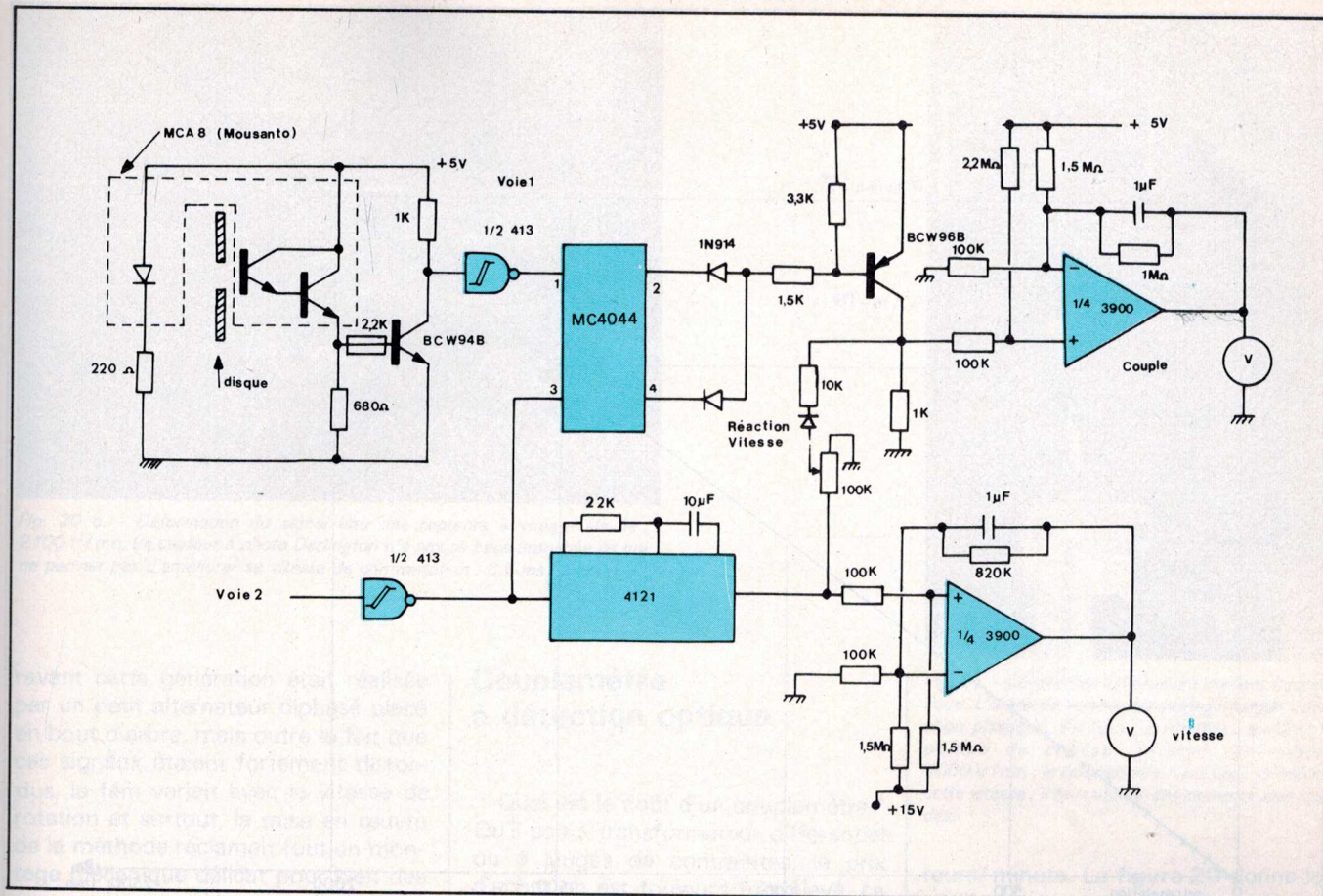


Fig. 17.

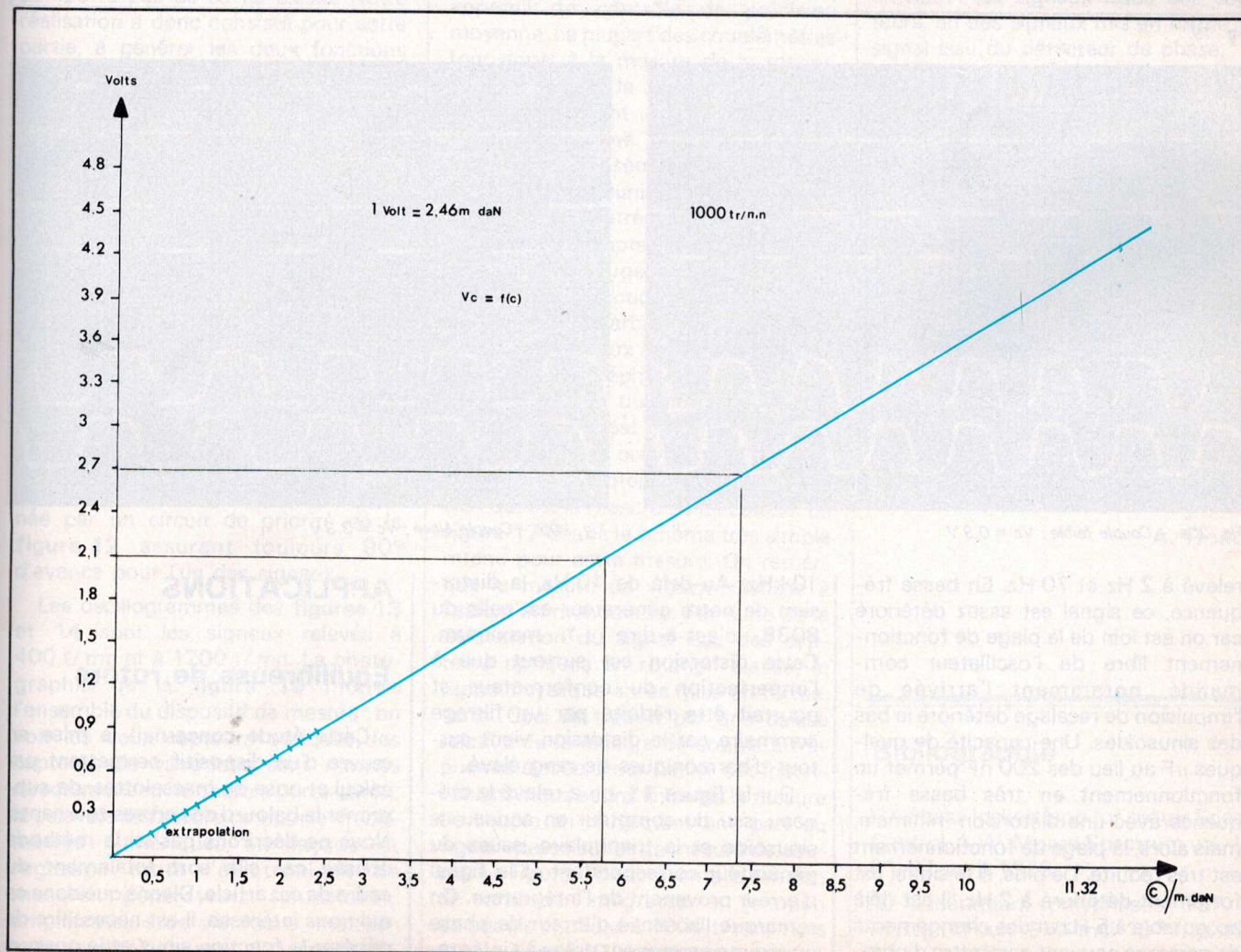


Fig. 18.

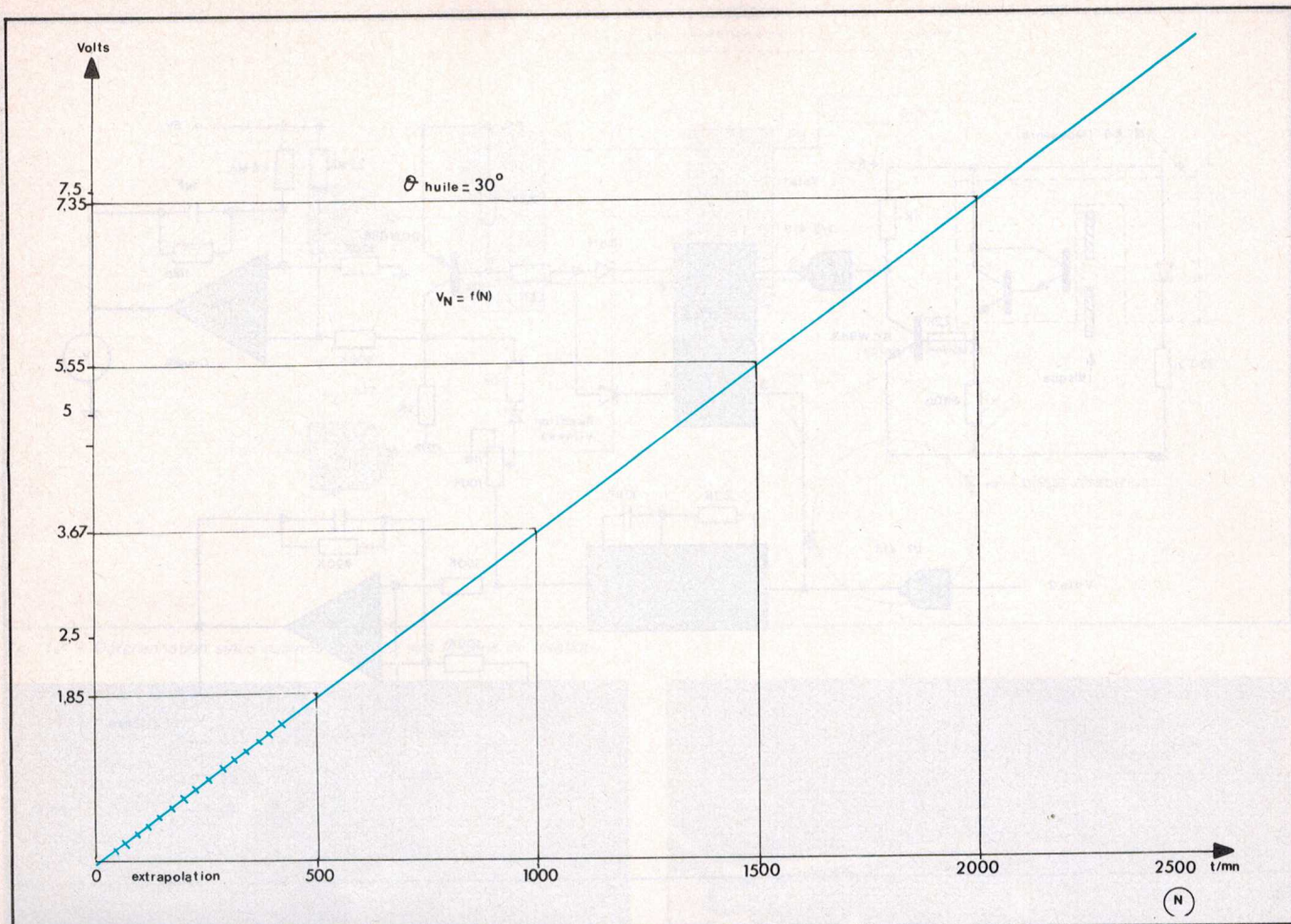


Fig. 19.

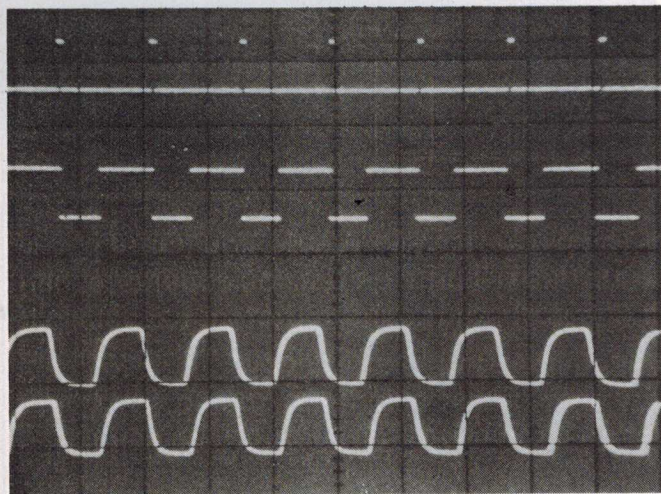


Fig. 20a. - Couple faible ; $V_c = 0,9 \text{ V}$

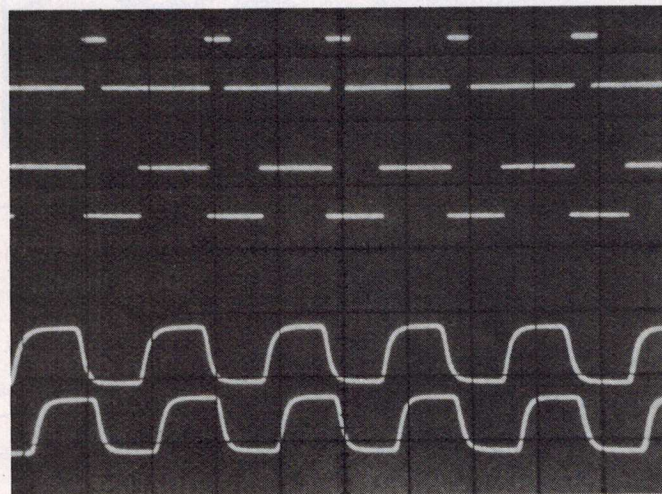


Fig. 20b. - Couple élevé ; $V_c = 3,3 \text{ V}$

relevé à 2 Hz et 70 Hz. En basse fréquence, ce signal est assez détérioré car on est loin de la plage de fonctionnement libre de l'oscillateur commandé, notamment l'arrivée de l'impulsion de recalage détériore le bas des sinusoïdes. Une capacité de quelques μF au lieu des 200 nF permet un fonctionnement en très basse fréquence avec une distorsion minimale, mais alors, la plage de fonctionnement est très réduite. De plus, si le signal est fortement détérioré à 2 Hz, il est déjà acceptable à 5 Hz et des changements de gammes peuvent permettre d'obtenir de bons signaux de 0,1 à plus de

10 kHz. Au-delà de 10 Hz, la distorsion de notre générateur est celle du 8038, c'est-à-dire 1 % maximum. Cette distorsion est surtout due à l'imperfection du conformateur et pourrait être réduite par un filtrage sommaire car la distorsion vient surtout d'harmoniques de rang élevé.

Sur la figure 11, on a relevé le créneau issu du compteur en anneau, la sinusoïde et la triangulaire issues du générateur correspondant et le signal d'erreur provenant de l'intégrateur. On remarque l'absence d'erreur de phase en régime permanent grâce à l'intégrateur.

