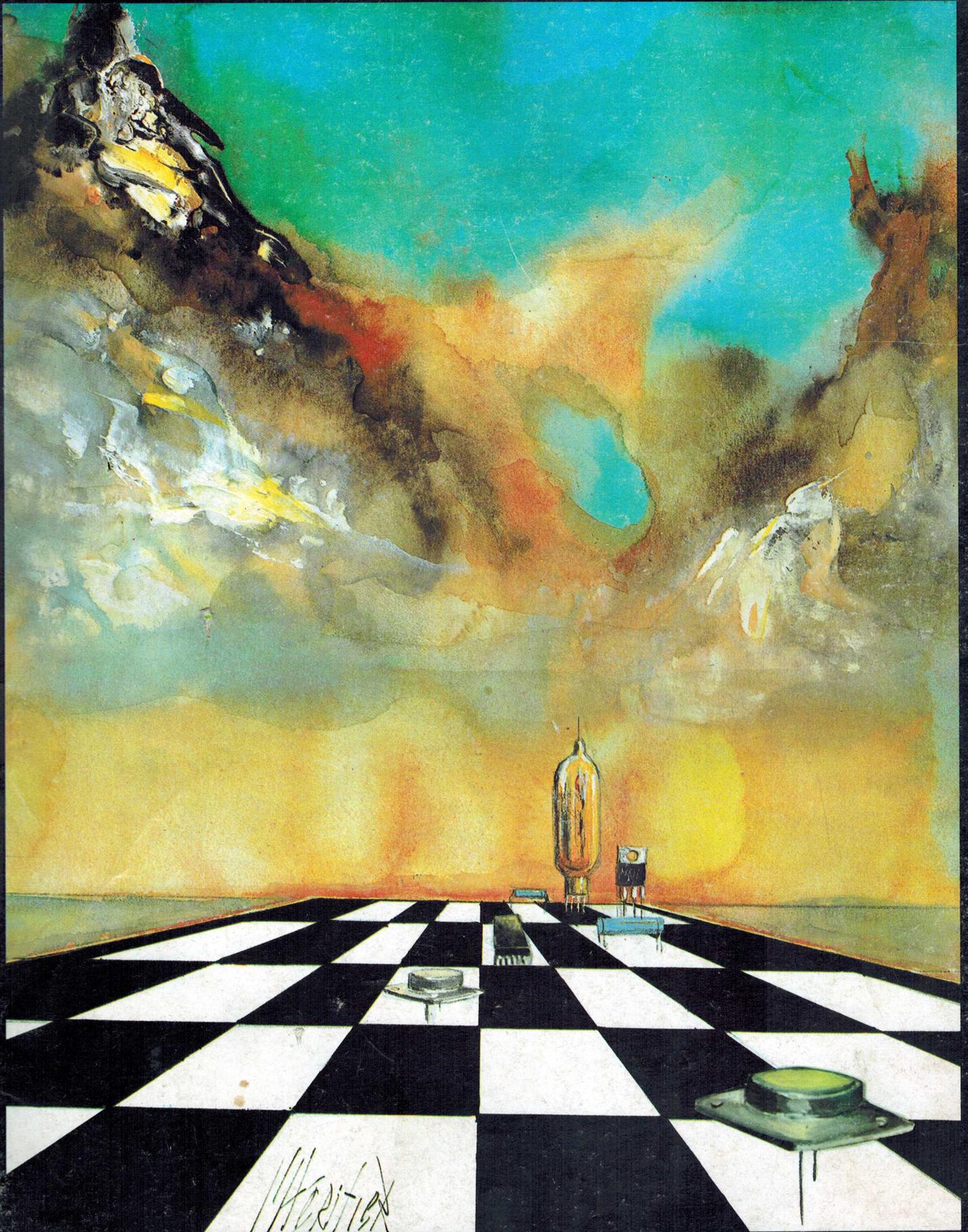


ELECTRONIQUE APPLICATIONS

I.S.S.N. 0243 489X

350.-
RC

Bimestriel N° 22 - Février/Mars 1982 - 18 F



SUISSE : 9,00 FS - TUNISIE : 2070 MIL. - CANADA : CAN \$ 3,00 - ESPAGNE : 350 PESETAS - ITALIE : 4800 LIRES - BELGIQUE : 146 F.B.

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Bimestriel N° 22 - Février/Mars 1982 - 18 F



BRUXELES : 9,00 FF - TUNISIE : 2070 MIL - CANADA : CAN 9,50 - ESPAGNE : 350 PESETAS - ITALIE : 4800 LIRE - BELGIQUE : 148 F.B.

Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Président-Directeur Général : Directeur de la Publication : **Jean-Pierre Ventillard.**

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez** Coordinateur Technique : **Jean-Marc Le Roux**

Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19
Tél. : 200.33.05

Advertising International Manager : **Michel Sabbagh** Chef de Publicité : **Francine Fohrer**

Ont participé à ce numéro : **R. Aschen, J.-M. Berland, J. Ceccaldi, J.-C. Chêne, F. de Dieuleveult, P. Gueulle, J.-C. Laborier, P. Lemeunier, P. Porta, R. Rateau, J. Sabourin, H. Schreiber, Ph. Thomas, J. Trémolières, D. Vuillaume.**

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

Ce numéro a été tiré à
60 000 exemplaires

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **87 F (France) - 110 F (Etranger)**
Copyright 1982 - Société Parisienne d'Édition
Dépôt légal : 1^{er} trimestre 1982 N° éditeur : 955

« 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, 91019 EVRY

SOMMAIRE



La mesure du temps

47



Un programmeur pour synthétiseur de fréquence

13

Réalisation d'un synthétiseur de signaux

19

La « distribution de l'heure » par France-Inter :
réception et utilisation des signaux

55

Réalisation d'un système d'appel de personnes

107



La tomographie d'émission cardiaque :
une nouvelle approche de la dynamique cardiaque

71



Technologie et application des commutateurs analogiques

31

La structure « cascode » MOS-bipolaire
et ses applications

75

Conception d'un amplificateur d'instrumentation

83

Connexion d'une imprimante à aiguille
à un microprocesseur « 6800 »

93

Utilisation pratique du ZX-80 :
extension mémoire à 8 K-octets

99



Les technologies de la micro-électronique

5

Accumulateurs électriques : technologie et emploi

63

Calendrier

90

Bibliographie

111

Quelques applications des thyristors et triacs

115

Nouveautés-Informations

117

Formulaire d'abonnement

128

Répertoire 1981

129

Cartes « Service-Lecteurs »

131-132

En complément au synthétiseur de fréquence décrit dans le n° 20 d'« Electronique Applications », l'étude ci-après propose la réalisation pratique d'un module programmeur avec affichage numérique.

Un programmeur pour synthétiseur de fréquence

Certes, les microprocesseurs peuvent être d'un grand secours dans la programmation des synthétiseurs de fréquence ; ils ont malgré tout l'inconvénient de ne pas pouvoir être mis en œuvre d'une manière simple ni surtout rapide. L'appareil proposé ici résout un grand nombre de problèmes en mettant en jeu un faible nombre de composants. Il génère le code approprié et affiche simultanément, en décimal, le nombre « N », additionné ou non à un offset « R » choisi au préalable.

Ainsi que nous le faisons maintenant systématiquement pour les études donnant lieu à une réalisation concrète, circuits imprimés et plans d'implantation des composants sont donnés en détail.

Principe

Etudié pour être couplé au circuit *Plessey* NJ 8811, cet appareil peut très facilement être adapté au NJ 8812 *Plessey*, MC 145 151 ou MC 145 152 *Motorola* ou encore S187 B *Siemens*. Il rendra de nombreux services lors de l'étude et de la mise au point d'un système à synthèse de fréquence en éliminant le temps de calcul d'un nouveau code par exemple.

Nous verrons par la suite qu'un choix judicieux des composants permet de visualiser : soit le nombre « N », soit directement la fréquence de sortie. Il est bien évident que le champ d'application de cet appareil ne s'étend pas jusqu'aux circuits *RTC* HEF 4750/4751 avec lesquels le codage est direct (la conversion étant opérée par le circuit), ou le circuit *Hughes* HCTR 0320 codé binaire et BCD, le problème ne se posant alors pas.

Pour certains circuits japonais, le problème peut être envisagé sous deux faces : le produit est un circuit d'usage général, la connexion avec le programmeur peut être envisagée ; le produit est spécialement

destiné à la CB, il comporte une ROM de transcodage et le programmeur est inutile.

Sans revenir sur le principe de la synthèse de fréquence par boucle à accrochage de phase, rappelons que la fréquence de sortie du VCO est liée à la fréquence du signal de comparaison par la relation : $f = M \cdot f_{REF}$. Selon la technique ou le principe utilisé, « M » peut prendre plusieurs aspects. Pour les circuits intégrés NJ 8811 et NJ 8812, on met en jeu un prédiviseur à quatre modules ou un prédiviseur à double module. La fréquence de sortie est donnée par la relation :

$$f_{VCO} = (N + R) f_{COMP} \quad (1)$$

Pour le NJ 8811, « N » est codé en binaire pur et R vaut 3840 ou 36608, selon l'état d'une broche de commande : entrée gamme 0 ou 1. N étant représenté par 16 bits peut varier de 0 à 65 535, les deux plages utilisables sont donc : 3 840 à 69 375 et 36 608 à 102 143. Pour le NJ 8812, le codage est scindé en deux parties : $N = N_1 + N_2$ où N_1 est un nombre binaire comportant 6 bits et devant rester

dans l'intervalle 0,39, et N_2 un nombre binaire de 8 bits. N peut alors s'écrire :

$$N = n_0 2^0 + n_1 2^1 + n_2 2^2 + n_3 2^3 + n_4 2^4 + n_5 2^5 + 40 (n_6 2^0 + n_7 2^1 + n_8 2^2 + n_9 2^3 + n_{10} 2^4 + n_{11} 2^5 + n_{12} 2^6 + n_{13} 2^7)$$

Le couplage direct avec le programmeur est impossible, mais une modification de comptage rend les codes compatibles.

Avec le circuit *Motorola* MC 145 151, le problème peut être ramené au cas précédent : NJ 8811, en annulant les deux bits de plus fort poids. En effet, ce circuit comporte un diviseur entièrement binaire commandé par 14 bits.

N peut donc s'écrire :

$$N = n_0 2^0 + n_1 2^1 + n_2 2^2 + \dots + n_{13} 2^{13}$$

Avec $R = 0$ dans la relation (1).

Le dernier cas à envisager est celui du comptage par prédiviseur à module double : circuit *Motorola* HC 145 152 ou *Siemens* S 187 B. Le prédiviseur divise soit par N , soit par $N + 1$, la gestion du rapport est confié au deux compteurs A et B. La fréquence de sortie du VCO et la fréquence de comparaison sont alors liés par la relation :

$$f_{VCO} = (AN + B) f_{COMP} \quad (2)$$

Où A et B sont des compteurs binaires comportant respectivement « a » et « b » bits. Les diverses variétés de compteurs $N/N + 1$ sont telles qu'il est impossible de les citer

toutes. Retenons pourtant un cas intéressant : si l'on choisit $N = 2^{(b+1)}$, le système est entièrement binaire sur $(a + b)$ bits et l'on est ramené au cas simple d'un circuit comme le MC 145 151 où la relation (1) est de forme élémentaire :

$$f_{VCO} = N f_{COMP}$$

Grâce à cette technique, les possibilités de comptage sont étendues ; pour le MC 145 151, la programmation est réalisée sur 14 bits donnant à N une valeur comprise entre 0 et 16 384. Si un diviseur par 64/65 est couplé au MC 145 152, la programmation est assumée par 16 bits et N est compris entre 0 et 65 536.

Si $N \neq 2^{b+1}$, les modifications à apporter au circuit deviennent plus importantes et nous abandonnerons ce cas.

Le programmeur

Le schéma synoptique du programmeur est représenté à la figure 1. Il s'agit en fait d'une simple conversion BCD-BIN. La conversion BCD-BIN peut être effectuée d'une manière statique ; mais on peut montrer qu'au-delà de 12 bits binaires, le nombre de circuits intégrés à mettre en œuvre devient prohibitif.

Le système utilisé est assez classique, une chaîne de compteurs binaires et une chaîne de compteurs BCD comptant simultanément les impulsions délivrées par une horloge

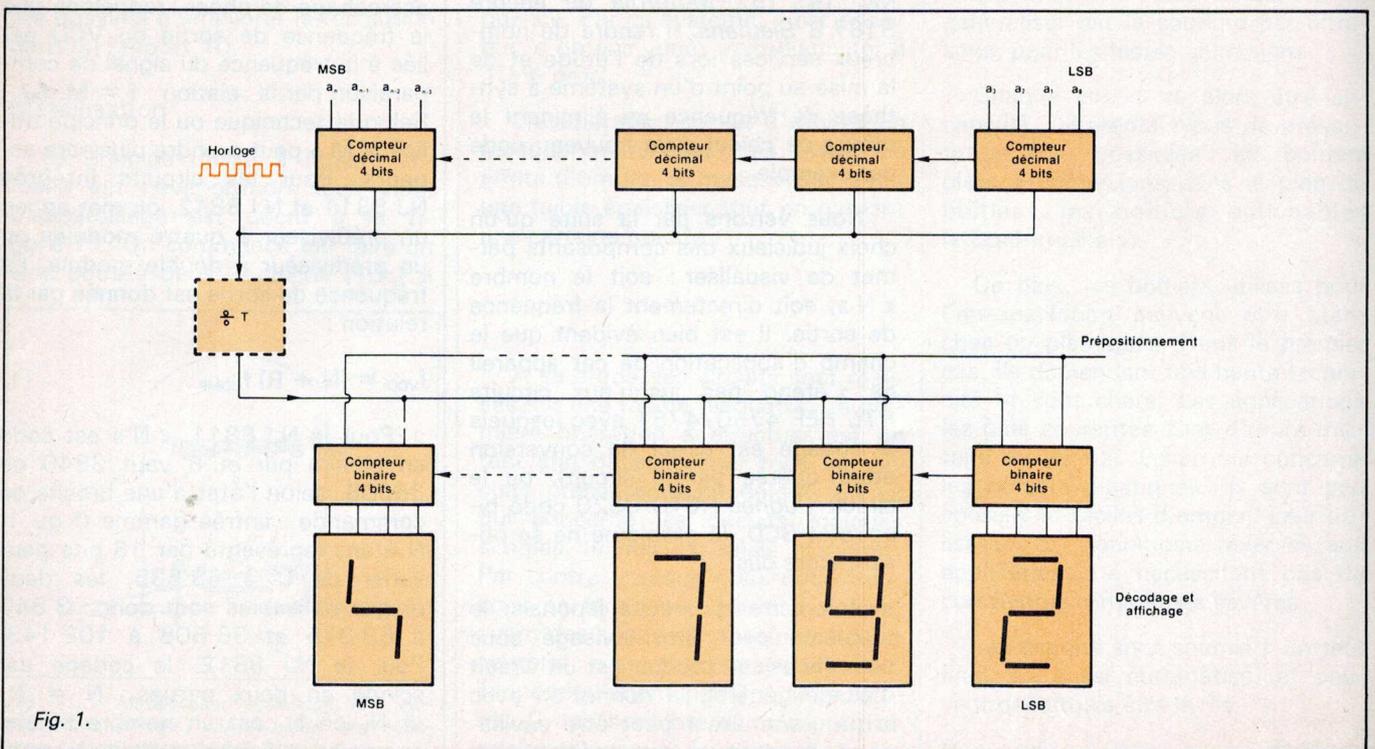
annexe. Au bout de « p » impulsions, le résultat est disponible sur les sorties binaires et sur les sorties BCD couplées aux décodeurs puis aux afficheurs.

Dans un premier temps, nous supposons que T n'existe pas ou : $T = 1$.

Il ne reste désormais qu'à prendre en compte le nombre R de la relation (1), élémentaire si l'on utilise des compteurs prépositionnables. Chaque compteur BCD ou BIN reçoit 4 bits de prépositionnement ; si l'appareil est destiné plus particulièrement au laboratoire et au développement, un système de roues codeuses sera très approprié ; si le programmeur ne doit fonctionner qu'avec un seul type de circuit, R a une valeur bien définie et peut être « câblé ». Tous les bits de prépositionnement des compteurs binaires sont à zéro.

Le diagramme des temps, à la mise sous tension est donné à la figure 2. Toutes les opérations préalables sont définies par trois constantes de temps : R_1-C_1 , R_2-C_2 et R_3-C_3 , citées dans l'ordre croissant. La mise en forme et la combinaison des trois signaux résultants de la charge du condensateur à travers la résistance permet la génération d'une séquence de remise à zéro, de prépositionnement des compteurs BCD et de la validation du signal d'horloge.

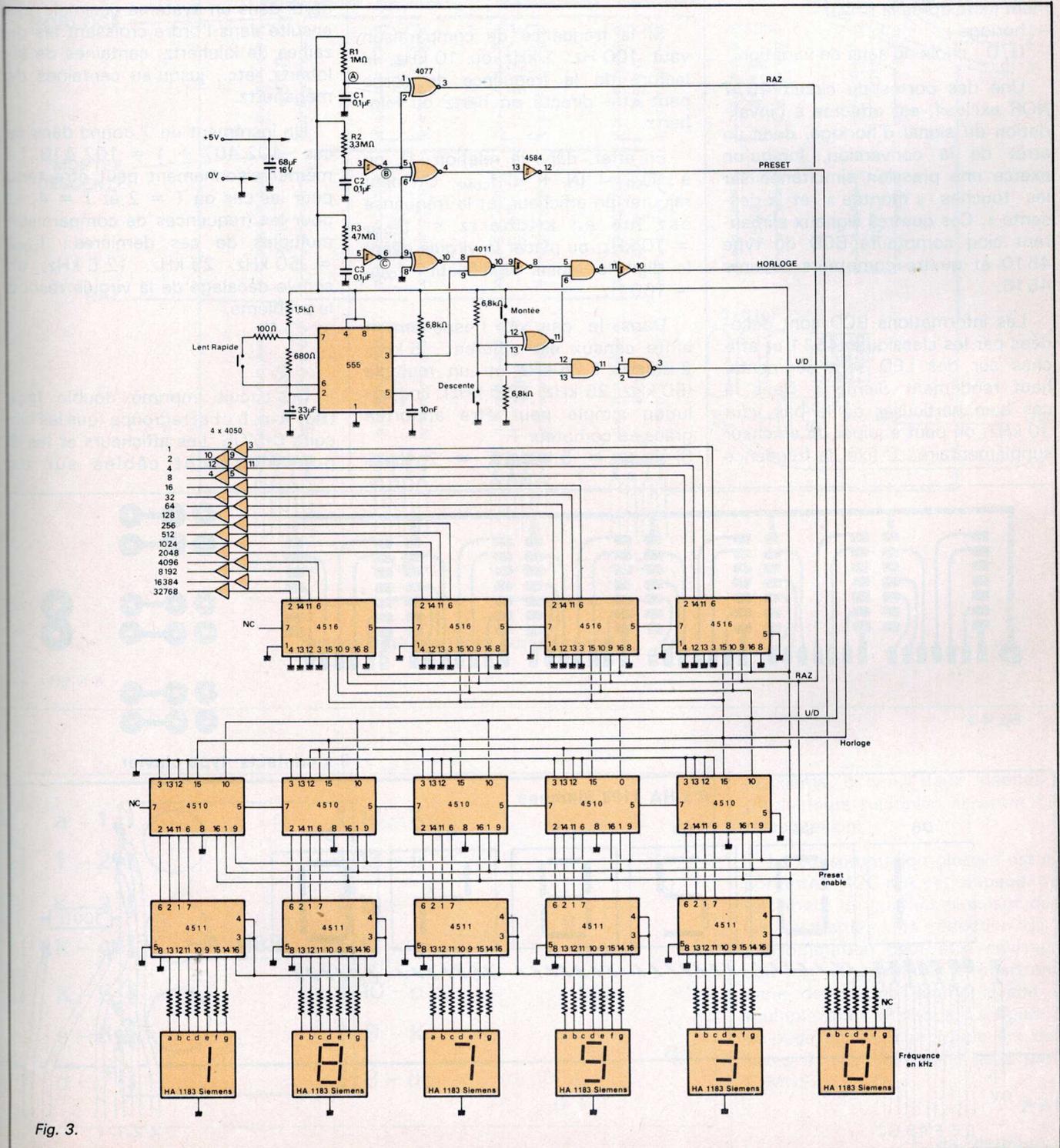
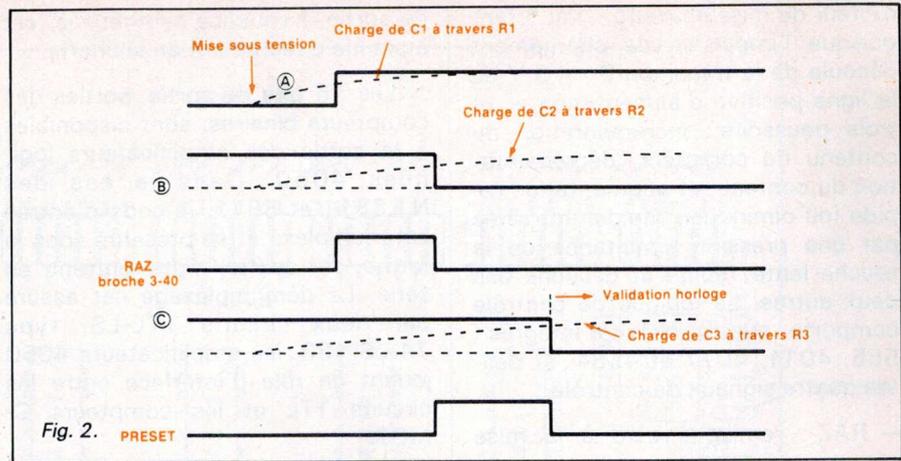
Bien sûr, la fréquence de ce signal annexe n'a aucune influence sur le codage à proprement parler, mais



uniquement sur le temps de conversion.

La **figure 2** montre que la combinaison des charges de C_1 et C_2 donne une impulsion positive de remise à zéro qui sera appliquée à tous les compteurs, la combinaison de C_2 et C_3 donne l'impulsion de chargement des données de préposition et C_3 le signal de validation pour l'horloge annexe.

La **figure 3** représente le schéma électrique du programmateur. Seules, quatre commandes sont nécessaires au fonctionnement : l'inter-



rupteur de mise en route — important puisque l'impulsion de chargement découle de la transition $0 \rightarrow 5\text{ V}$ de la ligne positive d'alimentation —, et trois poussoirs : incrémentation du contenu du compteur, décrémentation du contenu, et augmentation rapide (ou diminution rapide) entraînée par une pression simultanée de la touche lente/rapide et de l'une des deux autres. La logique de contrôle comporte quatre circuits intégrés : 555, 4011, 4077 et 4584, et délivre quatre signaux de contrôle :

- RAZ : remise à zéro à la mise sous tension ;
- PRESET : impulsion de chargement juste après la RAZ ;
- horloge ;
- U/D : choix du sens de variation.

Une des portes du circuit 4077 NOR exclusif, est affectée à l'invalidation du signal d'horloge, donc un arrêt de la conversion, lorsqu'on exerce une pression simultanée sur les touches « montée » et « descente ». Ces quatre signaux alimentent cinq compteurs BCD du type 4510 et quatre compteurs binaires 4516.

Les informations BCD sont décodées par les classiques 4511 et affichés sur des LED sept segments, haut rendement *Siemens*. Dans le cas bien particulier où le pas vaut 10 kHz, on peut équiper un afficheur supplémentaire : 0 fixé, la fréquence

de sortie, fréquence synthétisée, est alors lue directement en kilohertz.

Les 16 bits de sortie, sorties des compteurs binaires, sont disponibles à la sortie des amplificateurs logiques 4050. Dans le cas des NJ 8811 et 8812, le code d'entrée est multiplexé et se présente sous la forme de quatre mots entrant en série. Le démultiplexage est assuré par deux circuits TTL-LS, type 74 LS 153, les amplificateurs 4050 jouent un rôle d'interface entre les circuits TTL et les compteurs C-MOS.

Affichage

Si la fréquence de comparaison vaut 100 Hz, 1 kHz ou 10 kHz, la lecture de la fréquence de sortie peut être directe en hertz ou kilohertz.

En effet, dans la relation (1), on a : $f_{VCO} = (N + R) f_{COMP}$. On peut rajouter un afficheur, et la fréquence est lue en kilohertz si $f_{COMP} = 10\text{ kHz}$, ou placer la virgule avant le digit le moins significatif : $f_{COMP} = 100\text{ Hz}$.