APPLICATIONS

Équilibreuse de rotors

Cette étude concernait la mise en œuvre d'un dispositif permettant par calcul et pose de masselottes, de supprimer le balourd des arbres tournants. Nous ne décrivons pas ici la méthode utilisée car elle sort totalement du cadre de cet article. Disons que dans ce qui nous intéresse, il est nécessaire de générer la fonction sinus et le cosinus synchrones de l'arbre tournant. Aupa-

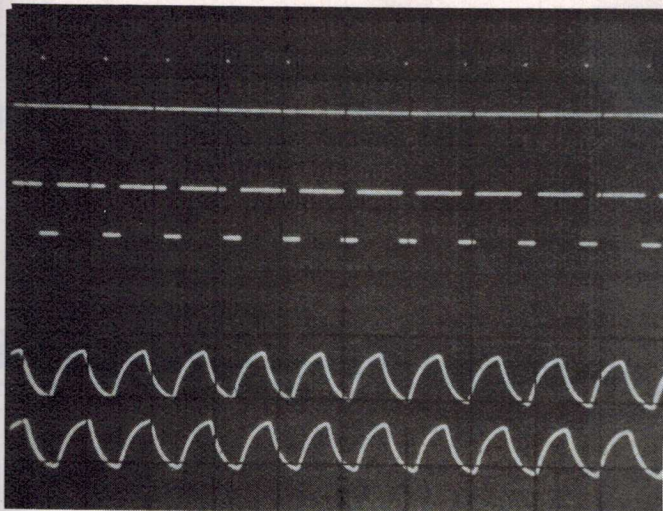


Fig. 20 c. - Déformation du signal issu des capteurs à vitesse élevée : 2100 tr/mn. Le capteur à photo Darlington n'a pas sa base branchée ce qui ne permet pas d'améliorer sa vitesse de commutation ; 0,5 ms/division.

avant cette génération était réalisée par un petit alternateur diphasé placé en bout d'arbre, mais outre le fait que ces signaux étaient fortement distordus, la fém variait avec la vitesse de rotation et surtout, la mise en œuvre de la méthode réclamait tout un montage mécanique délicat pour bien des cas, notamment lorsque l'arbre ne comporte pas de sortie axiale. Notre réalisation a donc consisté pour cette partie, à générer les deux fonctions sinus et cosinus de manière purement électronique, calées par un top optique. L'idée est la même que précédemment et le schéma d'un générateur à PLL est le même : un générateur de fonctions est asservi au top produit par un générateur de position à réflexion à l'aide d'un comparateur de phase. Les deux capteurs de position sont placés à 90° angulaire et commandent l'un le sinus, l'autre, le cosinus. Le rotor est repéré par collages de deux bandes réfléchissantes sur fond noir, donnant une fréquence double qui après division par deux assure un rapport cyclique de 1 aux crêteaux de sortie. La détermination du sinus et du cosinus est donnée par un circuit de priorité de la figure 12 assurant toujours 90° d'avance pour l'un des signaux.

Les oscillogrammes des figures 13 et 14 sont les signaux relevés à 400 t/mn et à 1200 t/mn. La photographie de la figure 15 montre l'ensemble du dispositif de mesure : on voit les deux capteurs optiques, les capteurs de vibrations sont montés directement sur le châssis porte-rotor ; la centrale de mesure comporte 4 voltmètres numériques en façade et regroupe toute l'électronique de mesure : générateurs sinusoïdaux, amplificateurs de vibrations, multiplificateurs analogiques, circuits détecteurs de saturation, etc.

Couplemètre à détection optique

Quel est le coût d'un couplemètre ? Qu'il soit à transformateur différentiel ou à jauges de contraintes, le prix d'achat en est toujours très élevé, ce qui est excessif lorsqu'on désire un appareil de contrôle de précision moyenne. La plupart des couplemètres font appel à la mesure de la torsion d'un arbre dans la zone d'élasticité, le problème venant de cette mesure. Nous avons opté pour une mesure optique symbolisée par la figure 16 : deux disques munis d'encoques sont solidaires des extrémités de l'arbre de torsion ; deux capteurs à transmission (diode infrarouge-phototransistor) assurent la détection de position des extrémités de l'arbre. Après mise en forme des signaux issus des capteurs, la mesure du déphasage est assurée par le détecteur du circuit MC4044 ; comme celle-ci est proportionnelle au couple appliqué, on voit que l'intégration du signal obtenu donne une tension qui est la mesure de ce couple. La figure 17 donne le schéma très simple retenu pour cette mesure. On remarque la mesure de vitesse réalisée à l'aide d'un monostable. Par suite de la déformation du signal issu des capteurs optiques en rotation élevée, le rapport cyclique après mise en forme, varie. Ceci se traduit par une baisse relative de la mesure de couple à fréquence élevée. Pour pallier cet inconvénient, nous avons linéarisé la mesure de couple en réinjectant une part du signal vitesse sur cette mesure de couple. La figure 18 représente la tension de sortie de l'intégrateur en fonction du couple appliqué à 1000 t/mn, alors que la figure 19 donne cette tension en fonction du nombre de

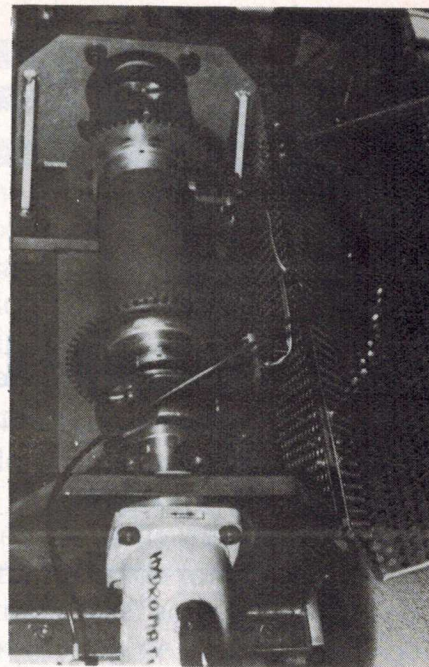


Fig. 21. - Couplemètre monté sur un banc hydraulique. L'arbre de torsion est protégé par un manchon plastique. En haut : le moteur ; en bas : la pompe de charge. Vitesse maximale : 4000 tr/mn : le couplemètre n'est plus utilisable à cette vitesse ; il faut utiliser des capteurs plus rapides.

tours/minute. La figure 20 donne les oscillogrammes représentant de bas en haut : les signaux issus des capteurs, un des signaux mis en forme, le signal issu du détecteur de phase.

La figure 21 représente le couplemètre monté sur un banc hydraulique : moteur et pompe de freinage, capable de développer un couple de 20 damN.

Conclusion

Nous avons montré qu'il est possible de faire participer certains circuits spécialisés à des applications tout à fait marginales et que notamment, les circuits PLL sont particulièrement riches en possibilités inexplorées pour le concepteur industriel.

A. Troncy

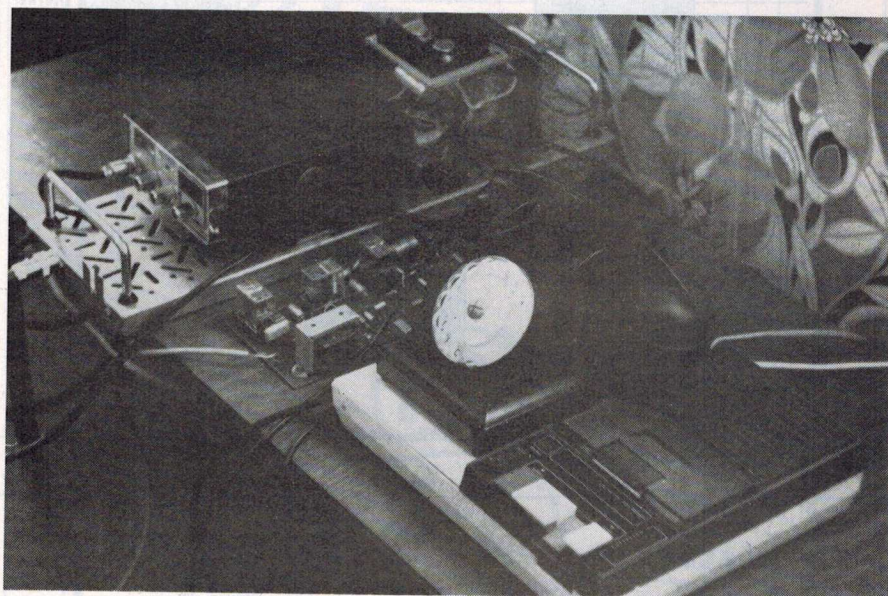
Bibliographie

- (1) Phase locked loop for motor Speed Control. A.W. Moore Spectrum vol. 10 61-67-avril 1973.
- (2) Générateurs polyphasés TBF II Marty-H.Foch. EMI-mai 1971. p. 49-52.

Nombreux sont les systèmes de transmission exploités en alternat parole/écoute. L'exemple le plus curieux est celui des radiotéléphones utilisant la même fréquence pour la liaison « montante » et la liaison « descendante ». Il s'avère souvent avantageux de pouvoir coupler ces systèmes à un réseau téléphonique permanent ou commuté, privé ou public, exploité bien sûr en duplex.

L'avantage de l'interface dont nous allons décrire ici la réalisation est de permettre ce couplage sans aucune intervention sur les postes extrêmes de la liaison, notamment sans adjonction de systèmes d'émission de tonalités codées. Tout le traitement de l'information est effectué au niveau de la « station relais » où les deux modes de transmission se rejoignent.

Interface ligne téléphonique liaison en alternat



Une installation automatique complète comprenant un poste téléphonique, un répondeur simple, un radiotéléphone et... l'interface.

Position du problème

Il est extrêmement simple d'obtenir une assez bonne illusion de duplex sur un radiotéléphone exploité en alternat en le munissant d'un système appelé « VOX » déclenchant le passage en émission dès réception d'un son. L'idée de base pour l'étude de notre interface a donc été l'adaptation d'un tel circuit à la ligne téléphonique, elle-même couplée à l'entrée et à la sortie du poste à alternat.

Le problème qui se pose immédiatement est de pouvoir distinguer si le signal qui véhicule la ligne provient de l'une ou l'autre de ses extrémités. Si nous branchons un oscilloscope sur cette ligne, rien ne permet de conclure, si ce n'est peut-être une légère disparité dans les niveaux, dans le cas d'une très longue ligne dépourvue de répéteur.

La solution réside dans l'emploi d'un séparateur remplissant les fonctions définies en figure 1.

Ce séparateur peut être considéré comme une « boîte noire » munie d'une

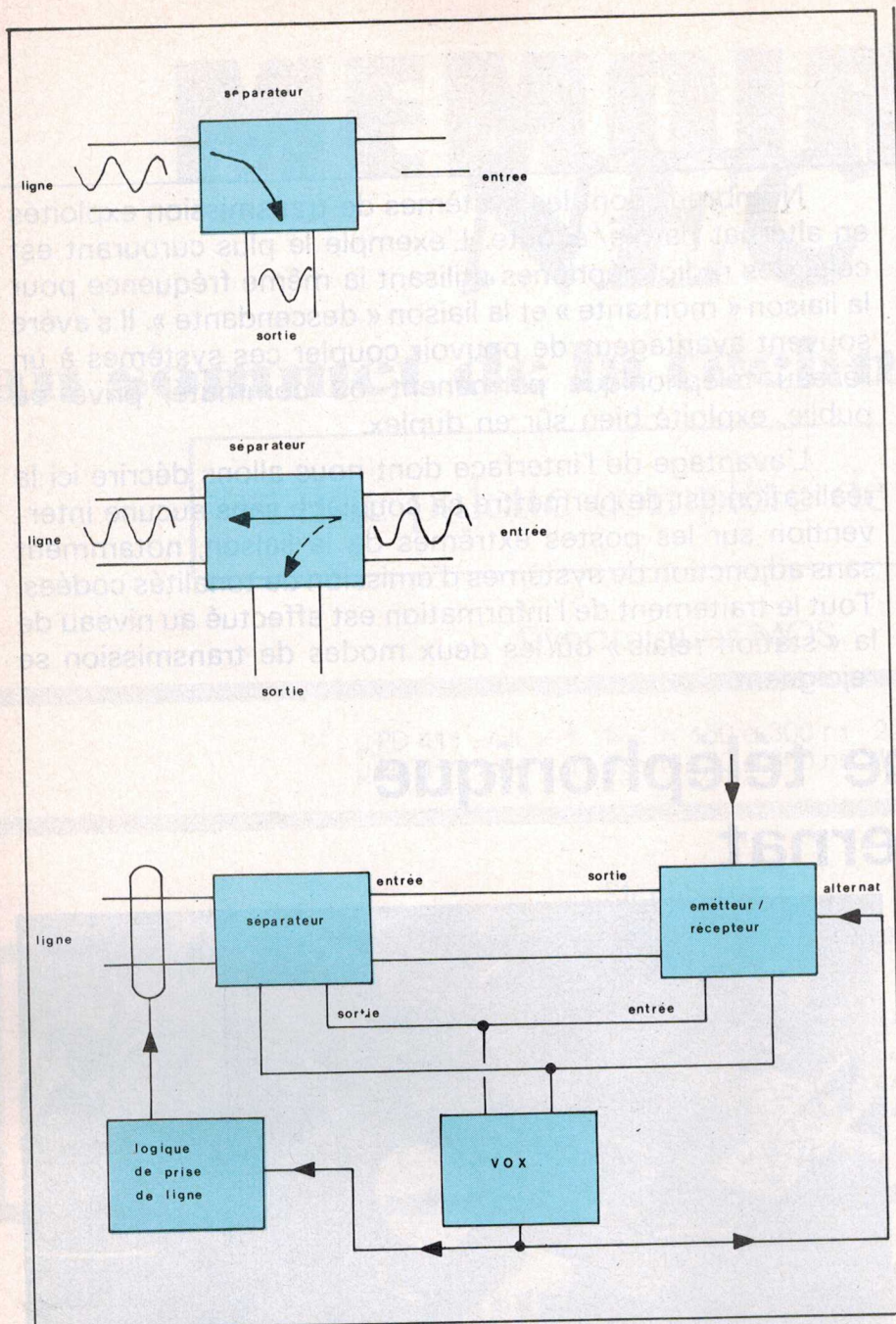


Fig. 1. - Principe du couplage duplex/alternat.

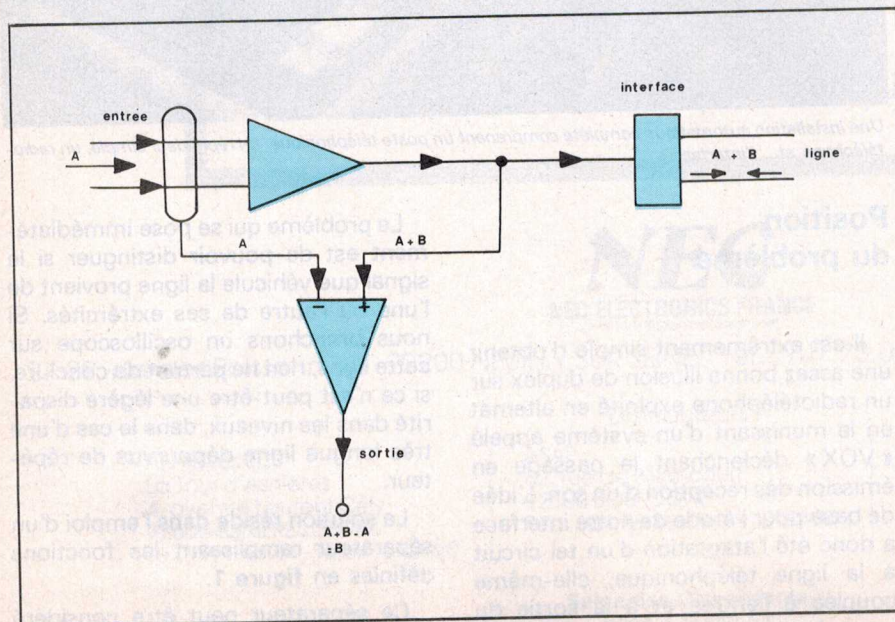


Fig. 2. - Synoptique de principe du séparateur.

entrée-sortie LIGNE, d'une entrée d'injection et d'une sortie de prélèvement de signal.

Si la ligne véhicule un signal à destination du séparateur, la sortie de celui-ci doit restituer le message.

Si inversement l'entrée du séparateur reçoit un signal devant être injecté en ligne, cette injection doit se faire sans que la sortie ne fournisse autre chose qu'un très faible signal résiduel de diaphonie.

Dès lors, un montage « VOX » connecté en sortie du séparateur ne réagira qu'aux signaux en provenance du poste distant raccordé à la ligne, restant bien sûr insensible aux signaux issus du poste distant « HF ».

Ceci permet un raccordement simple des trois connexions du « radiotéléphone » (au sens large) : entrée micro, sortie H.P., alternat.

Conception du séparateur

Un circuit remplissant la fonction que nous venons de définir existe dans tout poste téléphonique sous le nom de « circuit antilocal ». Son rôle est d'empêcher le retour dans l'écouteur du combiné des sons captés par le micro. Ce retour est en effet très désagréable à l'usage et introduit des risques d'effet Larsen.