Dans le cas où l'espacement entre canaux est différent : 5 kHz, 2,5 kHz, 1,25 kHz ou un multiple (50 kHz, 25 kHz, 12,5 kHz), une solution simple peut être apportée grâce au compteur T.

Si $f_{COMP} = 5\text{ kHz}$, $T = 2$, f_{COMP}

$= 2,5\text{ kHz}$, $T = 4$, et $f_{COMP} = 12,5\text{ kHz}$, $T = 8$.

Les sorties du compteur T alimentent le dernier digit. L'affichage du dernier chiffre est bien entendu modulo T.

Exemple : pour une fréquence de comparaison de 1,25 kHz, le système étant verrouillé, la lecture de N indique : 102 407, ce qui donne une fréquence de :

$$f_{VCO} = (102\ 400 + 1,25 \times 7)\text{ kHz} = 102\ 408,75\text{ kHz}.$$

Le chiffre le moins significatif donne les 1,25 kHz au lieu des kilohertz dans un système décimal, puis ensuite dans l'ordre croissant les dizaines de kilohertz, centaines de kilohertz, etc., jusqu'au centaines de mégahertz.

Un incrément de 1 donne dans ce cas : $102\ 407 + 1 = 102\ 410$. Le même raisonnement peut être tenu pour les cas où $T = 2$ et $T = 4$, et pour les fréquences de comparaison multiples de ces dernières : $f_{COMP} = 50\text{ kHz}$, 25 kHz , $12,5\text{ kHz}$, un simple décalage de la virgule résout le problème.

Réalisation

Un circuit imprimé double face (fig. A-a, b et c) regroupe tous les circuits C-MOS. Les afficheurs et les 3 poussoirs sont câblés sur un

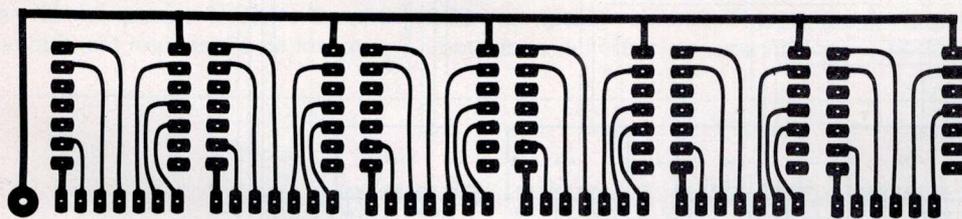
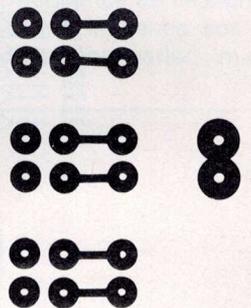
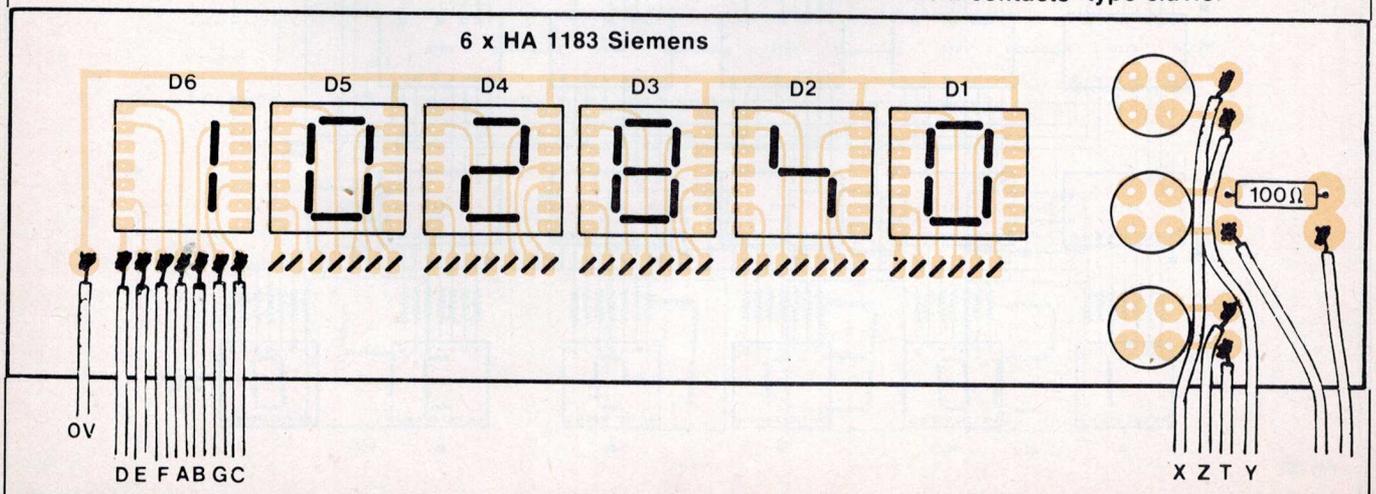


Fig. 4-a.



3 x contacts type clavier



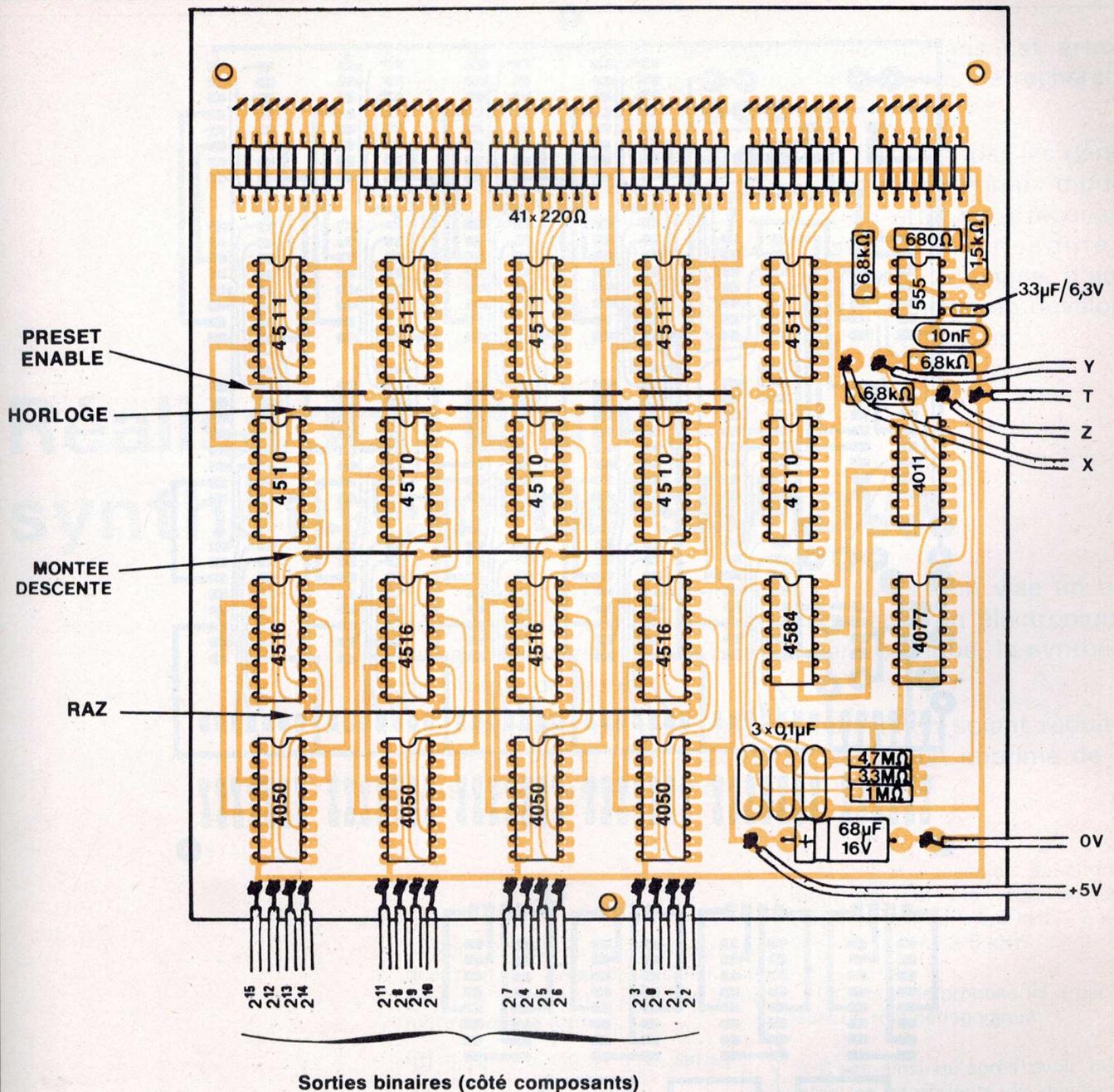
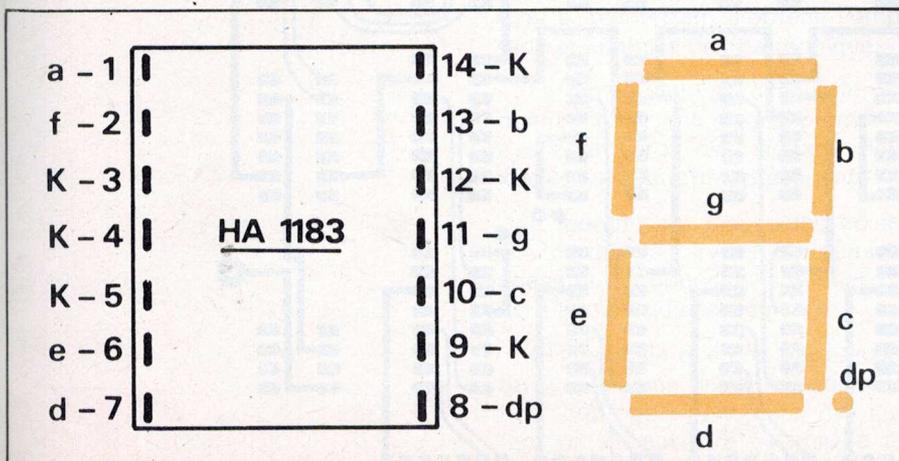


Fig. 4-b.



deuxième circuit, deux nappes à conducteurs multiples assurant l'interconnexion.

La consommation globale est importante : 420 mA, et dépend très fortement du courant circulant dans les segments. Une réduction de la consommation peut être envisagée soit en augmentant la résistance série de chaque segment, soit en multiplexant l'affichage. La figure de la page suivante regroupe les deux faces du circuit imprimé de la partie C-MOS.



F. de Dieuleveult

1,08, 1,5

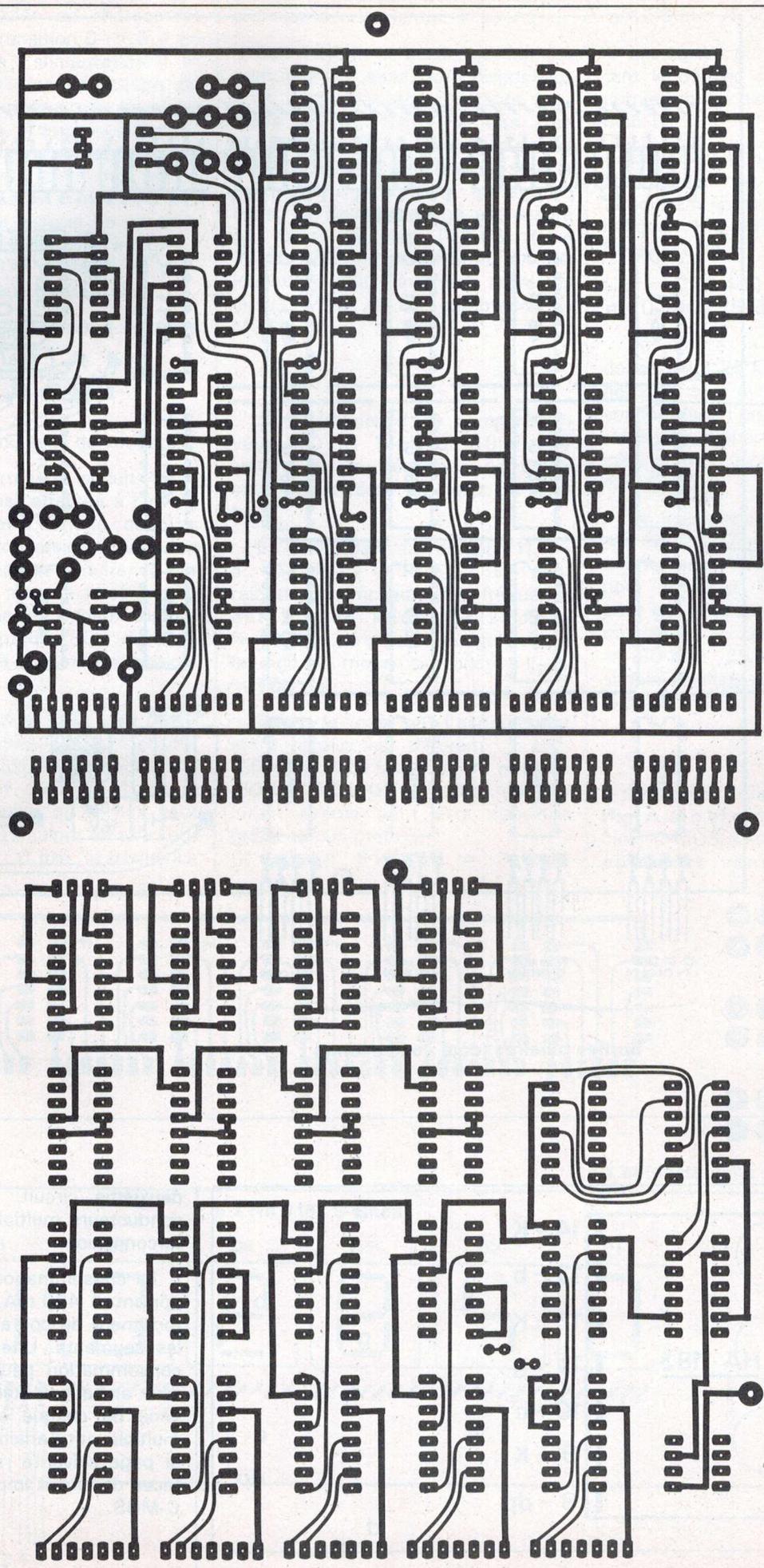


Fig. 4-c.

Le synthétiseur de signaux décrit dans cet article trouvera sa place dans bien des laboratoires de recherche et de développement-maintenance.

Se situant hors des « sentiers battus » par les générateurs de fonctions classiques (dont de nombreux modèles ont déjà été décrits), il permet en effet de « reconstituer » sept sinusoïdes et sept co-sinusoïdes, synchronisées en phase ou en opposition de phase, d'amplitude variable ; et ce, en partant du principe de développement en série de Fourier d'un signal périodique.

Réalisation d'un synthétiseur de signaux

C'est dire également que sa réalisation vise un but pédagogique, à l'intention des étudiants en électronique, qui assimileront ainsi, d'une manière pratique, la synthèse graphique de signaux.

Afin que les difficultés de réalisation soient réduites au minimum, le plan d'exécution du circuit imprimé de ce synthétiseur est également fourni.

Principes du synthétiseur de signaux

Nous savons qu'un signal périodique peut se développer selon une série de *Fourier*, ce que l'on peut mettre sous la forme :

$$f(t) = a_0 + b_1 \sin \omega t + b_2 \sin \omega t + \dots b_n \sin \omega t + \dots$$

$$+ a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2 \omega t + \dots a_n \cos n \omega t + \dots$$

expression dans laquelle a_0 représente la valeur moyenne. Les termes a_n et b_n permettent d'obtenir l'amplitude et la phase de l'harmonique.

Le circuit dont la description est donnée dans ces pages permet de « reconstituer » des signaux développés sous la forme précédente.

Il fournit sept sinusoïdes et sept cosinusoïdes, synchronisées en phase ou en opposition de phase, et dont l'amplitude est réglable.

Cela signifie que l'on peut reconstituer avec une certaine approximation tout signal périodique dès l'instant où il peut être assimilé à une fondamentale avec ses six harmoniques.

Les fréquences de fonctionnement qui ont été choisies sont : 500 Hz, 1 kHz, 1,5 kHz, 2 kHz, 2,5 kHz, 3 kHz, 3,5 kHz.

Le montage proposé ici a par ailleurs un rôle pédagogique

C'est ainsi qu'après avoir déterminé les coefficients du développement en série de *Fourier*, l'étudiant pourra effectuer une synthèse graphique du signal, en ajoutant successivement les harmoniques, s'il souhaite « de visu » se rendre compte de l'influence de chaque harmonique. Une calculatrice programmable « de poche » se révélera dans ce cas très utile.

Mais tout cela reste long, fastidieux et n'offre que peu de souplesse. Le circuit proposé permet très facilement de faire cette synthèse en ne jouant que sur 14 potentiomètres, pour régler les amplitudes, et sur 7 commutateurs pour fixer les signes. De plus, le signal électrique résultant est disponible pour une utilisation éventuelle, comme un simple générateur de fonction (fig. 1 et 2).

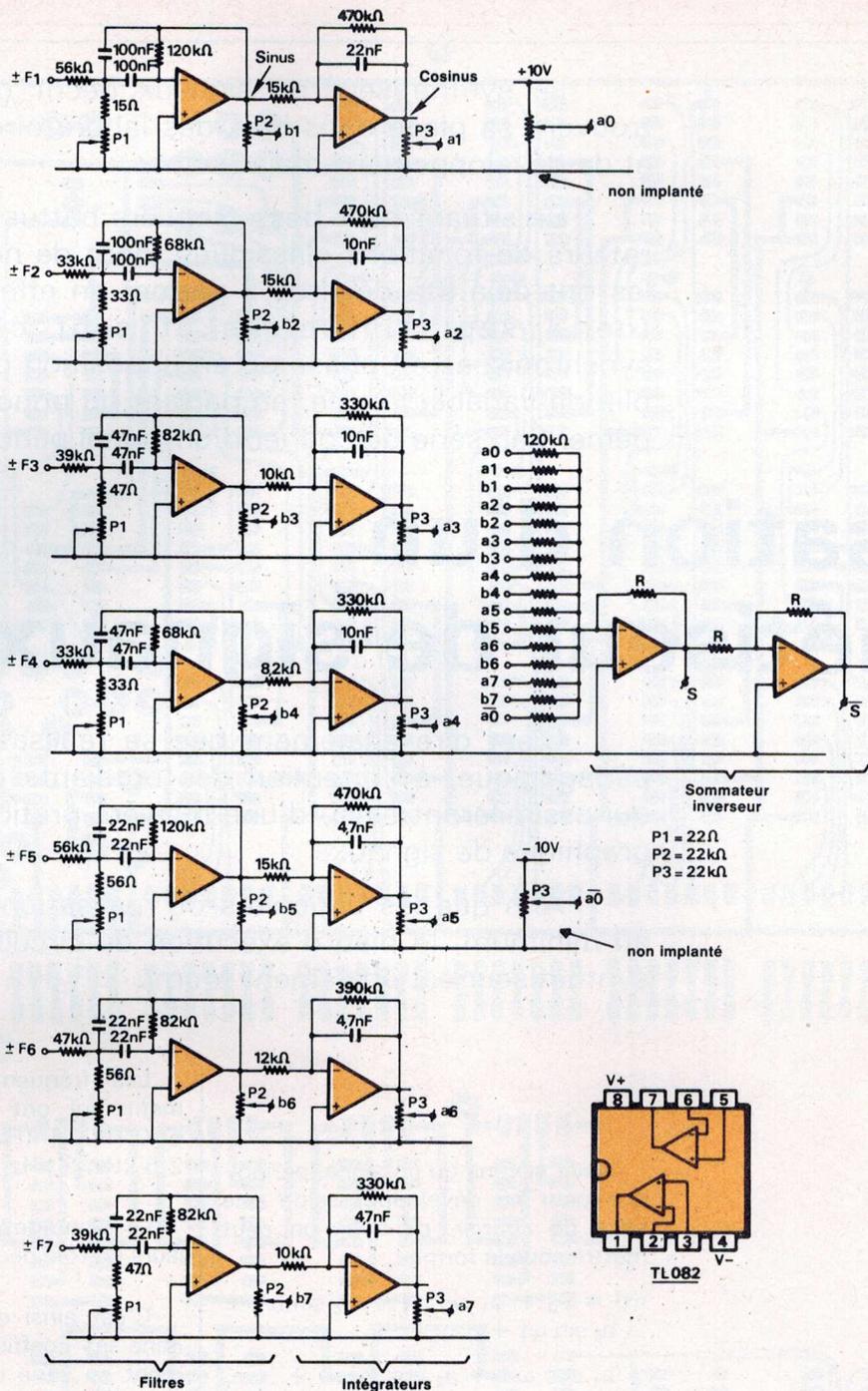


Fig. 1

Fonctionnement du synthétiseur

Circuit générateur de signaux carrés synchronisés

Cette partie doit générer des signaux carrés synchronisés, comme le montre l'oscillogramme n° 1, ayant des périodes proportionnelles à : 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7. Pour cela, il faut choisir une fréquence d'horloge telle qu'après les divisions successives on puisse obtenir une fréquence

pour le fondamental de 500 Hz et tous les multiples : 1 000, 1 500, 2 000, 2 500, 3 000, 3 500.

Plusieurs choix sont possibles ; celui qui a été retenu n'est pas forcément le plus judicieux, mais il n'utilise que deux sortes de circuit intégré (5 compteurs prépositionnables 74 C 193 et 6 JK 74 C73), et est très facile pour la mise au point ou pour toutes modifications éventuelles.

Le schéma de principe donne les liaisons entre les différents circuits logiques. Pour terminer, le schéma simplifié de base est le suivant :

● $H = 420 \text{ kHz} \rightarrow \div 7 = 60 \text{ kHz}$
 $\div 5 = 12 \text{ kHz} \div 2 = 6 \text{ kHz} \div 2 = 3 \text{ kHz} \div 2 = 1\,500 \text{ Hz}$;

$60 \text{ kHz} \rightarrow \div 3 = 20 \text{ kHz} \div 2 = 10 \text{ kHz} \div 2 = 5 \text{ kHz} \div 2 = 2\,500 \text{ Hz}$;

● $H = 420 \text{ kHz} \rightarrow 15 = 28 \text{ kHz} \div 2 = 14 \text{ kHz} \div 2 = 7 \text{ kHz} \div 2 = 3\,500 \text{ Hz}$;

$28 \text{ kHz} \rightarrow \div 7 = 4 \text{ kHz} \div 2 = 2 \text{ kHz} \div 2 = 1 \text{ kHz} \div 2 = 500 \text{ Hz}$.

On y retrouve les sorties : 500 Hz ; 1 kHz ; 1,5 kHz ; 2 kHz ; 2,5 kHz ; 3 kHz ; 3,5 kHz.