Ce circuit est réalisé par montage en pont de deux enroulements du transfo de ligne (ou « bobine ») et du micro à charbon. Il agit par soustraction du signal de micro au signal de ligne, le résultat attaquant l'écouteur. La figure 2 montre que nous avons utilisé un principe voisin, quoique mettant en jeu un amplificateur différentiel en lieu et place du transfo.

Le schéma de principe

La figure 3 donne le schéma complet de l'appareil. L'hypothèse de départ est celle d'un poste à alternat muni d'une prise « H.P. », d'une prise « micro 500 Ω » et d'une prise « alternat » déclenchant l'émission par mise à la masse d'un contact. Il sera de toute façon toujours possible de se ramener à ce cas de figure par des connexions simples.

Côté ligne, le raccordement se fait au moyen d'un transformateur permettant un branchement absolument flottant par rapport à la masse. A ce niveau, plusieurs variantes sont possibles suivant que la ligne fait partie d'un réseau commuté (privé ou public) ou reste établie en permanence.

Le schéma proposé correspond à la version la plus complète, étudiée pour prendre la place d'un poste téléphonique sur l'une des lignes d'un autocommutateur privé, permettant ainsi l'appel radio à partir de n'importe quel poste du réseau.

Il va de soi que la marche à suivre est très exactement la même en ce qui concerne le réseau public des P.T.T. Dans ce cas, cependant, il appartient à l'installateur de vérifier que son branchement est conforme aux réglementations en vigueur à ce moment et, **en tout état de cause**, de présenter une **demande d'homologation** de l'ensemble de l'installation (interface, radiotéléphone, éventuellement répondeur, etc.). Chaque cas particulier entraînant une modification même mineure du montage exige une nouvelle homologation.

Ceci étant précisé, on notera la présence d'une résistance en série avec le primaire du transfo. Celle-ci doit être choisie de façon à fixer à la valeur correcte le courant de boucle dans le cas d'un réseau commuté. On pourra avantageusement la remplacer par un composant d'autorégulation (TPE ou TPH de R.T.C.).

Un réseau RC ($100\text{-}\Omega$ $0,47\mu\text{F}$ 250 V) permet le passage de la tension de sonnerie en mode attente. Un contact faisant partie de la logique de prise de ligne peut court-circuiter ce réseau RC lors de la prise en charge d'un appel.

Côté secondaire, un condensateur non polarisé de $2,2\mu\text{F}$, ne jouant aucun rôle de liaison, sert à compenser le déphasage dû à la composante selfique du transfo. Cette valeur correspond au type de transfo utilisé dans notre maquette et devra être optimisée en fonction de chaque autre type de transfo. Il faut en particulier que l'impédance vue depuis la ligne soit voisine de $600\text{ }\Omega$ à 400 Hz . De plus, nous verrons plus loin qu'une mauvaise compensation de la self du transfo peut réduire à néant l'efficacité du séparateur.

Deux diodes zener $12\text{ V}/1\text{ W}$ limitent à une valeur supportable pour les circuits électroniques toute surtension apparaissant au secondaire, notamment en mode « sonnerie ».

Deux amplificateurs opérationnels 741 constituent le séparateur, selon le principe de la **figure 2**. Toutefois, la soustraction se fait au niveau de la seule entrée inverseuse du second ampli, car le premier est monté en inverseur. C'est le réglage du gain de ce premier 741 qui sert à « faire le zéro », c'est-à-dire à opposer aussi exactement que possible $+A$ à $-A$. C'est ici que se manifeste l'importance de la compensation de la self du

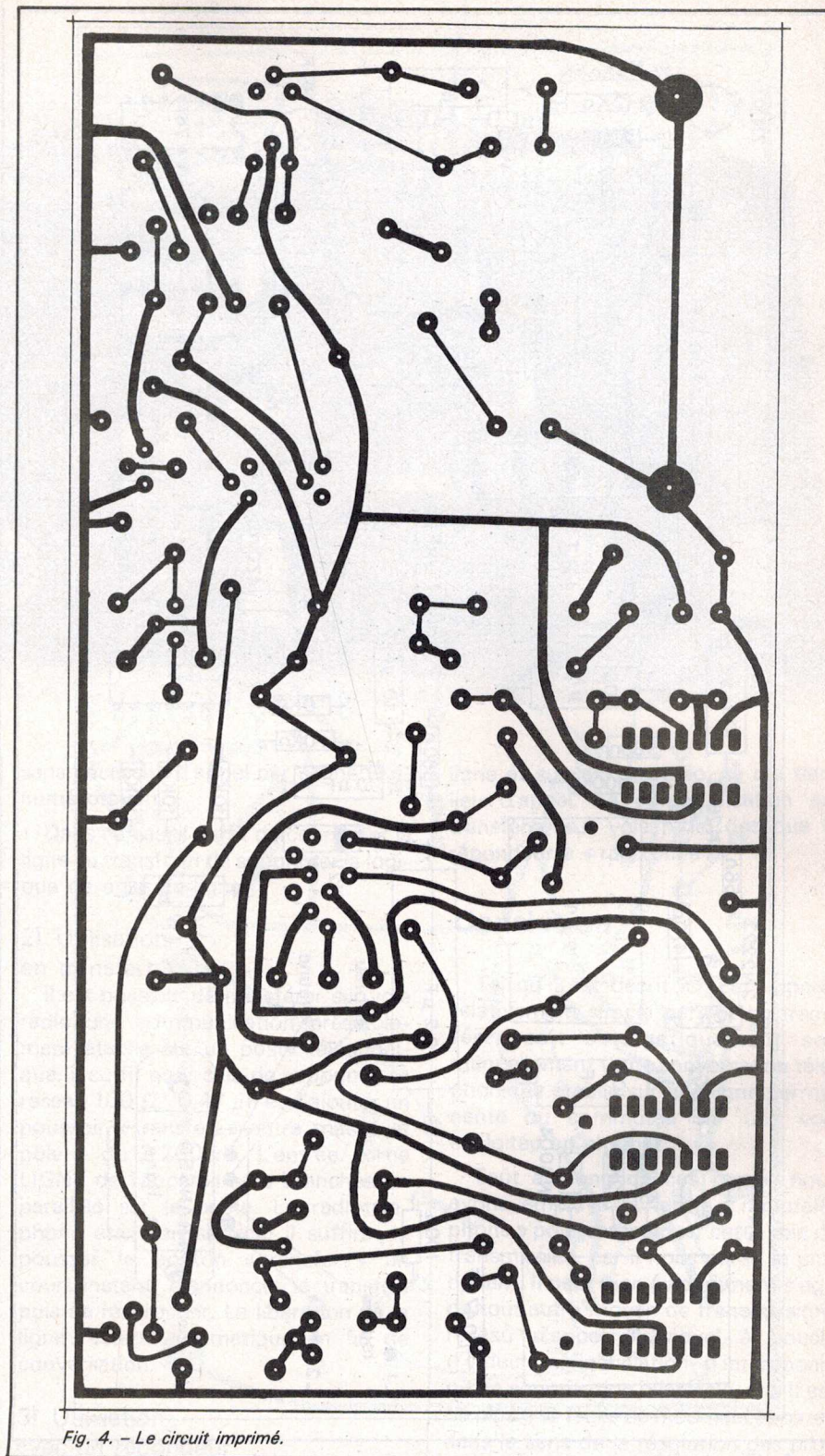


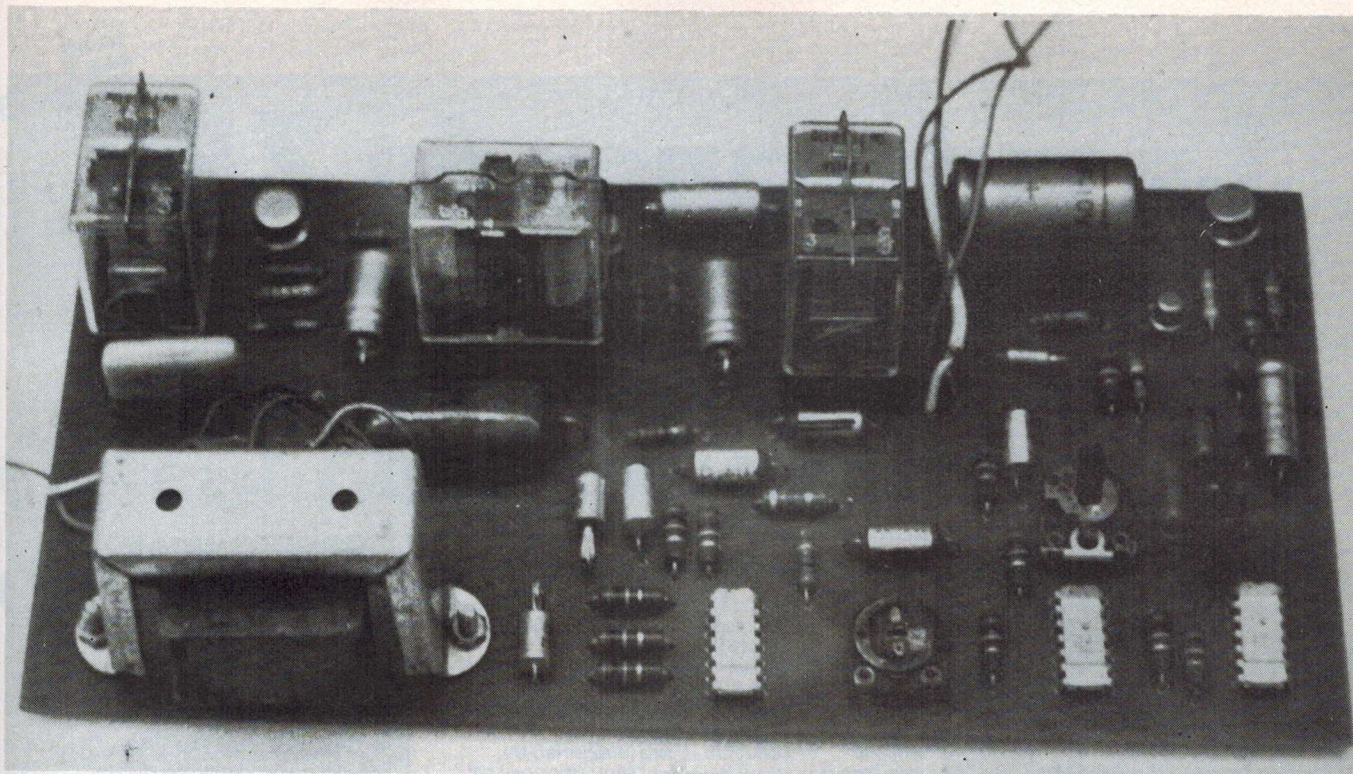
Fig. 4. - Le circuit imprimé.

transfo. En effet, si cette self introduit un déphasage entre $+A$ et $-A$, l'annulation de la résiduelle devient impossible, pouvant aller jusqu'au blocage du circuit VOX. En pratique, l'annulation complète est difficile à obtenir et l'expérience montre qu'une différence de niveau de 15 dB (pour une même tension en ligne) entre les deux sens de transmission est suffisante.

Le circuit VOX est attaqué par le signal de sortie du séparateur. Un ampli écrêteur est construit autour d'un transistor et d'un troisième 741, au niveau duquel s'effectue le réglage

du seuil de commutation. Après redressement, le signal est filtré et sature le transistor de commande du relais TX (émission), à cinq contacts qui, pour des raisons pratiques est en fait constitué de deux relais séparés. Un condensateur de $2\text{ }200\mu\text{F}$ assure une temporisation évitant des oscillations au rythme de la parole.

Le dernier sous-ensemble de l'appareil, la logique de prise de ligne, ce circuit n'est à prévoir que dans le cas d'un réseau commuté. Son rôle est la gestion du décrochage et du raccrochage simulés du poste téléphonique



Le circuit imprimé câblé.

brièvement à la masse le - du $2\ 200\ \mu\text{F}$) et régler le $47\ \text{k}\Omega$ « seuil » de façon à obtenir un collage sans battement des deux relais TX.

— Procéder de même sur une communication téléphonique et vérifier que l'alternat répond de façon satisfaisante. En cas de battement sur les mots d'une phrase, retoucher le réglage « seuil ».

4) Réglage du niveau d'injection en ligne

— Faire fonctionner un émetteur à proximité immédiate du radiotéléphone et régler le niveau d'injection ($1\ \text{k}\Omega$) de façon à ce que les relais TX ne collent pas. Ce réglage étant fait, si le niveau injecté en ligne est insuffisant, il convient de mieux corriger le déphasage dû au transfo de ligne ($2,2\ \mu\text{F}$) et de recommencer 2, 3 et 4.

— Attention : une fois ce réglage fait, il faut bloquer ou repérer la position du bouton de volume du récepteur, dont l'action est la même que celle du $1\ \text{k}\Omega$.

N.B. : Tous ces réglages seront à reprendre en cas de changement de ligne.

Autres configurations

1) Utilisation sur ligne permanente

Il s'agit là du simple départ sur ligne spécialisée des signaux reçus ou émis,

sans nécessité d'appel par sonnerie et numérotation.

Dans ce cas, il suffit de connecter la ligne au transfo et de supprimer la logique de prise de ligne.

2) Utilisation en transfert

Il est possible de transférer sur voie radio une communication préalable-ment établie sur un poste téléphonique. Il suffit pour cela de supprimer le réseau $100\ \Omega / 0,47\ \mu\text{F}$ et d'ajouter un poussoir « transfert » entre masse et pôle - du $2\ 200\ \mu\text{F}$. L'entrée/sortie LIGNE de l'appareil sera branchée en parallèle sur le poste. Le radiotéléphone étant en service, il suffira de pousser le bouton « transfert » un court instant, d'annoncer le transfert puis de raccrocher. La libération de la ligne restera automatique en fin de conversation.

3) Utilisation avec un répondeur simple

Il est possible de faire précéder le basculement de la communication sur voie radio par la diffusion du message d'un répondeur simple (voir notre étude dans E.A. N° 7).

Il faut également supprimer le réseau $100\ \Omega / 0,47\ \mu\text{F}$, brancher l'appareil en parallèle sur le répondeur, et connecter à la place du réseau $100\ \Omega / 0,47\ \mu\text{F}$ soit un contact travail libre du relais « prise de ligne » du répondeur, soit le contact d'un relais auxiliaire branché en parallèle sur celui-ci. Le message est alors diffusé sur la

ligne et sur la voie radio, ce qui tient lieu d'appel. La communication est transférée sur voie radio dès que le répondeur a « raccroché ».

Conclusion

Tel qu'il est décrit ici, cet appareil relativement simple permet de transférer soit automatiquement soit manuellement toute conversation téléphonique établie sur une ligne permanente ou commutée sur une voie exploitée en alternat.

Tout au long de ces pages, nous avons employé le terme « radiotéléphone » pour caractériser cette voie de transmission, car il nous paraît le plus parlant. Il peut bien évidemment s'agir de tout autre moyen de transmission : réseau d'appel individuel à boucle d'induction, installation d'interphonie ou de sonorisation bilatérale, etc. Il est de plus très facile de modifier l'appareil dans le sens de la résolution des problèmes les plus divers de couplage à une ligne téléphonique.

Patrick Gueulle
Ingénieur-conseil

Presse technique étrangère

Montage optoélectronique pour la protection des thyristors

Représenté à la **figure 1**, ce montage est proposé par **Charles Boudeski** dans **Electronics** vol. 52 N° 1.

Cet appareil utilise un pont redresseur de la tension de 120 V du secteur alternatif une diode, un transistor PNP et un photocoupleur à diode LED + phototransistor. A ces semi-conducteurs, on a adjoint cinq résistances et un condensateur.

La nomenclature et les valeurs des composants sont indiqués sur le schéma. A noter qu'il s'agit d'une tension de secteur de 120 V. Pour 220 V, il faudrait augmenter la valeur de R_1 (18 k Ω), la puissance de celle-ci passant de 1,5 à 3 W.

On sait que plus un thyristor est déclenché avec des impulsions de courte durée, plus on réduit la dissipation de la gâchette. La destruction du thyristor en cas d'erreur sur la commande, ainsi que celle de son alimentation, peuvent être évitées grâce au montage proposé.

Dans celui-ci, on notera la présence d'un isolateur optoélectronique 4N26 composé d'une LED émettrice et d'un phototransistor récepteur de lumière. De ce fait, le circuit du phototransistor est complètement isolé du montage de commande. A remarquer que l'alimentation est indépendante de celle fournie par le pont, à partir du secteur.

Les impulsions obtenues à la sortie, sur l'émetteur du 4N26, sont positives et à cheval sur le potentiel de la masse représentée sur le schéma.

Il y a également protection du thyristor, grâce à l'isolateur optoélectronique, lorsque le montage de commande a subi un dommage quelconque.

R_1 sert à réduire la tension alternative appliquée au pont. Celui-ci est un modèle VARO en boîtier Dual In Line, mais il est possible que tout autre pont, constitué par un bloc ou par quatre diodes distinctes puisse convenir.

Le condensateur de 25 μ F, C_1 électrolytique, se charge pendant la plus grande partie de la période du signal à 60 Hz, tandis que le transistor PNP, 2N2907 est maintenu bloqué par toute tension redressée supérieure à 2,3 V. Lorsque le transistor commence à passer à l'état conducteur, le conden-

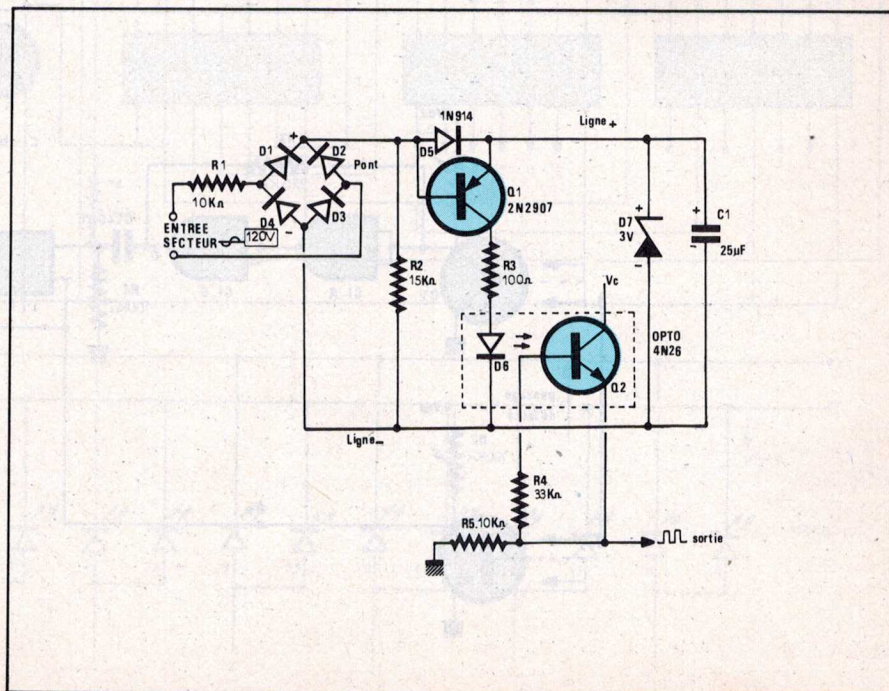


Fig. 1

sateur se décharge à travers la diode D_6 de l'isolateur optoélectronique avec un courant de 14 mA. Il se produit alors une impulsion axée sur zéro volt environ. Des impulsions de plus longue durée peuvent être obtenues en réduisant la valeur de R_2 , fixée à titre d'exemple, à 15 k Ω . Si un temps plus long de montée de l'impulsion est tolérable, on pourra supprimer la résistance R_4 . La base resterait non connectée (en l'air).

La diode zener de 3 V, D_7 , détermine la tension de référence du montage. Sa puissance est de 250 mW.

Détecteur unidirectionnel des passages d'objets

Dans certaines applications où l'on désire tenir compte du nombre des objets qui passent devant un dispositif indicateur, il est nécessaire que seuls les objets passant dans un sens soient comptés et pas ceux passant en sens inverse.

Le dispositif proposé par King-Kuon Hau, dans *Electronic Engineering* Vol. 50 N° 611, satisfait à cette condition et remplace un montage beaucoup plus complexe à microprocesseur. Son schéma est donné à la figure 2.

Comme « senseur », on utilise deux capteurs optoélectroniques, par exemple deux phototransistors identiques devant lesquels les objets défilent. La distance entre Q_1 et Q_2 est désignée par d . Lorsque les objets passent devant un phototransistor, ils coupent la lumière projetée sur eux, indiquée sur le schéma par des flèches. La réaction

du montage détecteur dépend du sens dans lequel les objets défilent.

En examinant les formes des tensions, représentées à la figure 3, aux points A, B, C et D de l'appareil, on voit qu'une impulsion positive est produite au point D si l'objet passe dans le sens Q_1 vers Q_2 , donc dans le sens montant (sur la figure 2). Si l'objet passe dans le sens Q_2 - Q_1 , aucune impulsion n'apparaît en D.

Aucune limitation n'est imposée à la longueur L de l'objet, pourvu que l'on satisfasse à la condition $L > d$. Celle-ci est facile à satisfaire car rien ne s'oppose à ce que l'on règle d en conséquence.

Dans ce montage, on utilise, outre les deux phototransistors, un circuit intégré MC14011 B quadruple NAND, à deux entrées par élément.

Seul CI-C est monté en NAND, les autres éléments sont montés en inverseurs en reliant ensemble les deux entrées.

Il est évident que ce CI, ainsi que Q_1 et Q_2 devront être alimentés à la tension unique V_{DD} .

Les éléments CI-A et CI-B sont montés en trigger, la résistance R_3 de 220 k Ω reliant la sortie de CI-B à l'entrée de CI-A. Le signal B est transmis par C_1 de 40 nF et R_4 de 100 k Ω au NAND CI-C. Le dernier opérateur, CI-D, monté en inverseur, réalise avec le précédent, un deuxième trigger.

Pour le comptage, le signal D sera transmis à un appareil approprié, par exemple un oscilloscope, dans les cas les plus simples. En réalité le montage proposé n'est pas un compteur, mais

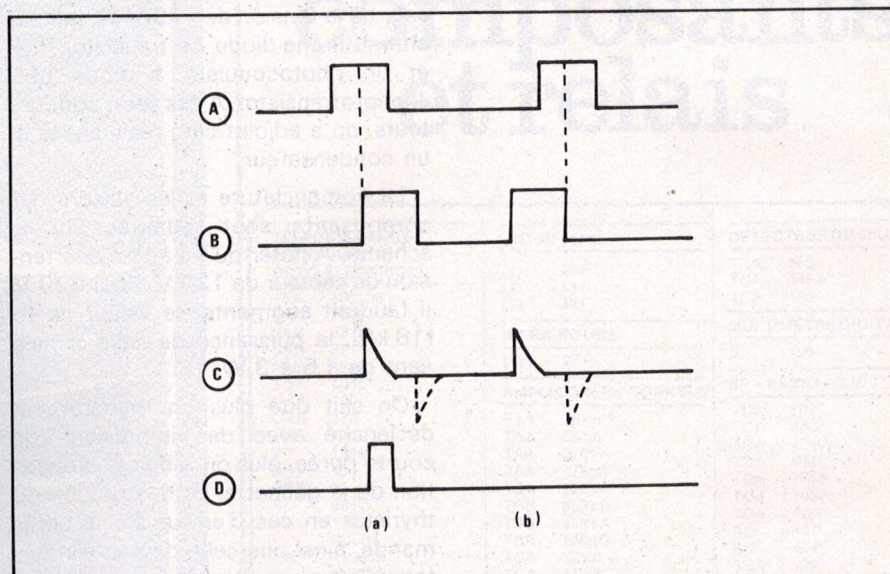


Fig. 3

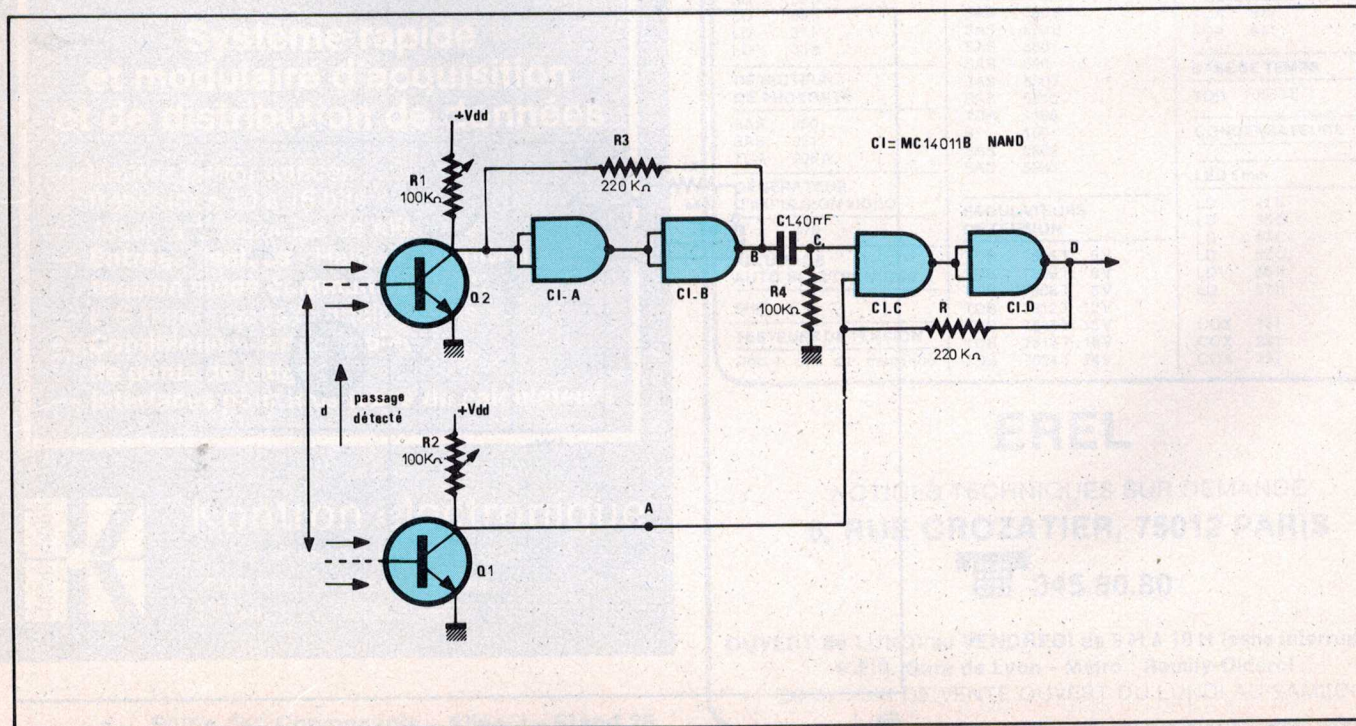


Fig. 2

uniquement un circuit intermédiaire permettant l'unidirectionalité désirée.

Les tensions d'alimentation des phototransistors et du quadruple NAND sont celles recommandées par leur fabricant. Elles peuvent être égales ou inégales.

L'appareil nécessite peu de composants, un seul condensateur, deux résistances ajustables, trois résistances fixes et trois semi-conducteurs.

Un moyen mécanique simple peut être imaginé pour faire varier la distance d entre Q₁ et Q₂.

Une « roue de la fortune » électronique à 16 numéros

La roulette classique a 35 numéros. Celle que nous allons décrire d'après **Robert D. Pascole (Electronic Experimenter Handbook 1979)** n'en possède que 16, ce qui peut simplifier le montage et réduire son coût.

Ce sont 16 LED qui en s'allumant, indiqueront le numéro gagnant. La chance de gagner est 1/16 donc plus grande que 1/35 mais le lot sera plus

petit, généralement 16 fois la mise ou un peu moins selon les conventions.

A la figure, on donne le schéma simplifié de l'appareil proposé. On n'a représenté que six LED sur les seize. On voit, en premier lieu que la roulette est alimentée sur une source (pile par exemple) de 9 V. Pour une partie de l'appareil, la tension de 9 V est réduite à 5 V environ et stabilisée par une diode zener.

En tête du montage, on trouve l'horloge utilisant CI-1 dont l'interrupteur SPin permettra l'arrêt et la marche de la roulette.