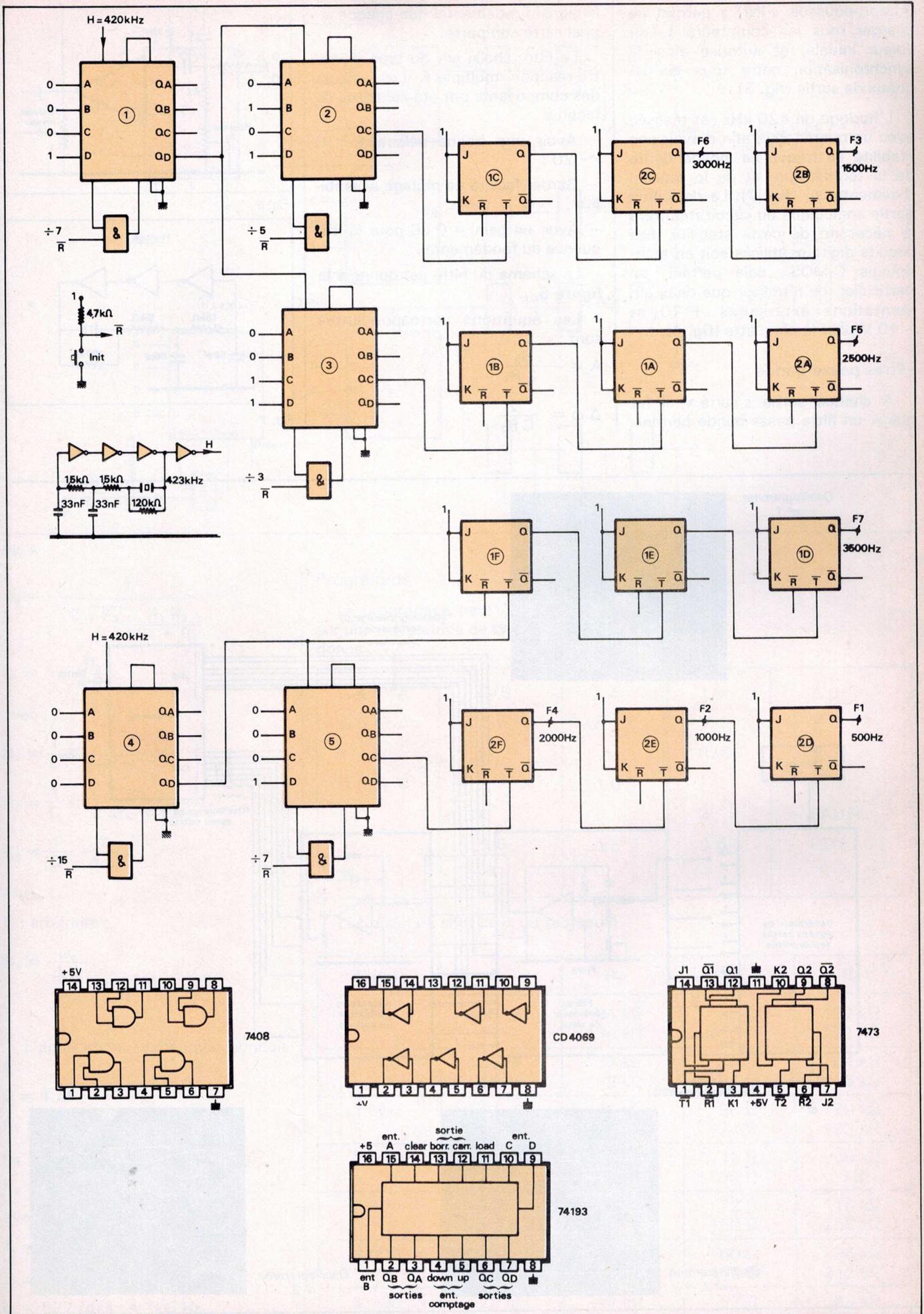


Fig. 2

A tout moment, l'action sur le bouton-poussoir « INIT » permet de charger tous les compteurs à leur valeur initiale, et autorise ainsi la synchronisation entre tous les signaux de sortie (fig. 3).

L'horloge de 420 kHz est réalisée avec un quartz, cela afin d'avoir une stabilité en fréquence indépendante de la température et de la tension d'alimentation (fig. 7). La deuxième partie analogique du circuit montrera la nécessité de cette stabilité. Les circuits digitaux utilisés soit en technologie C-MOS ; cela permet, en particulier, de n'utiliser que deux alimentations extérieures +10 et -10 V pour la plaquette (fig. 4).

Filtres passe-bande

A chaque sortie « carré », il faut placer un filtre passe-bande permet-

tant ainsi de conserver uniquement le signal fondamental que chaque signal carré comporte.

Le filtre choisi est du type « contre-réaction multiple ». Les valeurs des composants ont été calculées de façon à :

- Avoir une bonne sélectivité : $Q \sim 20$;
- Garder facilité de réglage et stabilité ;
- Avoir un gain = 0 dB pour la fréquence du fondamental.

Le schéma du filtre est donné à la figure 5.

Les équations correspondantes sont :

$$A = - \frac{R_3}{2 R_1}$$

$$\Delta \omega = \frac{2}{C R_3}$$

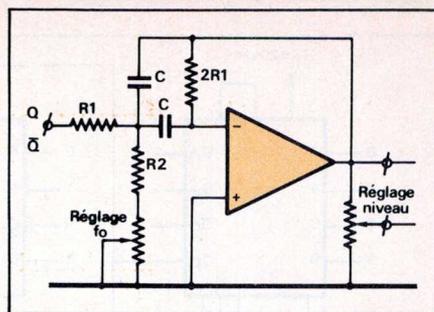


Fig. 5

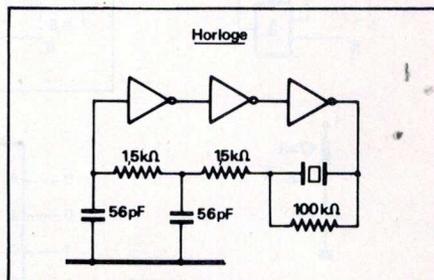


Fig. 7

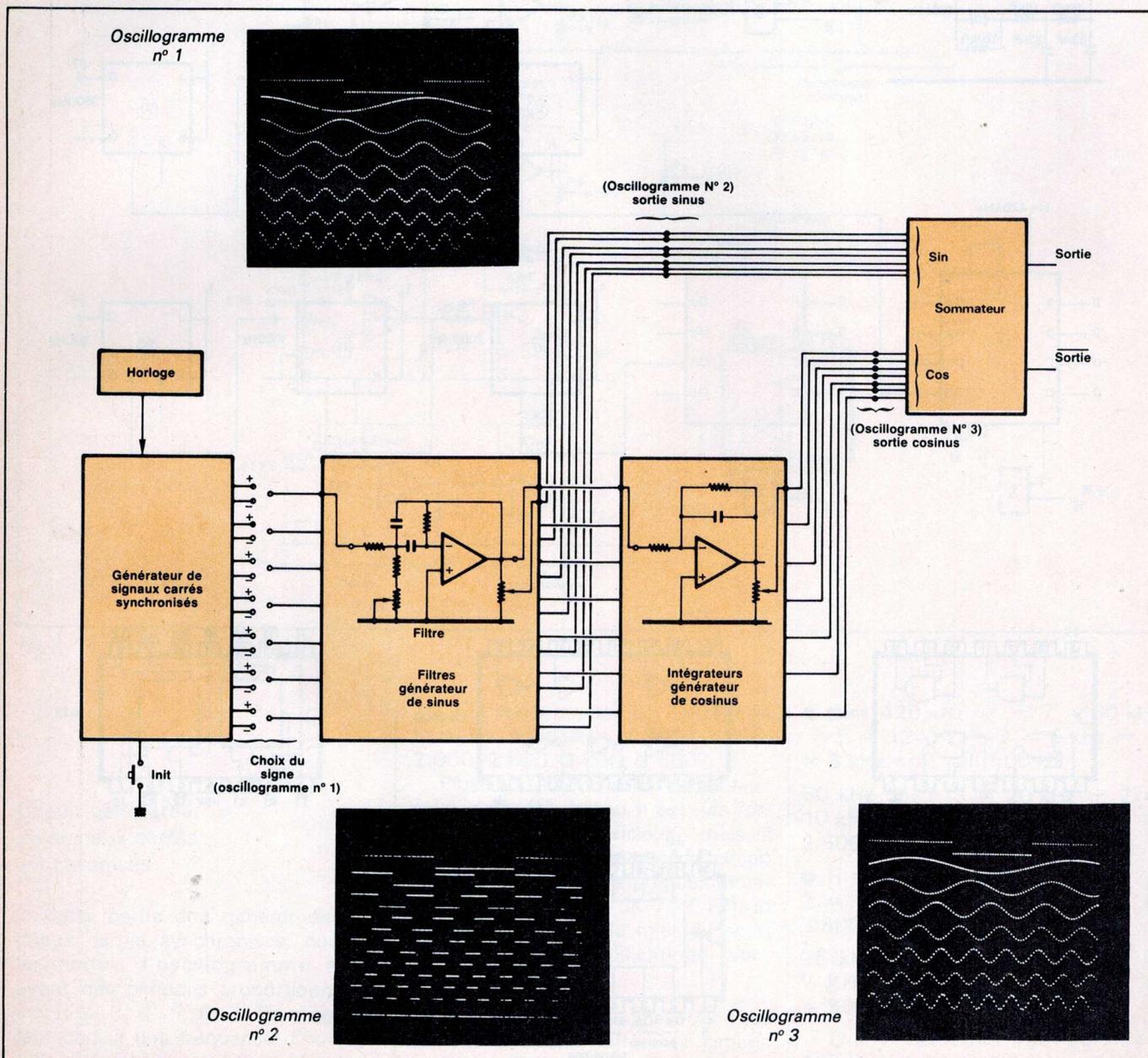


Fig. 3

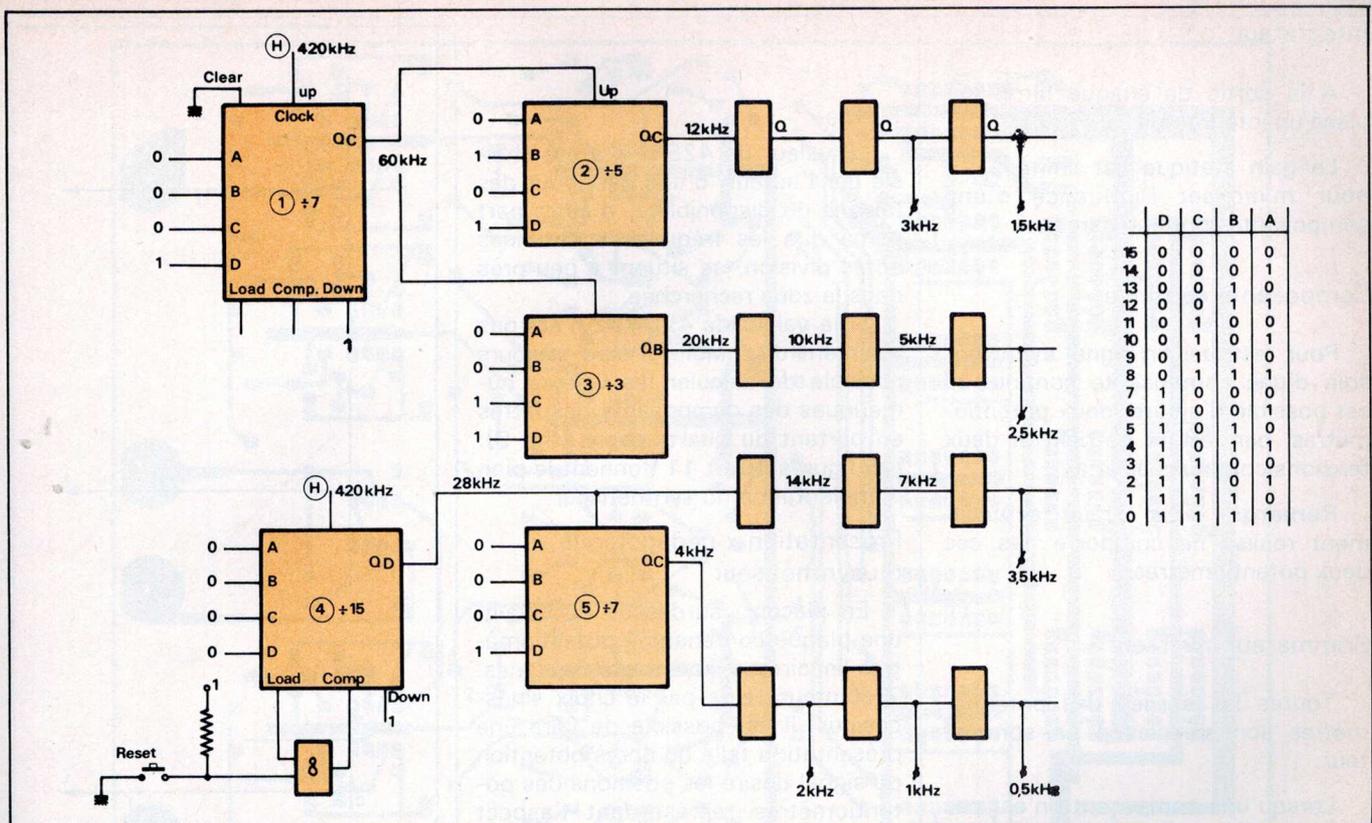


Fig. 4

$$\omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{R_3} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}$$

$$Q = \frac{R_3}{4 R_2}$$

avec :

$$R_1 = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{A \Delta \omega}$$

$$R_2 = \frac{1}{C} \cdot \frac{\Delta \omega}{2 \omega_0^2 - A \Delta \omega^2}$$

$$R_3 = \frac{1}{C} \cdot \frac{2}{\Delta \omega}$$

et :