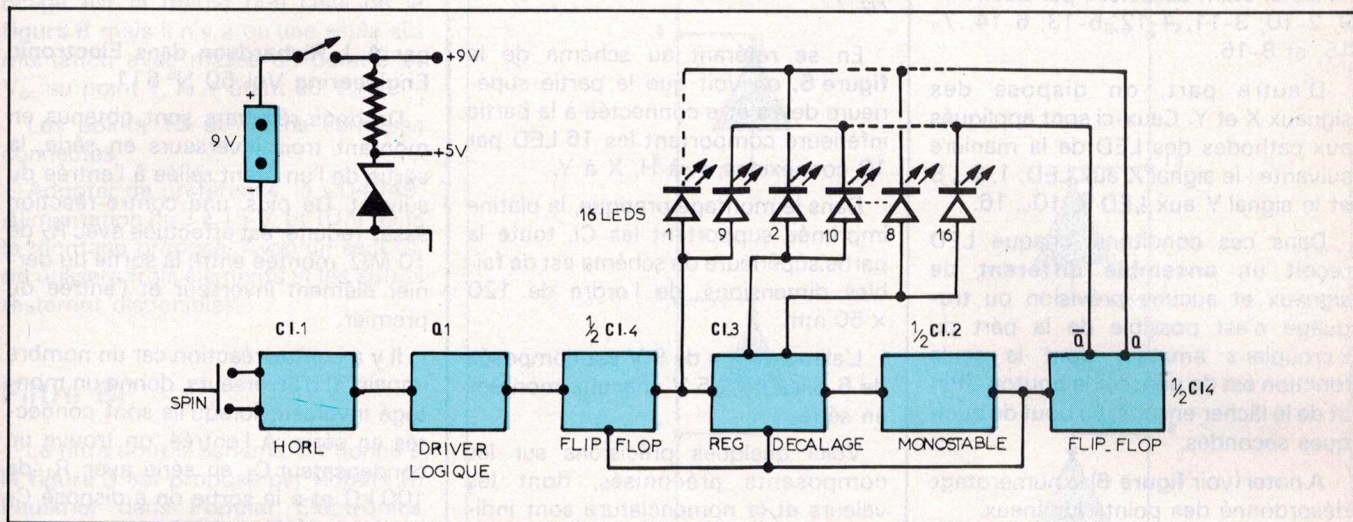


Fig. 4

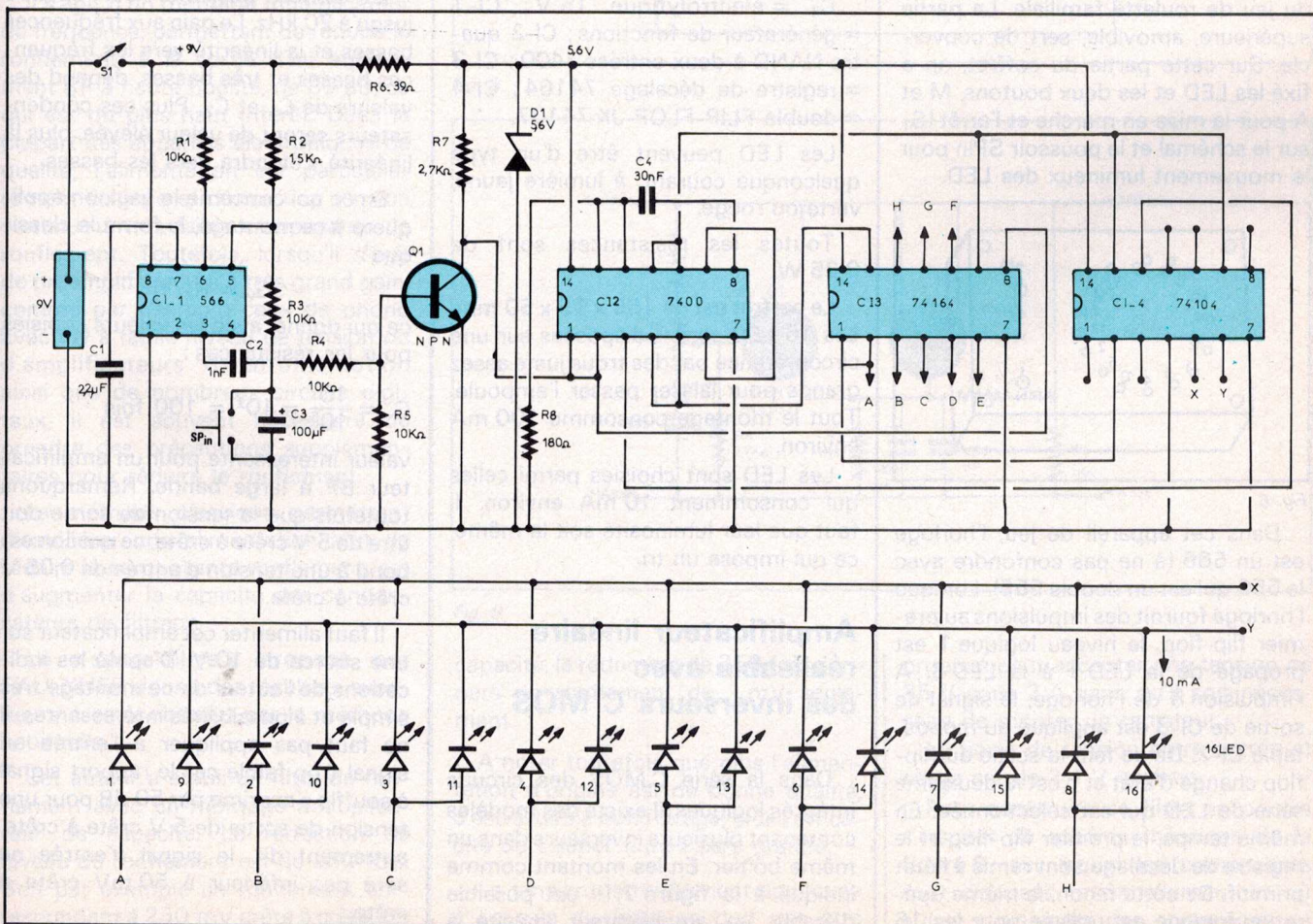


Fig. 5

L'horloge fournit un signal à 100 Hz lorsque SPin relie les deux points de contact. Lorsqu'on lâche SPin, un circuit à constante de temps retarde l'arrêt de la lumière tournante pendant 10 secondes environ (voir la **figure 5**).

Ensuite, le signal, pris au point 3 du CI-1 est mis en forme par Q₁, un transistor NPN au silicium par exemple un 2N2222 ou similaire. Le signal est alors appliqué à la suite de CI de la série TTL, CI-2, CI-3 et CI-4.

Finalement, on disposera des signaux A, B, C, D, E, F, G, H, qui seront appliqués aux anodes des seize LED, celles-ci étant associées par deux : 1-9, 2-10, 3-11, 4-12, 5-13, 6-14, 7-15, et 8-16.

D'autre part, on dispose des signaux X et Y. Ceux-ci sont appliqués aux cathodes des LED de la manière suivante : le signal X aux LED, 1, 2... 8 et le signal Y aux LED 9, 10... 16.

Dans ces conditions, chaque LED reçoit un **ensemble différent** de signaux et aucune prévision ou truquage n'est possible de la part du « croupier » amateur dont la seule fonction est de pousser le bouton SPin et de le lâcher ensuite, au bout de quelques secondes.

A noter (voir **figure 6**) le numérotage désordonné des points lumineux.

Sur cette figure, on montre l'aspect du jeu de roulette familiale. La partie supérieure, amovible, sert de couvercle. Sur cette partie du coffret, on a fixé les LED et les deux boutons, M et A pour la mise en marche et l'arrêt (S₁ sur le schéma) et le poussoir SPin pour le mouvement lumineux des LED.

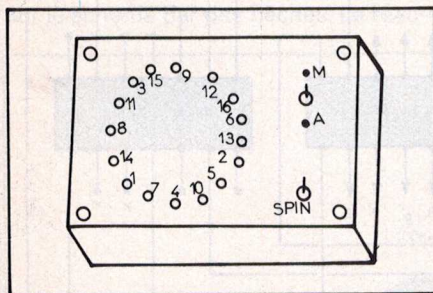


Fig. 6

Dans cet appareil de jeu, l'horloge est un 566 (à ne pas confondre avec le 556 qui est un double 555). Lorsque l'horloge fournit des impulsions au premier flip-flop, le niveau logique 1 est propagé de la LED 1 à la LED 8. A l'impulsion 8 de l'horloge, le signal de sortie de CI-3 est appliqué au monostable CI-2. De ce fait, la sortie du flip-flop change d'état et c'est la deuxième série de LED qui est sélectionnée. En même temps, le premier flip-flop et le registre de décalage sont remis à l'état primitif. De cette façon, la même opération logique est utilisée pour les 16 LED.

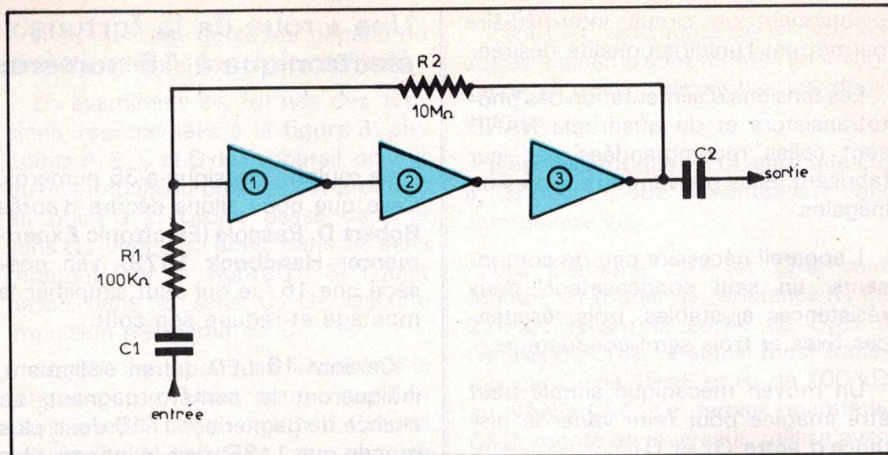


Fig. 7

En se référant au schéma de la **figure 5**, on voit que la partie supérieure devra être connectée à la partie inférieure comportant les 16 LED par 10 connexions, A à H, X à Y.

Dans le montage pratique, la platine imprimée supportant les CI, toute la partie supérieure du schéma est de faibles dimensions, de l'ordre de 120 x 50 mm.

L'alimentation de 9 V est composée de 6 piles de 1,5 V chacune montées en série.

Voici quelques précisions sur les composants préconisés, dont les valeurs et la nomenclature sont indiquées sur le schéma.

C₃ = électrolytique 15 V ; CI-1 = générateur de fonctions ; CI-2 quatre NAND à deux entrées 7400 ; CI-3 = registre de décalage 74164 ; CI-4 = double FLIP-FLOP JK 74107.

Les LED peuvent être d'un type quelconque courant, à lumière jaune, verte ou rouge.

Toutes les résistances sont de 0,25 W.

Le coffret est de 165 x 95 x 50 mm. Les 16 LED seront disposées sur une circonférence par des trous juste assez grands pour laisser passer l'ampoule. Tout le montage consomme 100 mA environ.

Les LED sont choisies parmi celles qui consomment 10 mA environ. Il faut que leur luminosité soit la même, ce qui impose un tri.

Amplificateur linéaire réalisable avec des inverseurs C MOS

Dans la série C.MOS des circuits intégrés logiques, il existe des modèles contenant plusieurs inverseurs dans un même boîtier. En les montant comme indiqué à la **figure 7**, il est possible d'établir un amplificateur linéaire à grand gain. Ce montage a été proposé

par A.J. Richardson dans **Electronic Engineering** Vol. 50 N° 611.

De bons résultats sont obtenus en montant trois inverseurs en série, la sortie de l'un étant reliée à l'entrée du suivant. De plus, une contre-réaction assez réduite, est effectuée avec R₂ de 10 MΩ, montée entre la sortie du dernier élément inverseur et l'entrée du premier.

Il y a contre-réaction car un nombre impair (3) d'inverseurs, donne un montage inverseur lorsqu'ils sont connectés en série. A l'entrée, on trouve un condensateur C₁ en série avec R₁ de 100 kΩ et à la sortie on a disposé C₂ comme isolateur.

La bande passante est linéaire jusqu'à 20 kHz. Le gain aux fréquences basses et la linéarité vers les fréquences basses et très basses, dépend des valeurs de C₁ et C₂. Plus ces condensateurs seront de valeur élevée, plus la linéarité s'étendra vers les basses.

En ce qui concerne le gain, on appliquera à ce montage, la formule classique :

$$G_v = R_2 / R_1$$

ce qui donne, avec les valeurs choisies pour les résistances :

$$G_v = \frac{10^7}{10^5} = 10^2 = 100 \text{ fois}$$

valeur intéressante pour un amplificateur BF à large bande. Remarquons toutefois que la tension de sortie doit être de 5 V crête à crête, ce qui correspond à une tension d'entrée de 0,05 V crête à crête.

Il faut alimenter cet amplificateur sur une source de 10 V. D'après les indications de l'auteur de ce montage très simple et à possibilités intéressantes, il ne faut pas appliquer à l'entrée un signal trop faible car le rapport signal à souffle s'exprime par 50 dB pour une tension de sortie de 5 V crête à crête, autrement dit, le signal d'entrée ne sera pas inférieur à 50 mV crête à crête.

Comme modèle de circuit intégré de

la série CMOS, on pourra adopter par exemple, le COS/MOS CD4009 ou CD4009A, dont le boîtier est à 16 broches. Le branchement des six éléments est indiqué à la **figure 8**.

A noter qu'il y a trois points de branchement de l'alimentation :

- point 8 : masse
- point 1 : V_{cc}
- point 16 : V_{DD}

La tension V_{DD} peut être de + 10 V par rapport à la masse et la tension V_{cc} doit être égale ou inférieure à V_{DD} , par exemple $V_{DD} = 10$ V, $V_{cc} = 5$ V à 10 V.

Si l'on utilise le CD4049AD, le brochage est le même que celui de la **figure 8** mais il n'y a qu'une seule alimentation avec masse au point 8 et V_{cc} au point 1, le + étant au V_{cc} .

Les points 13 et 16 ne sont pas connectés.

Adopter de préférence, le CD4049. Alimentation de 3 à 15 V, et 10 V dans le montage proposé. Avec un seul CI, on utilisera trois éléments et les autres resteront disponibles.

Filtre BF

Le filtre dont le schéma est donné à la **figure 9** est proposé par **Robert R. Faulkner** dans **Popular Electronics** vol. 14 N° 3.

Il s'agit d'un montage multiplicateur de fréquence, permettant de réduire le ronflement, à la sortie d'un équipement BF à haute fidélité, de 80 dB, ce qui est du plus haut intérêt. Dans la plupart des appareils électroniques de qualité, l'alimentation est particulièrement soignée et donne une tension continue à très faible composante de ronflement. Toutefois, lorsqu'il s'agit de préamplificateurs à très grand gain, comme par exemple ceux de phono avec PU à faible niveau de tension ou d'amplificateurs d'instrumentation ainsi que de nombreux circuits digitaux, il est souvent nécessaire de prendre des précautions supplémentaires pour réduire le ronflement.

La méthode classique permettant d'améliorer une alimentation afin de réduire la composante ronflement, est d'augmenter la capacité des condensateurs de filtrage.

Le « super-filtre » proposé par FAULKNER donne des résultats supérieurs à ceux obtenus par la méthode habituelle.

Cet auteur a établi un filtre de ronflement avec un montage multiplicateur de capacité. La réduction de niveau du ronflement est de 250 fois. Soit par exemple un ronflement correspondant à 250 mV crête à crête. En faisant appel au filtre multiplicateur de

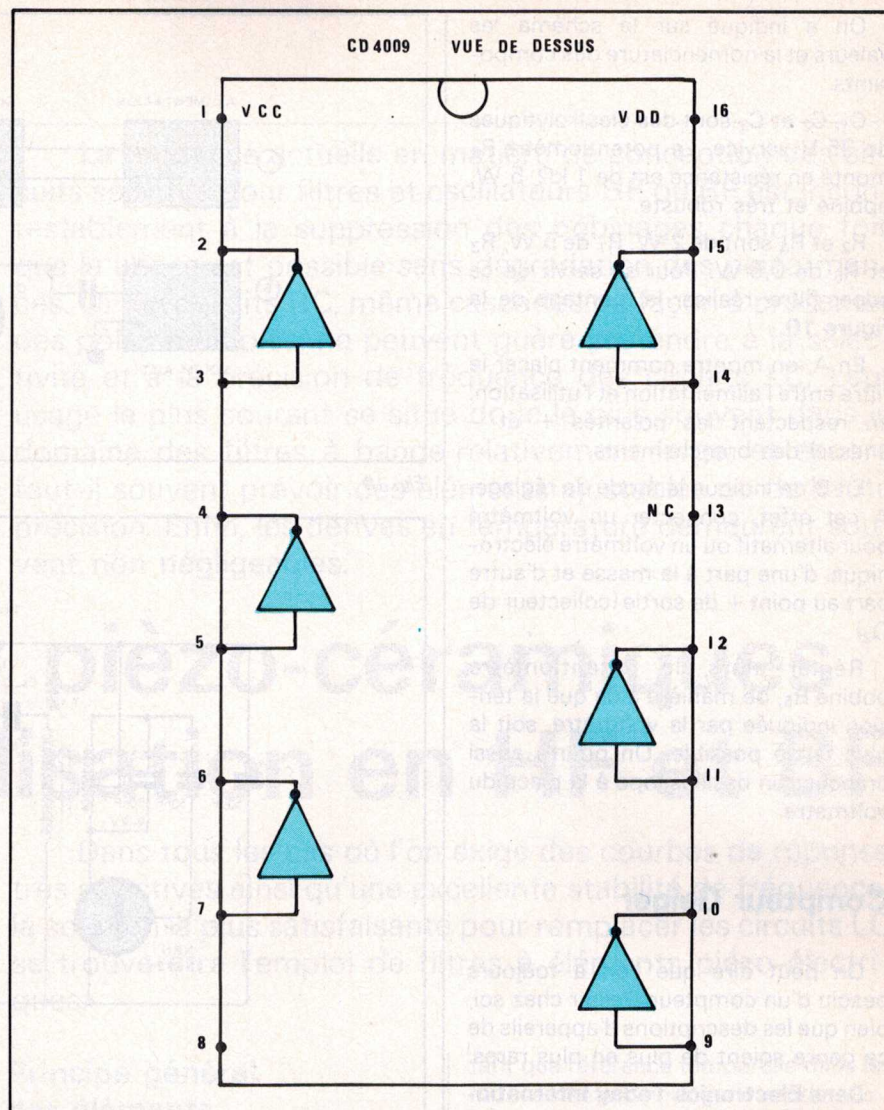


Fig. 8

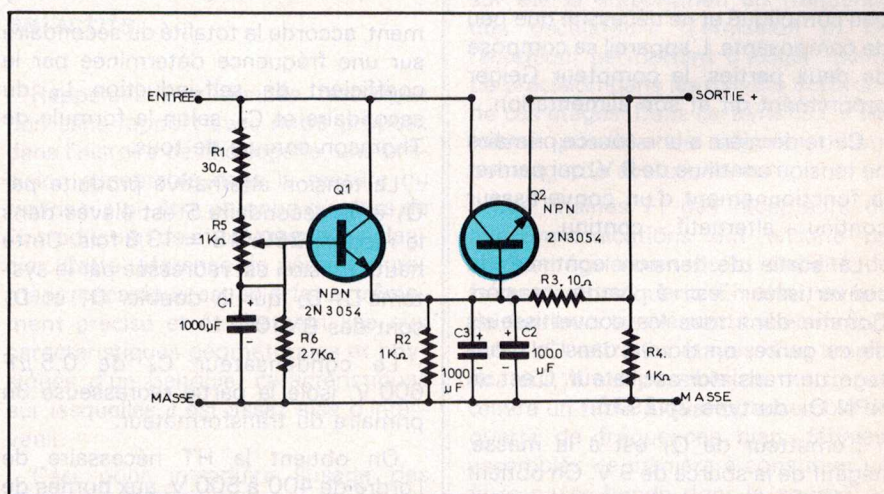


Fig. 9

capacité, la réduction de 250 fois donnera un ronflement de 1 mV seulement.

A noter toutefois que plus l'alimentation d'origine est de bonne qualité, c'est-à-dire à bon filtrage, plus l'efficacité du « super filtre » sera grande.

La tension de ronflement appliquée à l'entrée du filtre ne doit pas être supérieure à 3 V crête à crête. Le filtre

proposé peut accepter une tension de 35 V sous 2 A sans qu'il soit nécessaire de monter un radiateur.

La perte de tension entre entrée et sortie est de 1,1 V environ.

Pour construire ce filtre on pourra s'inspirer du schéma théorique de la **figure 9**, sur lequel les composants sont disposés rationnellement et où aucun croisement des connexions ne figure.

On a indiqué sur le schéma les valeurs et la nomenclature des composants.

C_1 , C_2 et C_3 sont des électrolytiques de 35 V service. Le potentiomètre R_5 monté en résistance est de 1 k Ω , 5 W, bobiné et très robuste.

R_2 et R_4 sont de 2 W, R_1 de 5 W, R_3 et R_6 de 0,5 W. Pour se servir de ce super filtre, réaliser le montage de la figure 10.

En A, on montre comment placer le filtre entre l'alimentation et l'utilisation, en respectant les polarités + et - (masse) des branchements.

En B on indique le mode de réglage. A cet effet, connecter un voltmètre pour alternatif ou un voltmètre électronique, d'une part à la masse et d'autre part au point + de sortie (collecteur de Q_2)

Régler alors, le potentiomètre bobiné R_5 , de manière à ce que la tension indiquée par la voltmètre, soit la plus faible possible. On pourra aussi brancher un oscilloscope à la place du voltmètre.

Compteur Geiger

On peut dire que l'on a toujours besoin d'un compteur Geiger chez soi, bien que les descriptions d'appareils de ce genre soient de plus en plus rares.

Dans **Electronics Today International** vol. 8 N° 1, A Wheatley propose le montage de la figure 11, qui est assez peu compliqué et ne nécessite que peu de composants. L'appareil se compose de deux parties, le compteur Geiger proprement dit et son alimentation.

Cette dernière a une source primaire de tension continue de 9 V, qui permet le fonctionnement d'un convertisseur continu - alternatif - continu.

La sortie de tension continue du convertisseur est à haute tension. Comme dans tous les convertisseurs de ce genre, on trouve dans le montage, un transistor oscillateur. C'est un NPN Q_1 du type 2N2926.

L'émetteur de Q_1 est à la masse, négatif de la source de 9 V. On obtient l'oscillation par couplage entre le collecteur et la base, effectué par le bobinage T_1 .

Ce dernier est un transformateur d'alimentation dont le primaire P est prévu pour 250 V et le secondaire S à prise médiane, pour 9 + 9 V.

C'est le secondaire qui sert d'oscillateur. Une extrémité est reliée directement au collecteur de Q_1 et l'autre, par l'intermédiaire de C_2 de 50 nF à la base.

Le condensateur C_3 de 50 nF égale-

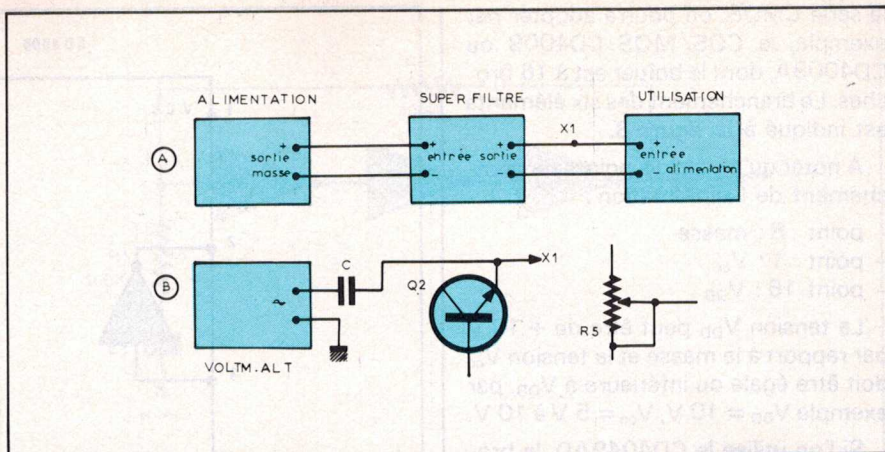


Fig. 10

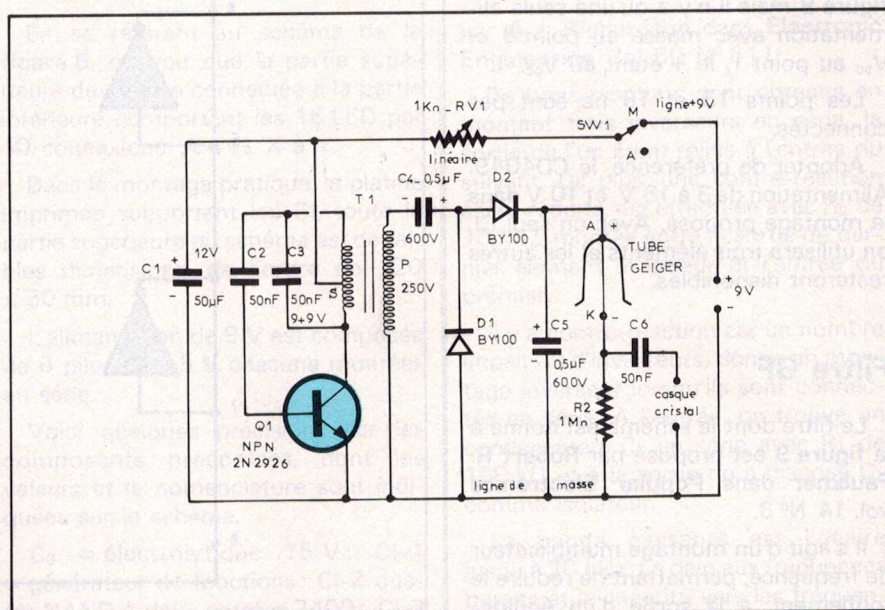


Fig. 11

ment, accorde la totalité du secondaire sur une fréquence déterminée par le coefficient de self-induction L_2 du secondaire et C_3 , selon la formule de Thomson connue de tous.

La tension alternative produite par Q_1 et le secondaire S est élevée dans le rapport $250/18 = 13,8$ fois. Cette haute tension est redressée par le système D_1 - D_2 qui la double. D_1 et D_2 sont des BY100.

Le condensateur C_4 de 0,5 μ F 600 V, isole la partie redresseuse du primaire du transformateur.

On obtient la HT nécessaire de l'ordre de 400 à 500 V, aux bornes de C_5 de 0,5 μ F 600 V service.

Le tube de Geiger est du type CV2249 ou similaire, et son anode est reliée au + de la haute tension, tandis que la cathode est l'électrode de sortie du signal, lorsqu'il y en a, bien entendu. Ce signal « d'alarme » apparaît aux bornes de R_2 de 1 M Ω sous forme de « coups » à très basse fréquence. Le signal est transmis par C_6 de 50 nF aux écouteurs à cristal. Les condensateurs C_4 et C_5 doivent être à faibles pertes. Remarquons que la tension de

9 V est transmise à la prise médiane de S du bobinage oscillateur, par l'interrupteur SW_1 lorsqu'il est fermé et par la résistance ajustable RV_1 de 1 k Ω linéaire.

La tension continue d'entrée est appliquée également à un condensateur de découplage C_1 de 50 μ F 12 V service. Pour la réussite du montage, il faut que l'oscillation se produise avec le transformateur choisi.

Si tel est le cas, la mise au point s'effectue avec RV_1 . On la réglera de manière à ce que les coups soient distincts, un mauvais réglage donne un bruit continu.

La HT doit être protégée, afin que l'utilisateur ne puisse toucher la ligne reliée à l'anode du tube Geiger, ce qui provoquerait un choc désagréable et éventuellement, dangereux bien que l'auteur le déclare « innocent » (Harmless).

F. Juster

La tendance actuelle en matière de conception des circuits sélectifs pour filtres et oscillateurs HF ou BF est incontestablement à la suppression des bobinages chaque fois que la chose est possible sans dégradation des performances. Or les circuits RC, même cascades de façon à présenter des pôles multiples, ne peuvent guère prétendre à la sélectivité et à la précision de fréquence des circuits LC. Leur usage le plus courant se situe donc le plus souvent dans le domaine des filtres à bande relativement large, et encore faut-il souvent prévoir des éléments ajustables ou de haute précision. Enfin, les dérives en température demeurent souvent non négligeables.

Les filtres piézo-céramiques et leur utilisation en HF et BF

Dans tous les cas où l'on exige des courbes de réponse très sélectives ainsi qu'une excellente stabilité de fréquence, la solution la plus satisfaisante pour remplacer les circuits LC se trouve être l'emploi de filtres à éléments piézo-électriques.

Principe général des éléments piézo-électriques sélectifs

Rappelons une donnée historique non sans rapport avec notre propos : dans l'histoire de l'horlogerie, une précision acceptable dans la mesure du temps n'a pu être obtenue que lors de l'introduction de mouvements à balancier. Cette référence de période purement mécanique est en effet extrêmement précise et étroitement liée aux caractéristiques géométriques et physiques d'un pendule, caractéristiques sur lesquelles il est assez aisé d'intervenir.

Ceci pour introduire l'usage des quartz dans les oscillateurs de précision. Nous ne reviendrons pas, bien sûr, sur les principes mis en jeu, mais poursuivrons notre parallèle horlogerie-électronique en notant que la fréquence d'un quartz est déterminée par sa taille, c'est-à-dire par un ensemble de caractéristiques géométriques, tout comme un balancier.

Notre parallèle se trouvera bouclé sur lui-même lorsque nous aurons remarqué que des quartz prennent de plus en plus la place des balanciers en

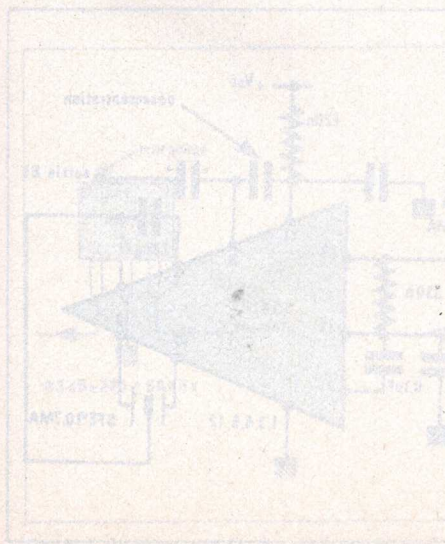
tant que référence temporelle dans les mouvements d'horlogerie modernes.

Le premier usage des quartz a bien sûr été la stabilisation en fréquence des oscillateurs d'émission et de réception, permettant d'exiger moins de précision dans les circuits accordés de ces étages. Dans certains cas, il est même possible de supprimer tout bobinage de ces oscillateurs.

Les chaînes FI des récepteurs de télécommunications ont ensuite pu profiter également de la stabilité de fréquence des quartz. En effet, au lieu de distribuer les éléments sélectifs (circuits LC) entre les étages d'un amplificateur, il est possible de mettre en œuvre un **filtre à quartz**, ensemble de quartz de fréquences bien définies, assemblés de manière à constituer un filtre passe-bande dont la courbe de réponse est déterminée de façon très exacte, suivi d'un bloc d'amplification à grand gain et à sélectivité quasiment inexistante.

La sélectivité du récepteur est donc entièrement obtenue dès la sortie du mélangeur et seul le signal FI parfaitement pur se trouve soumis à l'amplification.

Ce procédé prend toute sa valeur avec l'usage de plus en plus répandu de circuits intégrés remplissant en un



seul boîtier la fonction d'amplification FI à grand gain et à faible coût. C'est ici qu'intervient la notion de prix de revient des filtres à quartz, qui est très élevée en comparaison du coût total du récepteur.

L'introduction à cette technique de la sélectivité en tête sans bobinages ne pouvait donc se faire dans les récepteurs grand public ou professionnels économiques qu'à la condition essentielle de ramener le prix des éléments sélectifs à une valeur voisine de celle des circuits intégrés d'amplification. Une telle réduction de prix n'était pas concevable pour un filtre à quartz, d'où l'introduction de nouvelles technologies de réalisation de cristaux piézo-électriques artificiels (céramiques).

A la différence des quartz, cristaux

naturels taillés à la demande, les céramiques piézo-électriques sont obtenues par cuisson sous pression d'un mélange de composants chimiques dont la formule varie selon le type de produit à obtenir.

La fabrication d'un cristal piézo-électrique de dimensions (donc de fréquence) standardisées peut se faire à l'aide de procédés industriels automatisés, en très grande série, d'où une diminution considérable de prix de revient. C'est pourquoi un filtre, même composé de nombreux cristaux résonateurs, mais opérant sur une fréquence standard (455 kHz par exemple) peut n'intervenir que pour une part très raisonnable dans le coût total d'une platine FI à hautes performances. De plus, la réduction voire la suppres-

sion des opérations d'alignement, fabrication contribuent encore à la réduction des coûts de production tout en permettant une amélioration des performances.

Exemple de circuits FI à filtres céramique

Les exemples de schémas que nous allons donner ici font appel à des filtres de différents modèles choisis dans la gamme Murata/Stettner, représentée en France par Emile Joly S.A. Certains sont extraits de notes d'applications du fabricant, d'autres ont été conçues par nous en vue d'applications particulières, mais tous ont été vérifiés sur maquettes et sélectionnés pour leurs bonnes performances.

L'implantation de circuits imprimés utilisant ces composants ne pose pas de problème particulier, car les filtres céramique ne présentant pas de rayonnement magnétique, contrairement aux circuits LC, n'exigent aucun blindage.

Il convient toutefois de souligner que, comme tout résonateur mécanique, un filtre céramique présente des résonances parasites éloignées de la fréquence nominale. En conséquence, il est recommandé de prévoir un circuit LC dans la chaîne FI, opérant une réjection de ces fréquences indésirables. La configuration la plus fréquente est que le mélangeur débite dans le primaire d'un transfo FI dont le secondaire attaque, à travers une résistance appropriée, le filtre céramique dont l'impédance d'entrée se trouve ainsi correctement adaptée. Côté sortie, la plupart des circuits intégrés que l'on rencontre à ce niveau permettent de prévoir une résistance de charge de la valeur voulue.

La figure 1 permet d'effectuer la liaison avec les anciens montages à

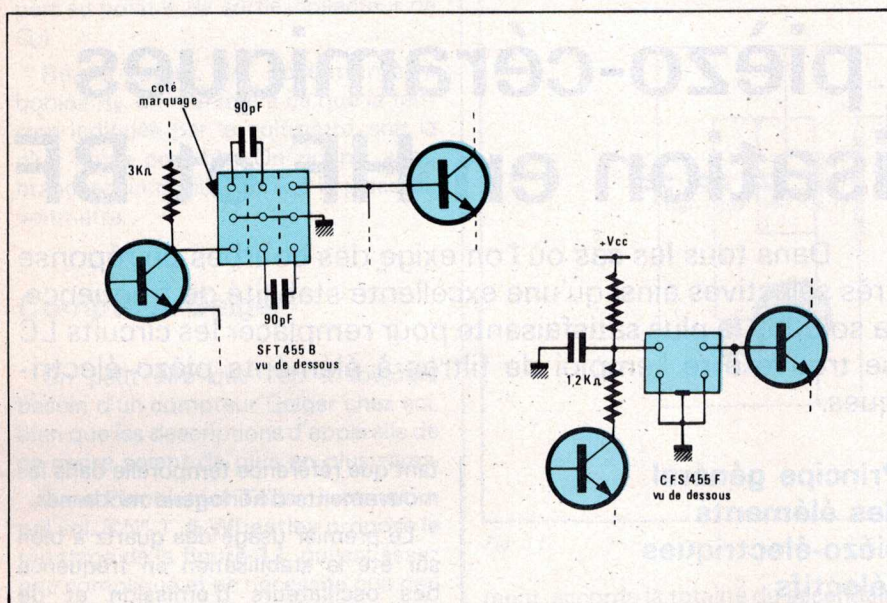


Fig. 2. - Variantes de la figure 1 permettant une meilleure sélectivité.

type filtre	BFU 455 K	SFZ 455 A	SFT 455 B	CFS 455 F
BP à 3dB	8 ± 2 KHz	$4,5 \pm 1$ KHz	$4,5 \pm 1$ KHz	4,2 KHz

Fig. 3. - Bandes passantes des filtres mentionnés.