C : arbitraire ;

$$R_3 = \frac{\omega_0}{\Delta \omega}$$

L'application numérique conduit à :

$$C = 1 \mu\text{F} ;$$

$$R_1 = 3,17 \text{ k}\Omega ;$$

$$R_2 = 40 \Omega ;$$

$$R_3 = 63,5 \text{ k}\Omega ;$$

avec :

$$A = -10 ;$$

$$\Delta \omega = 31,5 \text{ rd/s} \rightarrow 5 \text{ Hz} ;$$

$$\omega = 627 \text{ rd/s} \rightarrow 100 \text{ Hz} ;$$

$$Q = 20$$

Programme

Le programme peut être effectué sur une calculatrice de type HP-25. Il donne :

$\Delta 4 \leftarrow A$	R/S	$\Delta 4$	1/x	$\Delta 0$
$\Delta 5 \leftarrow \Delta \omega$	$\Delta 6$	x	$\nabla 2$	\div
x	x^2	-	R/S	$\nabla 3$
$\Delta 0 \leftarrow C$	2	$\Delta 0$	\uparrow	R/S
x	x	x	2	PAUSE
1/x	$\Delta 5$	$\Delta 5$	$\Delta 5$	GOTO 01
$\nabla 1$	x^2	\div	\div	

Les résultats sont ceux du **tableau 1**.

f (Hz)	C	R ₁	R ₂	R ₃
500	100 nF	64 k Ω	80 Ω	127 k Ω
	47 nF	136 k Ω	170 Ω	271 k Ω
1 000	100 nF	32 k Ω	40 Ω	64 k Ω
	47 nF	68 k Ω	85 Ω	136 k Ω
1 500	47 nF	45 k Ω	56 Ω	30 k Ω
	22 nF	96 k Ω	121 Ω	193 k Ω
2 000	47 nF	34 k Ω	42 Ω	68 k Ω
	22 nF	72 k Ω	90 Ω	k Ω
2 500	22 nF	58 k Ω	72 Ω	116 k Ω
	10 nF	127 k Ω	160 Ω	255 k Ω
3 000	22 nF	48 k Ω	60 Ω	96 k Ω
	10 nF	106 k Ω	133 Ω	212 k Ω
3 500	22 nF	41 k Ω	53 Ω	83 k Ω
	10 nF	91 k Ω	114 Ω	182 k Ω

Intégrateur

A la sortie de chaque filtre, est placé un intégrateur.

Le gain statique est limité à 20 pour minimiser l'influence d'une composante continue parasite.

Composante continue

Pour restituer un signal ayant besoin d'une composante continue, il est possible d'ajouter deux potentiomètres, permettant de délivrer deux tensions continues a_0 et \bar{a}_0

Remarque : Le circuit actuellement réalisé ne comporte pas ces deux potentiomètres.

Sommeur inverseur

Toutes les sorties des potentiomètres sont réunies à un sommateur.

Lorsqu'une composante n'est pas désirée, il faut mettre le potentiomètre à zéro (fig. 6).

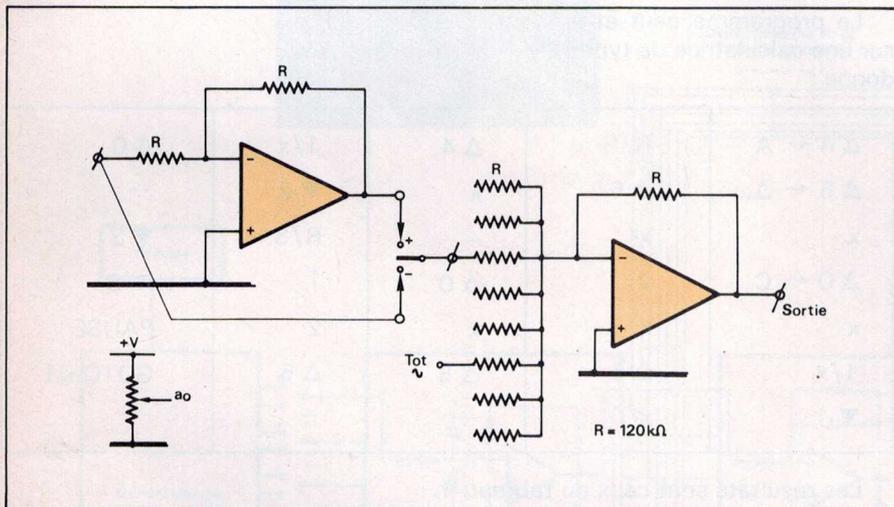


Fig. 6

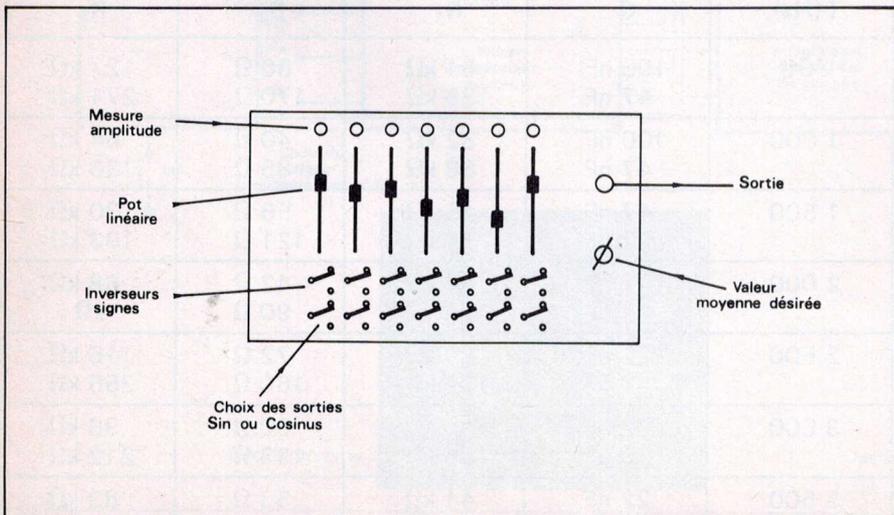


Fig. 12

Remarques complémentaires

Filtres

La valeur de 425 kHz a été choisie par l'auteur, d'une part pour des raisons de disponibilité, d'autre part parce que les fréquences obtenues après division, se situent à peu près dans la zone recherchée.

Si la valeur de 425 kHz n'est pas aisément disponible, il sera toujours possible de calculer les valeurs numériques des composants des filtres en partant du quartz choisi (fig. 9). Les figures 10 et 11 donnent le plan d'implantation du synthétiseur.

Présentation « pédagogique » du synthétiseur

En plaçant, au-dessus du circuit, une plaque contenant 7 potentiomètres linéaires, 7 inverseurs de signes, 7 commutateurs par le choix sinus-cosinus, il est possible de faire une présentation telle qu'après obtention du signal désiré les positions des potentiomètres représentant l'aspect du spectre du signal de sortie (fig. 12).

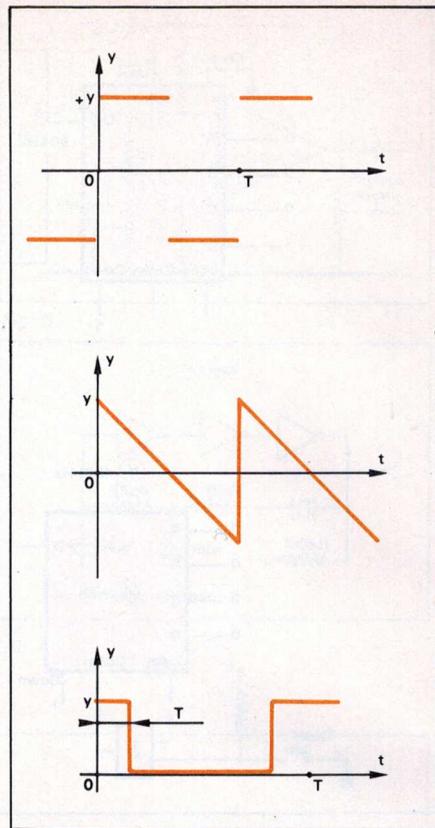


Fig. 8

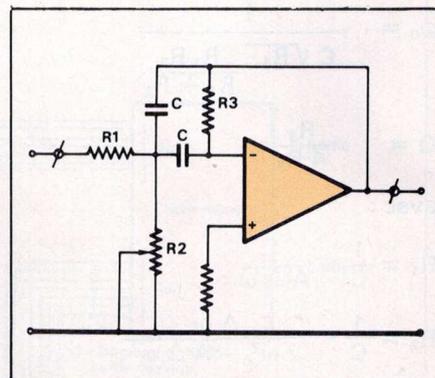


Fig. 9

J.-C. Chêne



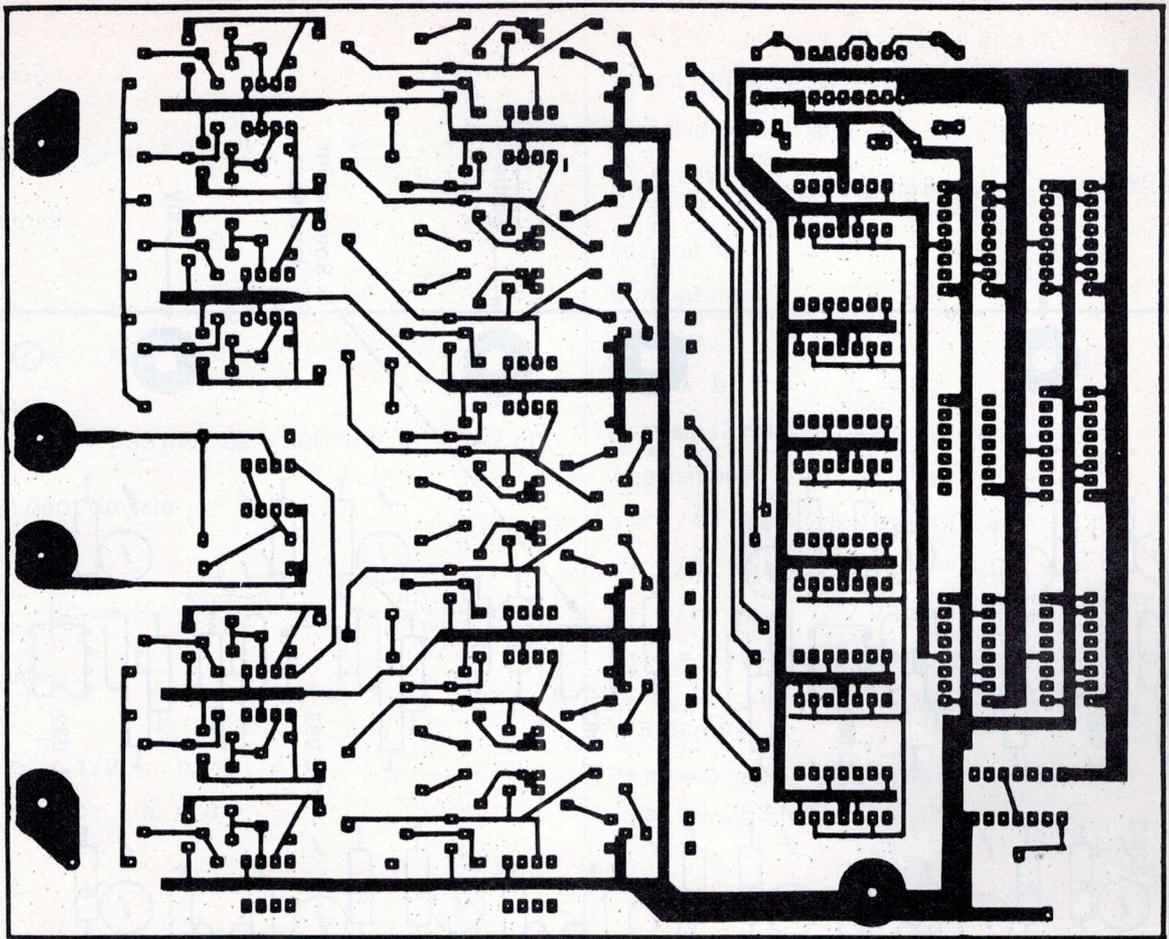


Fig. 10 a. - Le circuit imprimé vu côté câblage (réduction aux 3/4).