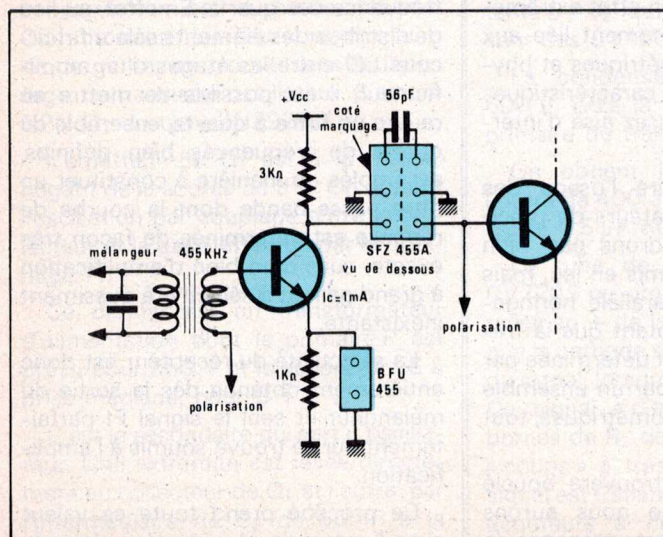


Fig. 1. - Utilisation des filtres céramique dans une chaîne FI classique.

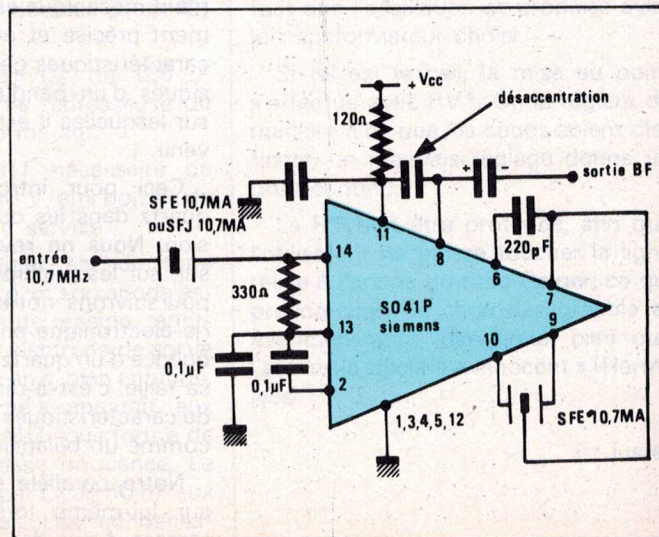
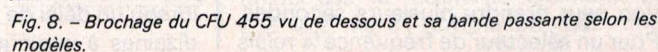
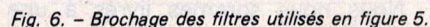
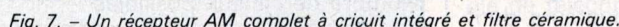
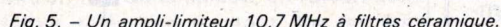


Fig. 4. - Un ampli FI démodulateur FM à filtres céramique.

Le schéma de la **figure 7** nous ramène à la réception AM, avec un récepteur complet dont la sélectivité est obtenue par transfo et filtre céramique. Un choix correct de bobinage d'accord et d'oscillateur local permet de couvrir toute fréquence inférieure ou égale à 30 MHz.



La sélectivité peut être améliorée en utilisant le SFT 455B, le CF5455F ou le CFU455 (**fig. 8**) à la place du SFZ 455A, qui permet déjà des performances intéressantes, notamment en réception « radiodiffusion ». Les modèles plus sélectifs ne s'imposent vraiment que pour des applications « télécommunications ».

Nous ne quitterons pas le domaine 455 kHz « télécommunications » avec la **figure 9**, qui montre comment réaliser un discriminateur FM de très bonne qualité avec le CFY 455S.

L'ensemble des composants 10,7 MHz et 455 kHz que nous venons de décrire peuvent d'ailleurs équiper de façon très valable de nombreux types de récepteurs de télécommunications FM ou AM à double changement de fréquence. En 27 MHz notamment, on notera en plus l'existence du SFE 27 MA qui, disposé en entrée de récepteur, présente une bande passante de 500 kHz à 3 dB centrée sur 27,185 MHz.

L'utilisation des diapasons piézo-électriques en B.F.

Les filtres céramique pour circuits FI, tout comme les quartz, exploitent la résonance mécanique de l'élément piézo-électrique lui-même. Pour les fréquences tombant dans le spectre BF (codage et décodage d'ordres de télécommande, par exemple) il existe une autre méthode, consistant à utiliser comme élément résonant un petit diapason en acier sur lequel sont soudés des transducteurs piézo-électriques. L'un sert à exciter le diapason, et l'autre met en évidence les vibrations apparaissant à la résonance.

La **figure 10** montre l'organisation interne d'un tel composant. Trois broches de raccordement rejoignent la masse et les deux transducteurs, dont le « point froid » est relié au diapason d'acier proprement dit.

Les conséquences de ces principes sont les suivantes :

- l'impédance d'entrée et celle de sortie sont celles des transducteurs céramique (300 k Ω à la fréquence nominale) et donc essentiellement capacitives (700 pF environ) ;
- la largeur de bande est très faible (1,5 Hz pour 300 Hz et 3,5 Hz pour 3 000 Hz, ceci à 3 dB) ;
- la précision de fréquence est très bonne ($\pm 0,5$ à 1 Hz) ;
- le temps de réponse est assez long : pour un oscillateur, la mise en oscillation peut prendre plusieurs secondes. Pour un sélecteur de fréquence (« relais

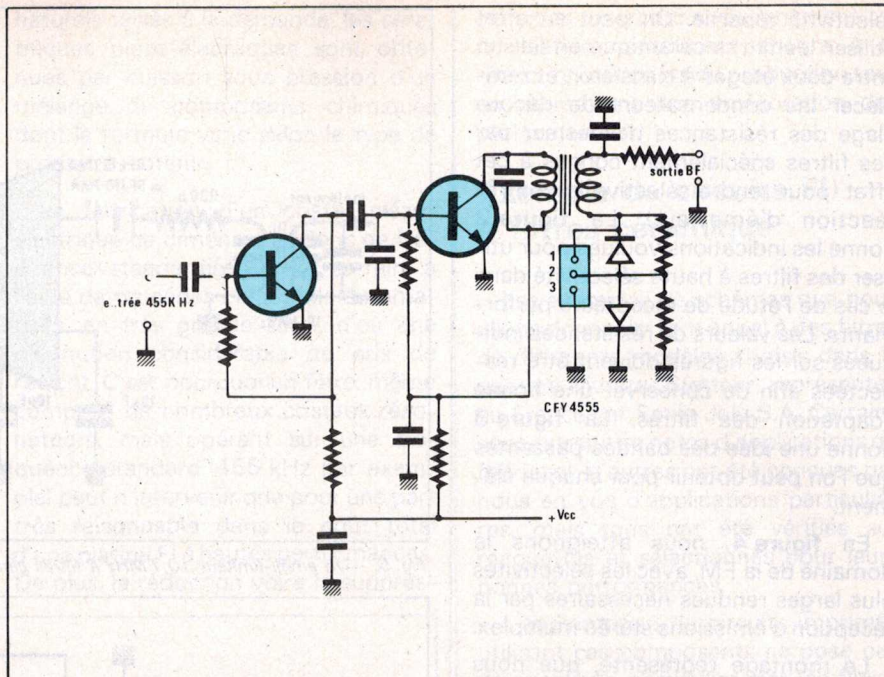


Fig. 9. – Utilisation du CFY 455S en discriminateur FM à 455 kHz.

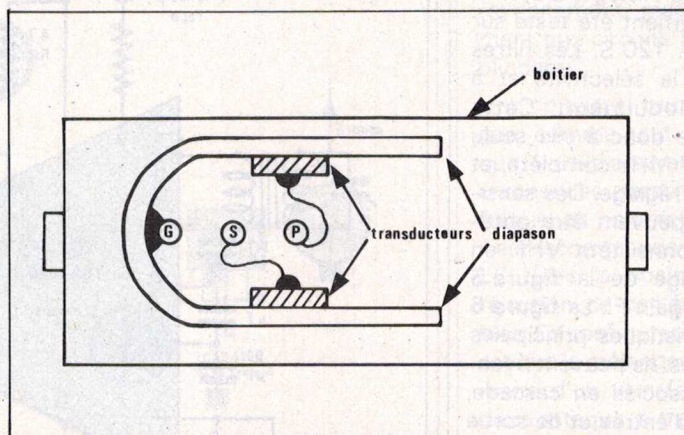


Fig. 10. – Structure interne d'un diapason piézoélectrique.

	Circuit LC	MIC	Diapasons
Portée	3	2	1
Sécurité	3	1	2
Nombre de canaux possibles	3	1	2
Temps de réponse	1	3	2
Simplicité	2	3	1
Coût	1	3	2
Stabilité dans le temps et en température	3	1	2

Fig. 11. – Performances de 3 systèmes de télécommande.

de fréquence », bien que plus rapide, la réaction est trop lente pour permettre une utilisation en transmission de données digitales. Par contre, cet amortissement important présente un avantage considérable pour les télécommandes sur voie radio. En effet, lorsqu'un délai de réponse de quelques dizaines à quelques centaines de mil-

lisecondes est acceptable (ce qui est très généralement le cas), on peut obtenir une protection exceptionnelle contre les parasitages les plus divers et notamment les conversations en phonie.

Nous nous sommes livrés à une expérimentation comparative sur le

terrain de trois systèmes de notre conception destinés à une télécommande tout ou rien à plusieurs canaux sur une voie radio fortement parasitée par de la phonie (27 MHz) :

- transmission par tonalités décodage par filtres LC ;
- transmission par tonalités décodage par diapasons ;
- transmission digitalisée en MIC.

Le système à diapasons, moyennant un réglage correct à l'origine, est arrivé en tête au point de vue portée, c'est-à-dire capacité d'extraction d'un signal noyé dans le bruit : la télécommande reste possible alors qu'une conversation devient incompréhensible.

La **figure 11** donne les résultats détaillés de nos essais, sous forme d'un classement de la première à la troisième place. On peut constater que le système à diapasons constitue généra-

lement un bon compromis pour la majorité des applications. Ceci explique que nombre d'entreprises de premier plan (EDF, RATP, aciéries, chantiers divers, etc.) utilisent avec succès différents équipements comportant des diapasons.

Mise en œuvre des diapasons

Une installation de télécommande à diapasons se compose le plus souvent d'oscillations et de sélecteurs regroupés en matrices plus ou moins complexes. Il est pratiquement obligatoire d'utiliser des diapasons aux deux extrémités de la liaison, en raison de la faible tolérance existant sur les fréquences. Dans le cas de très nombreux canaux, on pourrait toutefois envisager à l'émission l'utilisation de diviseurs

programmables de fréquence pilotés par une horloge à quartz.

Lors de l'étude de circuits à diapasons, il faut tenir compte de deux facteurs :

- l'impédance nominale des diapasons étant de 300 k Ω , si l'attaque et le prélèvement se font sous des impédances inférieures, la largeur de bande se trouvera réduite au prix toutefois d'un affaiblissement plus élevé. Ceci peut être utile lorsqu'une très grande sécurité de décodage doit être obtenue.
- Il existe un déphasage entre les signaux d'entrée et de sortie. Ce déphasage dépend de l'adaptation d'impédance à l'entrée et à la sortie et de la fréquence.

Dans le cas d'une adaptation optimale (300 k Ω), le déphasage est de 90°, ce qui ne permet pas la réalisation d'un circuit oscillateur simple. Toutefois, le déphasage atteint 180° pour

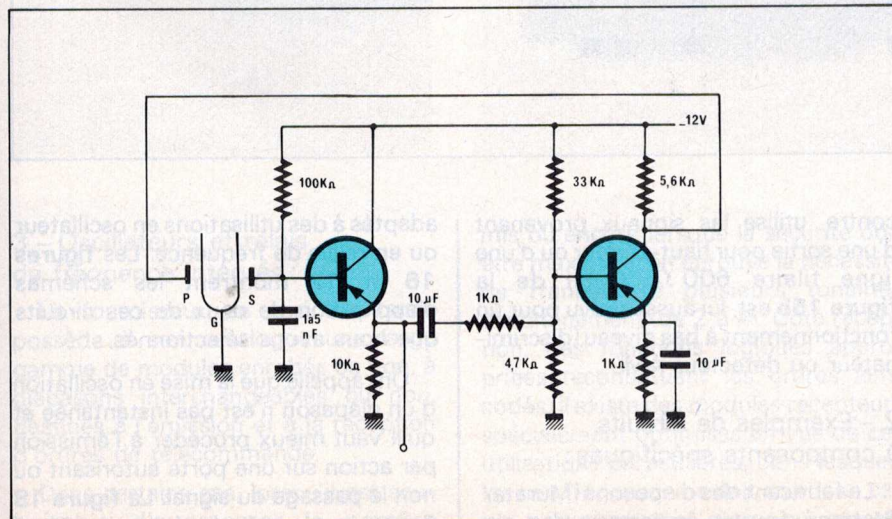
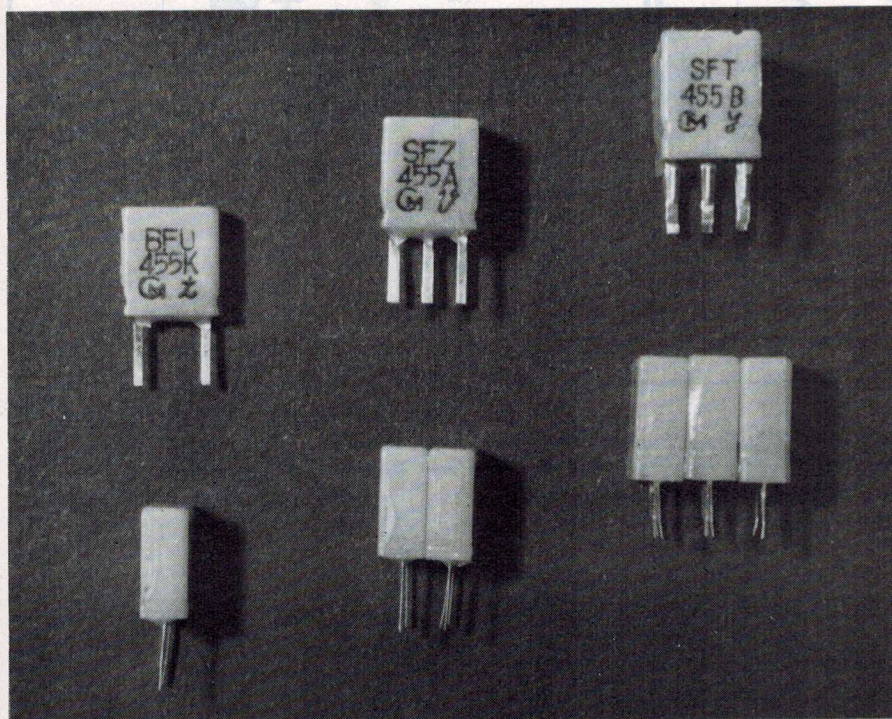


Fig. 12. – Un oscillateur à transistors utilisant un diapason.