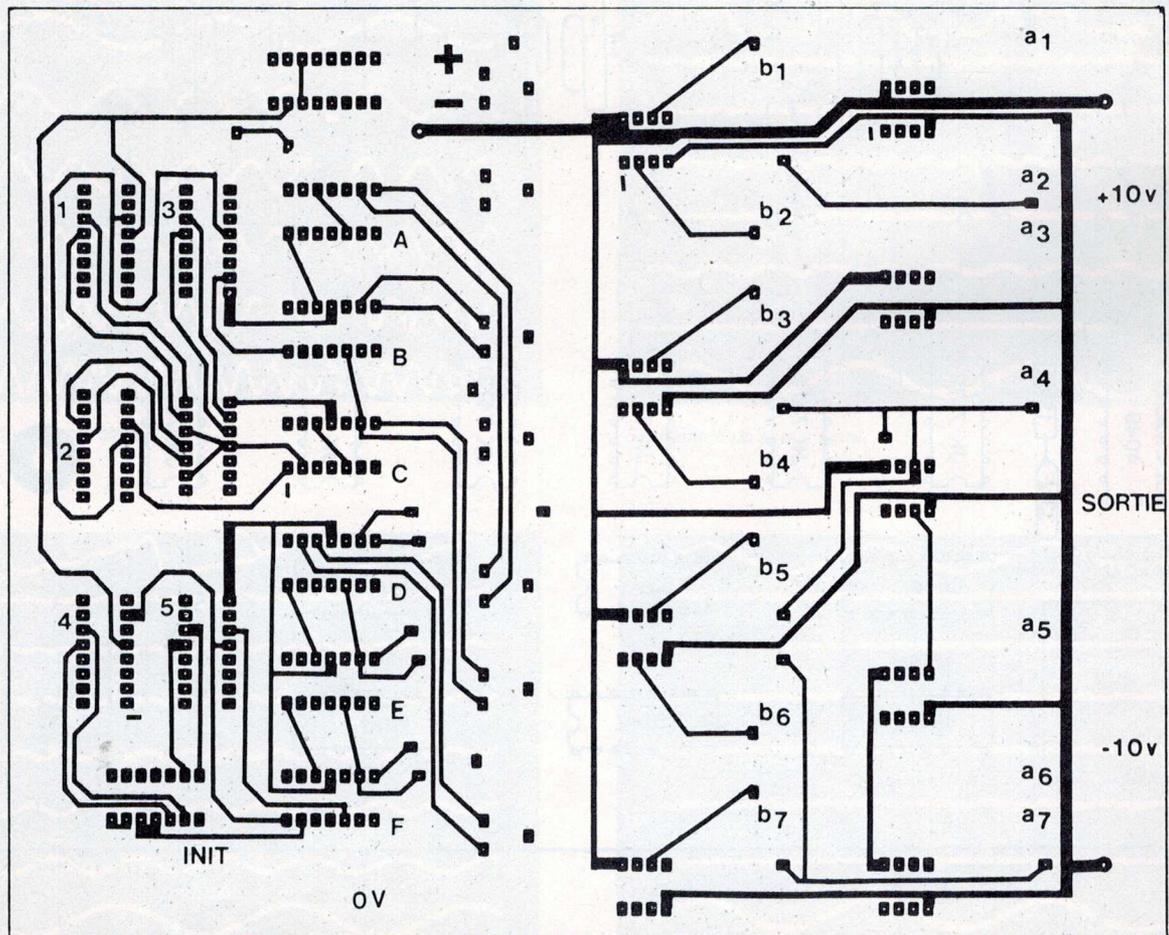


Fig. 10 b. - Gravure du circuit côté composants (réduction aux 3/4).

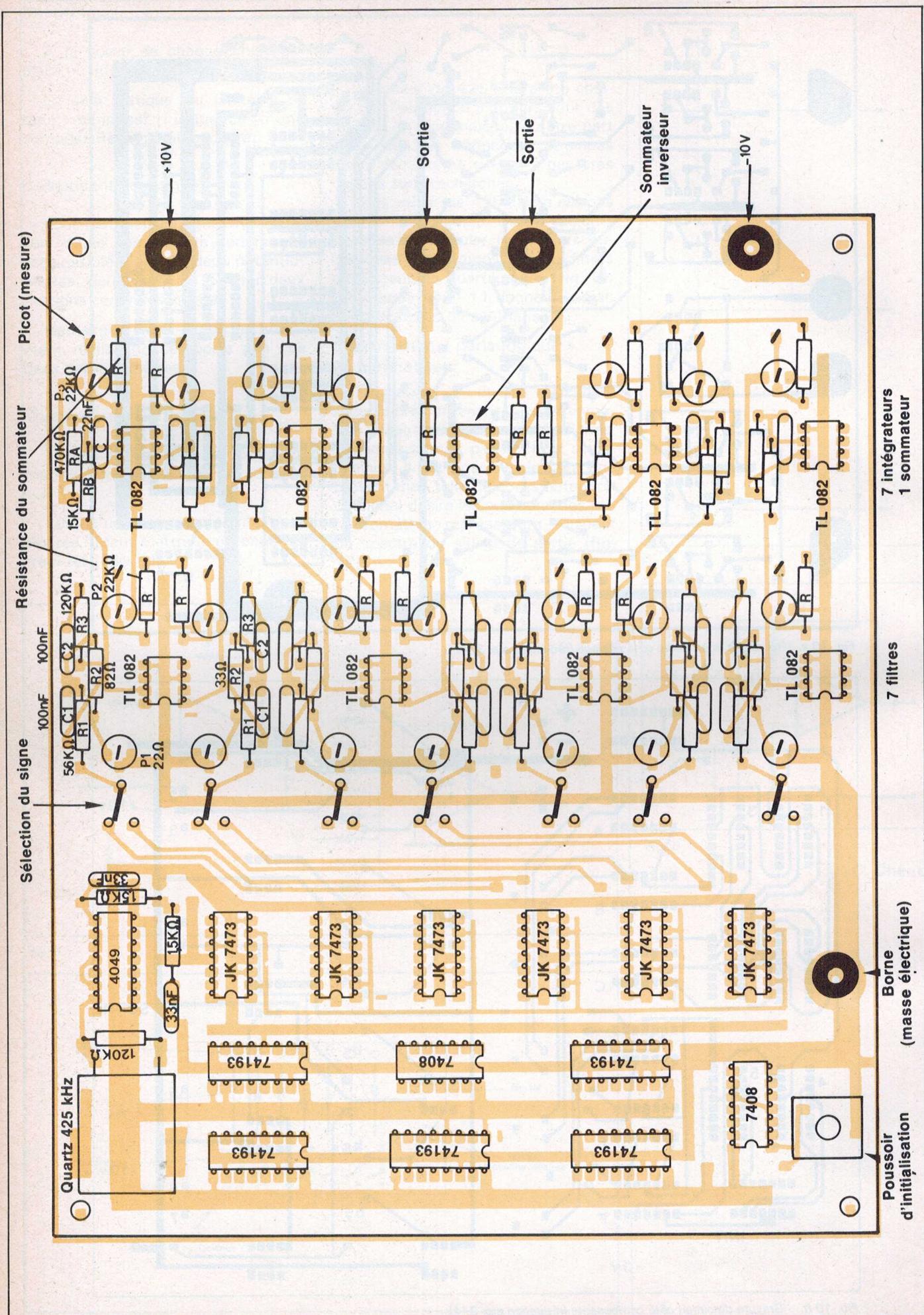


Fig. 11

7 intégrateurs
1 sommeur

7 filtres

Borne Poussoir d'initialisation
Borne (masse électrique)

Annexe : rappels du développement en série de Fourier

Signal carré :

On a :

$$Y(t) = \frac{4y}{\pi} \left[\sin \omega t + \frac{\sin 3 \omega t}{3} + \dots + \frac{\sin (2p+1)\omega t}{2p+1} \right]$$

Composantes :

$$a_0 = 0 ;$$

$$b_1 = 1 ; b_2 = 0 ; b_p = 1/(2p+1)$$

$$a_1 = 0 ; a_2 = 0 ; a_p = 0.$$

Application :

$$b_1 = 2,5 \text{ V} ; b_3 = 833 \text{ mV} ; b_5 = 500 \text{ mV} ; b_7 = 357 \text{ mV}.$$

Signal en dent de scie

On a :

$$Y(t) = \frac{2y}{\pi} \left[\sin \omega t + \frac{\sin 2 \omega t}{2} + \dots + \frac{\sin n \omega t}{n} + \dots \right]$$

Composantes :

$$a_0 = 0 ;$$

$$B_1 = 1 ; b_2 = 1/2 ; \dots b_n = 1/n ;$$

$$a_1 = 0 ; a_2 = 0 ; \dots a_n = 0.$$

Application :

$$b_1 = 2,5 \text{ V} ; b_2 = 1,27 \text{ V} ; b_3 = 833 \text{ mV} ; b_4 = 625 \text{ mV} ;$$

$$b_6 = 416 \text{ mV} ; b_7 = 357 \text{ mV}.$$

Signal impulsionnel

$$Y(t) = \frac{2y}{\pi} \left[\pi a + \sin (2\pi a) \cos \omega t + \dots + \frac{\sin (n 2\pi a)}{n} \cos n \omega t + \dots \right]$$

Composantes :

$$a_0 = \pi a ;$$

$$b_1 = 0 ; b_2 = 0 ; \dots b_n = 0 ;$$

$$a_1 = \sin (2\pi a) \dots a_n = \sin (n 2\pi a)/n$$

Application :

$$a = 1/4 \rightarrow a_1 = 2,5 \text{ V} ; a_2 = 0 ; a_3 = -833 \text{ mV} ;$$

$$a = 1/6 \rightarrow a_1 = 2,16 \text{ V} ; a_2 = 1,08 ; a_3 = 0 ;$$

$$a = 1/8 \rightarrow a_1 = 1,77 \text{ V} ; a_2 = 1,25 ; a_3 = 589 \text{ mV} ;$$

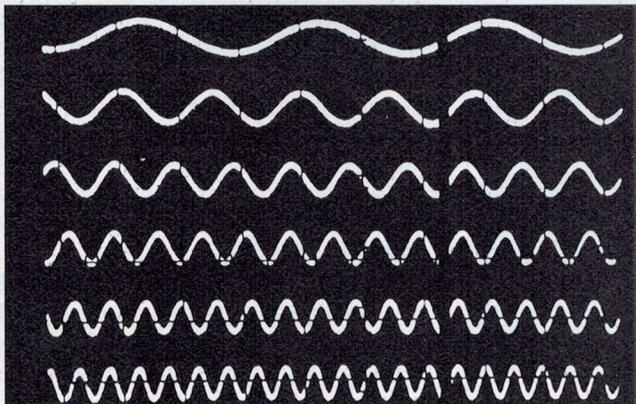
$$\rightarrow a_4 = 0 ; a_5 = 500 \text{ mV} ; a_6 = 0 ; a_7 = -357 \text{ mV}.$$

$$\rightarrow a_4 = -541 \text{ mV} ; a_5 = -433 \text{ mV} ; a_6 = 0 ; a_7 = 309 \text{ mV}$$

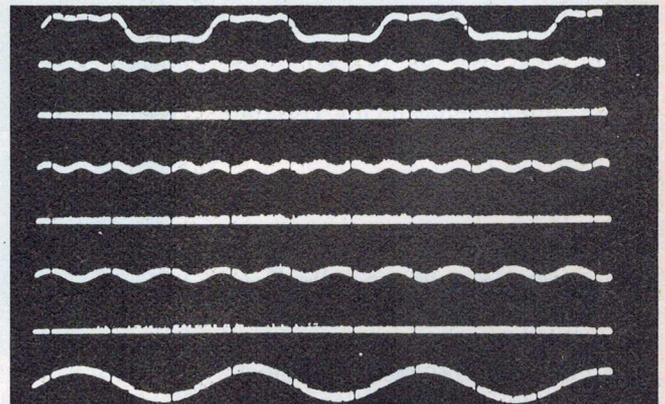
$$\rightarrow a_4 = 0 ; a_5 = -353 \text{ mV} ; a_6 = -417 \text{ mV} ;$$

$$a_7 = -253 \text{ mV}.$$

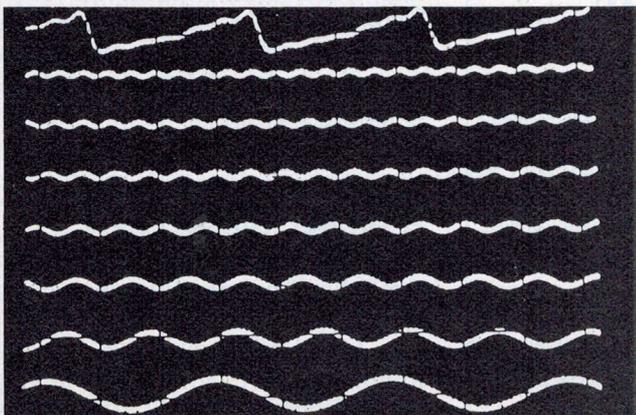
Quelques exemples de synthèse de signaux



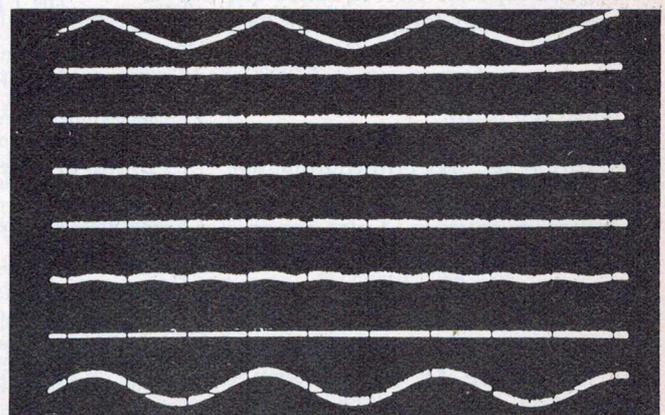
Synthèse d'un signal sinusoïdal.



Synthèse d'un signal carré.



Synthèse d'un signal en dents de scie.



Synthèse d'un signal triangulaire.

Les systèmes d'appel de personnes sont de plus en plus appréciés de leurs utilisateurs, en raison des importants gains de temps et de la plus grande disponibilité du personnel qu'ils permettent d'obtenir, au prix d'une infrastructure très légère et peu contraignante.

Réalisation d'un système d'appel de personnes

Entre les systèmes à boucle d'induction, limités au périmètre d'une entreprise, et le service public « Eurosignal » couvrant l'Europe entière, il reste évidemment une place pour des réalisations intermédiaires, autorisant des portées de quelques kilomètres.

L'utilisation de la « Citizen Band » des 27 MHz, légalement autorisée en France en modulation de fréquence sur 22 canaux, ouvre ici des horizons intéressants tant au niveau de systèmes professionnels économiques, qu'à celui du particulier, en raison du prix très abordable des émetteurs homologués de 2 W. C'est ce concept que l'auteur développe dans l'étude ci-après.

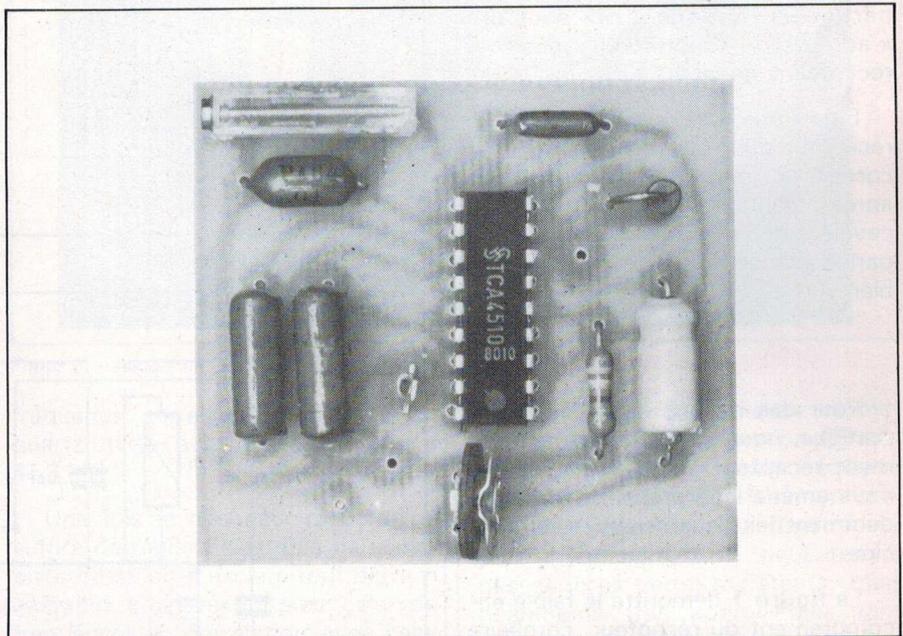


Photo 1. — La plaquette « décodeur » du système d'appel.

Principe d'un système d'appel simplifié à moyenne portée

Dans de bonnes conditions de dégagement des antennes, les émetteurs 27 MHz homologués 2 W F.M. permettent des portées en phonie de l'ordre de 10 à 20 km. La quasi-

impossibilité de disposer d'une antenne réceptrice dans les récepteurs d'appel de personnes réduit forcément cette portée de façon notable ; mais en revanche, il est toujours plus facile d'extraire du bruit de fond un signal codé qu'une conversation en phonie (d'où la survivance des communications en graphie).

Pourquoi un décodeur stéréo et non un décodeur de tonalité ? Tout d'abord pour des raisons de prix et de disponibilité, ensuite parce que les décodeurs stéréo sont par construction très peu sensibles à la modulation B.F., même de fort niveau, mais peuvent mettre en évidence de très faibles signaux à 19 kHz. Il suffisait de modifier les constantes de temps des réseaux RC associés pour permettre la détection dans la bande 300-3 400 Hz qui nous est imposée par la largeur des canaux CB. L'ajustable 10 k Ω multitours permet le choix exact de cette fréquence en accord avec le réglage du boîtier codeur. Nous avons personnellement effectué nos essais sur 2 kHz environ. Le point test « f » permet un contrôle précis de cette fréquence lors des réglages. L'autre ajustable sert à régler la sensibilité de détection à la mesure des performances nécessitées par le cas d'application en question.

Réalisation pratique

Récepteur et décodeur peuvent être câblés sur deux petits circuits imprimés dont le tracé est donné à la figure 3 et à la figure 4. La disposition des pastilles prévues pour l'alimentation, la sortie du récepteur, l'entrée du décodeur, et la masse, a été harmonisée d'une plaquette à l'autre afin de permettre leur montage face à face ou dos à dos, éventuellement au moyen de picots enfichables. L'encombrement du bloc ainsi réalisé permet une juxtaposition sans perte de place avec une petite batterie rechargeable de 9 V 100 à 200 mAh, un buzzer électronique (*Orbitec*), et un interrupteur marche/arrêt à glissière, éventuellement complété par des jacks de raccordement d'un chargeur, d'un écouteur, et d'une petite antenne.

Avec un fil souple de 30 cm, on peut atteindre la portée annoncée de 2 à 3 km, portée qui peut être augmentée à 5 km avec un petit fouet télescopique, mais qui ne dépasse guère le kilomètre sans autre antenne que quelques spires de fil à l'intérieur du boîtier plastique.

Les plans de câblage des deux platines (fig. 3 et 4), sont simples, et n'appellent pas de commentaire particulier en raison de leur facilité de réalisation (aucun bobinage à réaliser !). Pour le réglage, on connectera en sortie de récepteur un écouteur d'impédance supérieure à 1 k Ω , et on ajustera simplement les deux transformateurs F.I. de façon à obtenir la meilleure écoute d'une émission présente sur un canal dont la

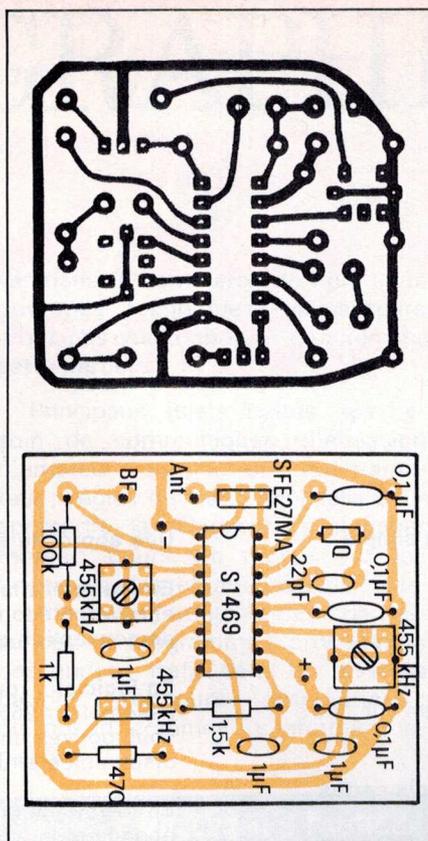


Fig. 3. — Réalisation du récepteur.

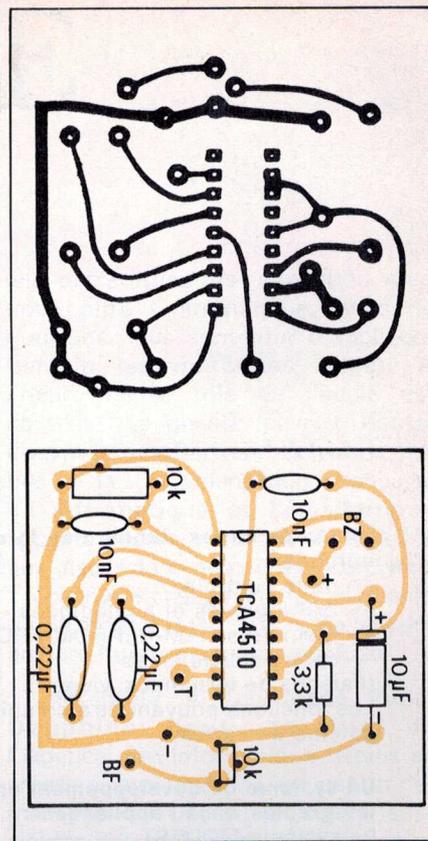


Fig. 4. — Réalisation du décodeur.

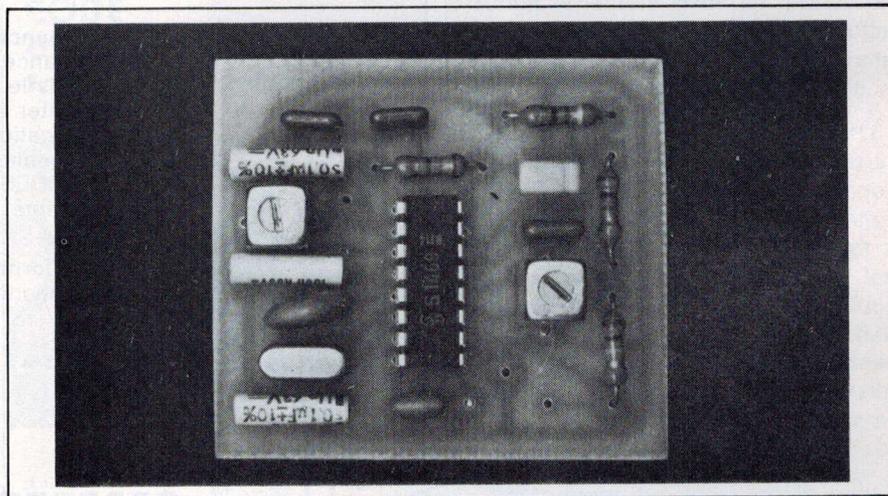


Photo 2. — Aspect de la plaquette « récepteur ».

fréquence correspondra à celle du quartz utilisé, augmentée bien sûr de 455 kHz.

Une fois le décodeur raccordé, il suffira de régler l'ajustable de sensibilité de façon à exclure tout déclenchement intempestif, puis celui de fréquence, en corrélation avec celui du codeur équipant l'émetteur. Aucune dérive n'est à craindre dans des conditions d'emploi raisonnables, puisque le « rapport de capture » de ces PLL est des plus performants.

Conclusion

Le boîtier d'appel de personnes ainsi réalisé peut recevoir des appels et si nécessaire des messages parlés

dans un rayon de quelques kilomètres autour de toute station CB homologuée, fixe ou mobile, équipée du codeur approprié. D'un encombrement voisin de celui d'un récepteur « Eurosignal », il peut rendre des services certes différents, mais néanmoins très appréciables tant pour le particulier que pour le professionnel, pour lequel le prix très réduit du récepteur, de l'émetteur CB, et de la licence PTT sera un atout déterminant. La courte durée (1 à 2 secondes) et la fréquence réduite des appels ne risque pas, par ailleurs, de gêner notablement le trafic CB, déjà rendu problématique par d'autres perturbations, infiniment plus sérieuses celles-ci.

Patrick Gueulle