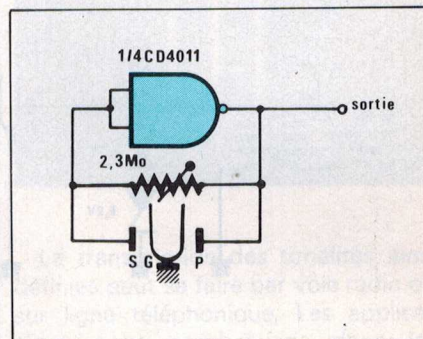


Fig. 13. – Un oscillateur à circuit CMOS.

une fréquence inférieure de 0,2 à 0,5 % à la fréquence de résonance. C'est la raison pour laquelle il existe des diapasons de même fréquence marquée, mais différents selon qu'ils sont destinés à l'émission ou à la réception. Les premiers sont réglés sur une fréquence augmentée de 0,2 à 0,5 % pour permettre la réalisation simple d'oscillateurs.

Différentes voies peuvent être suivies lors de la conception d'un ensemble de télécommande à diapasons :

- étude complète des circuits à l'aide de composants courants ;
- utilisation de composants spécifiques associés à des diapasons ;
- utilisation de « relais de fréquence » comprenant dans un même bloc fonctionnel le diapason et son électronique.

1 – Exemples de circuits à composants courants :

L'oscillateur de la **figure 12** ne fait appel qu'à deux transistors. Celui de la **figure 13** utilise une porte inverseuse de la série CMOS. Son intérêt est particulièrement net lorsque des signaux rectangulaires sont nécessaires. Dans un tel cas, la résistance ajustable de 2,2 M Ω sera remplacée par une

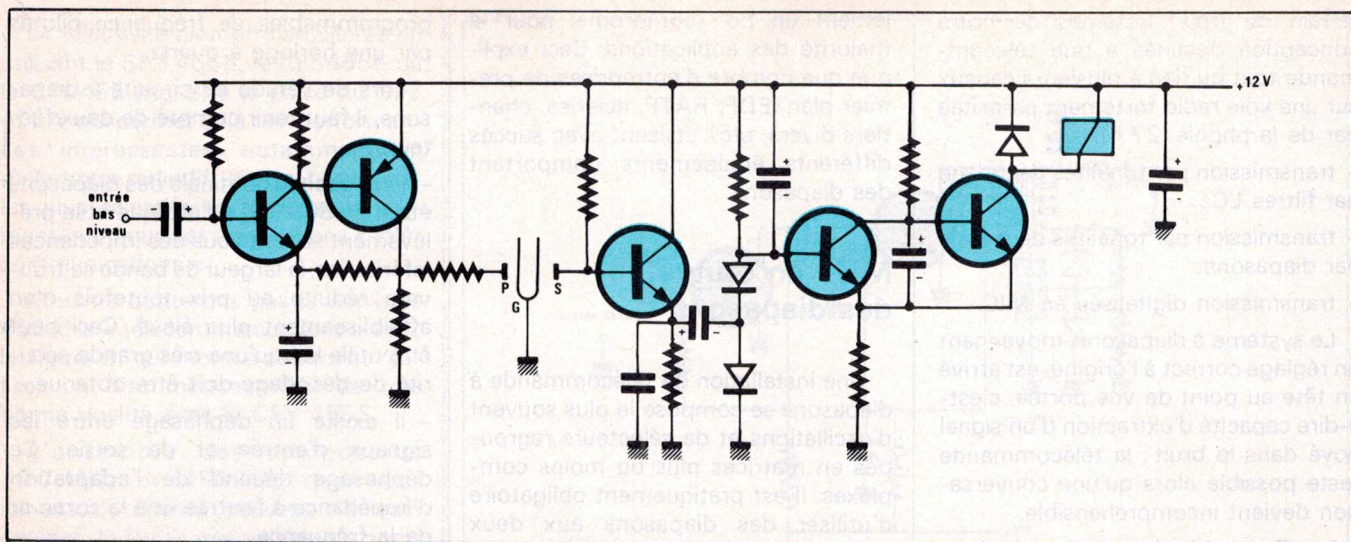


Fig. 14. – Un sélecteur à transistors.

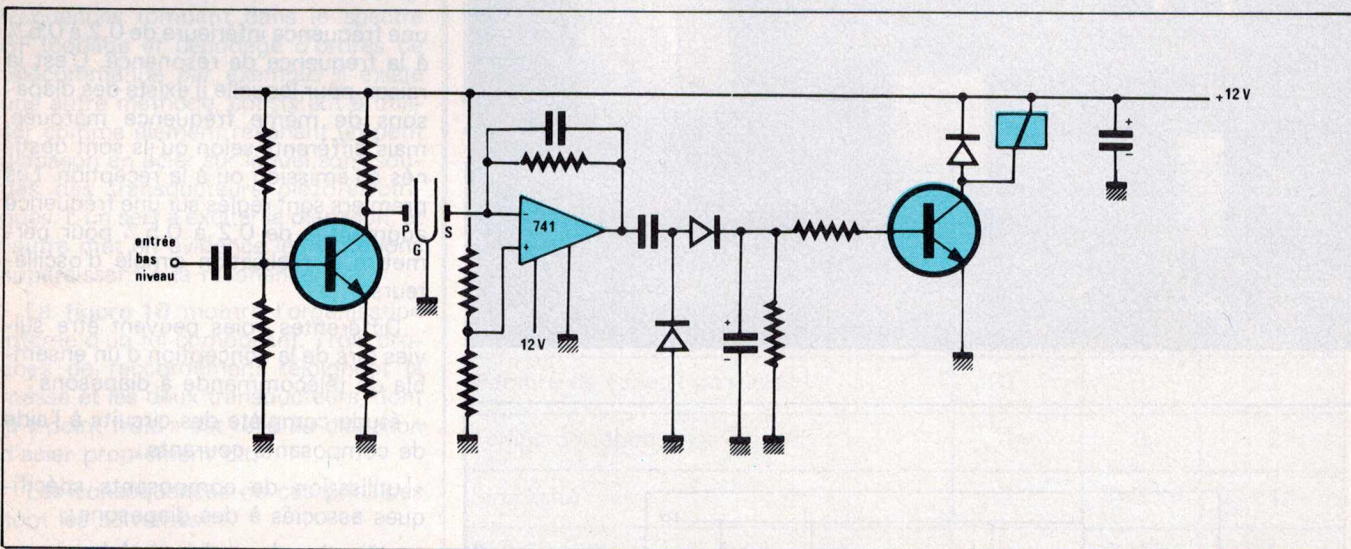
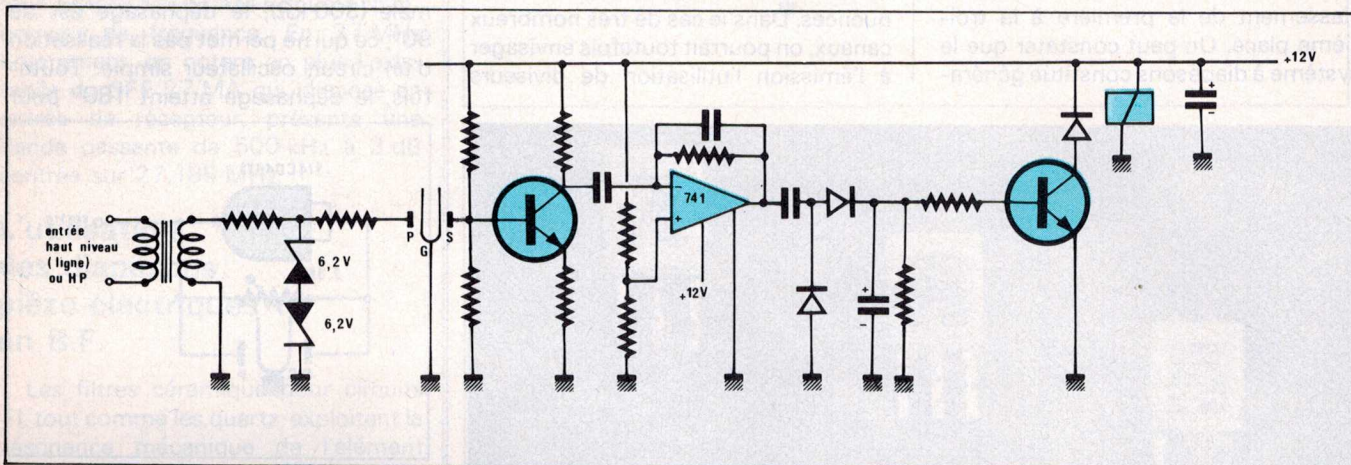


Fig. 15. – Deux sélecteurs à cricuit intégré.

2,2 M Ω fixe. Les signaux de sortie seront compatibles avec toute entrée CMOS et notamment avec toute porte chargée de laisser passer ou non ces signaux. En effet, cet oscillateur exige 2 à 3 secondes pour démarrer, ce qui rend préférable une manipulation extérieure des signaux. Le sélecteur transistorisé de la **figure 14** est prévu pour utiliser les signaux relativement faibles issus d'un discriminateur FM.

Le sélecteur de la **figure 15a**, par

contre, utilise les signaux provenant d'une sortie pour haut-parleur ou d'une ligne filaire 600 Ω . Celui de la **figure 15b** est, lui aussi, prévu pour un fonctionnement à bas niveau (discriminateur ou détecteur AM).

2 – Exemples de circuits à composants spécifiques :

Le fabricant des diapasons (Murata/Stettner) fournit également des circuits intégrés hybrides parfaitement

adaptés à des utilisations en oscillateur ou en relais de fréquence. Les **figures 16** et **17** montrent les schémas d'application de deux de ces circuits que nous avons sélectionnés.

On rappelle que la mise en oscillation d'un diapason n'est pas instantanée et qu'il vaut mieux procéder à l'émission par action sur une porte autorisant ou non le passage du signal. La **figure 18** donne un exemple de réalisation d'une telle porte.

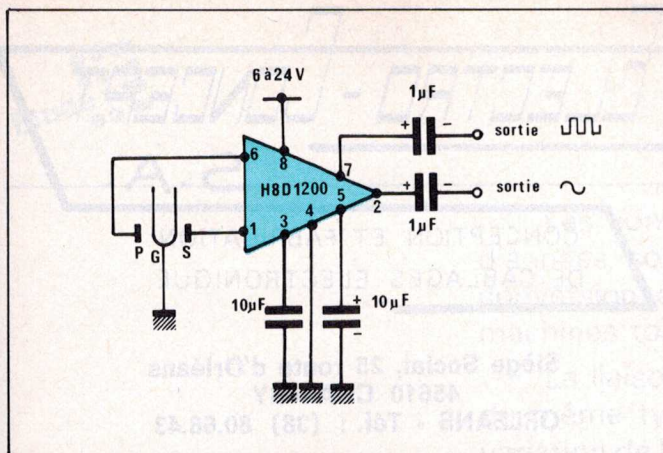


Fig. 16. – Un oscillateur à circuit hybride.

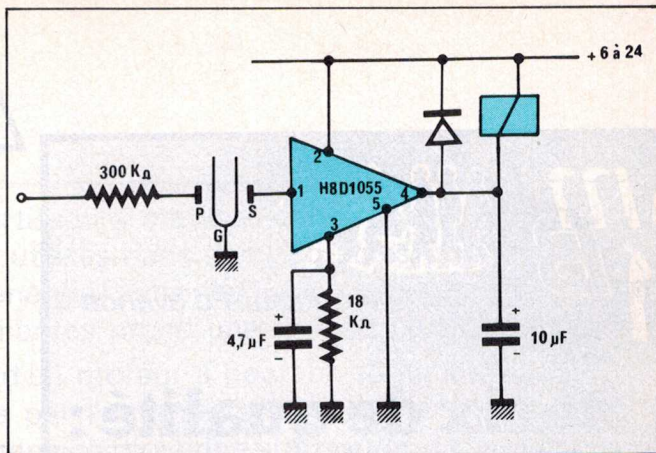


Fig. 17. – Un sélecteur à circuit hybride.

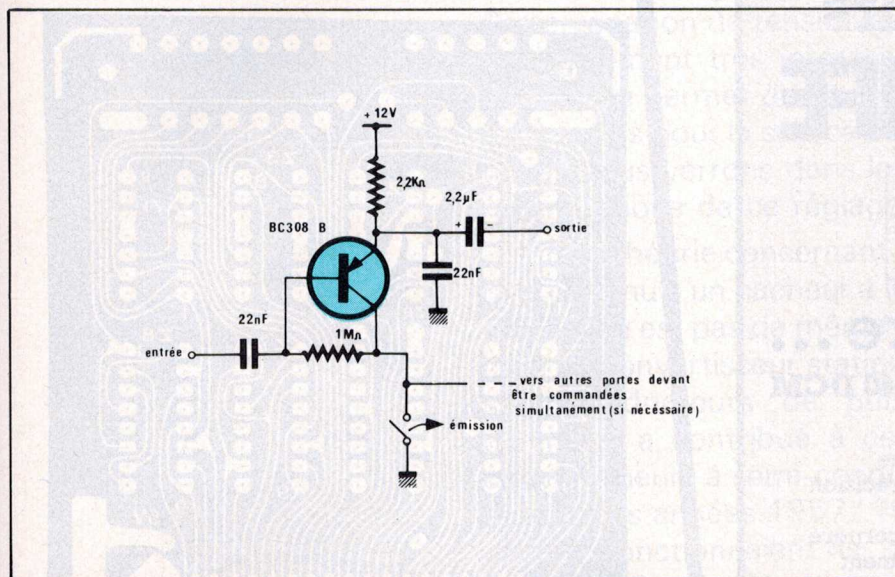
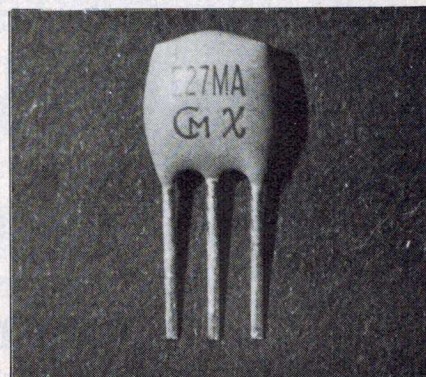


Fig. 18. – Une porte de commande pour oscillateur.



La transmission des tonalités ainsi définies peut se faire par voie radio ou sur ligne téléphonique. Les applications sont nombreuses dans les domaines de la télécommande, de la télésurveillance, et de la signalisation lorsque la complexité de l'installation ne justifie pas l'emploi de techniques digitales. Des systèmes simples d'appel sélectif en radiotéléphonie et en interphonie peuvent également être réalisés à relativement peu de frais. L'enregistrement des signaux sur bande magnétique peut permettre toutes sortes de programmations en temps différé avec un matériel d'enregistrement lecture des plus courants.

Conclusion

Les exemples que nous avons envisagés au cours de cette étude font partie de domaines très variés. De quelques centaines de Hertz pour les diapasons jusqu'à 27 MHz pour les filtres céramique, la plupart des applications exigeant des circuits à haute sélectivité peuvent s'accommoder des éléments standards (donc peu coûteux) des séries de filtres piézo-céramiques.

Toutes sortes de sélections de fréquence peuvent ainsi être réalisées pratiquement sans aucun réglage, ce qui représente un très gros avantage tant en fabrication qu'en maintenance.

Patrick Gueulle
Ingénieur-Conseil

3 – Oscillateurs et relais de fréquence intégrés :

Le fournisseur de ces diapasons possède à son catalogue une large gamme de modules enrobés ou non, à diapasons interchangeables ou non, destinés à l'émission et à la réception d'ordres de télécommande.

Dans certains cas, lorsqu'il est souhaitable d'augmenter le nombre d'ordres différents pouvant être trans-

mis ou encore lorsque la sécurité doit être maximale, on éprouve la nécessité de transmettre plusieurs tonalités simultanément (de 2 à 4). Côté réception, des fonctions logiques appropriées reconstituent les ordres ainsi codés. Il existe des modules récepteurs spécialement optimisés en vue de ces utilisations particulières, dans lesquelles une fréquence ne doit en aucun cas en perturber une autre ou saturer l'amplificateur.

