

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

I.S.S.N. 0243 489X

Bimestriel N° 21 - Décembre 1981/Janvier 1982 - 18 F



ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Bimestriel N° 21 - Décembre 1981/Janvier 1982 - 18 F



SURSE : 9,00 FR. - TURISSE : 20,70 ML. - CANADA : CAN \$ 5,00 - ESPAGNE : 350 PESETAS - ITALIE : 4800 LIRE - BELGIQUE : 146 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, A. Billès, J. Ceccaldi, F. de Dieuleveult, P. Gueulle, M. Lacroix, J.-J. Lamboley, P. Lemeunier, M. Raby, R. Rateau, J. Sabourin, J. Trémolières, G. Wolff.**

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 1981 - Société Parisienne d'Édition
Dépôt légal : 3^e trimestre 1981 N° éditeur : **947**

« 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 Sports Presse - Imprimerie : Edicis, 75019 Paris.

SOMMAIRE



Les convertisseurs « analogique-numérique » 51



Réalisation d'un synthétiseur de fréquence 70-85 MHz 5
Conception d'une alimentation à découpage 100 W 15
Une télécommande I.R. 21
Télécommande par voie téléphonique 119



Nouveaux développements
des transistors MOS de puissance 77



La neurostimulation dans le traitement de la douleur 103



Utilisation pratique du ZX-80 27
Les transformées de Laplace
simplifient l'étude des circuits RC 87
Dispositif de lecture d'informations codées 115



Le L.S.E. : langage symbolique d'enseignement 59



Technologie et emploi des « piles » électriques 43

Concours de la meilleure application 20

Formulaire d'abonnement 4
Fiches techniques : circuits intégrés pour l'automobile 71
Calendrier 100
Bibliographie 123
Nouveautés-Informations 127
Cartes « Service-Lecteurs » 135-136

La technologie des synthétiseurs de fréquence, très utilisés dans les circuits de radiocommunication notamment, bénéficie maintenant des performances de composants — codeurs, diviseurs... — spécialement adaptés aux besoins nouveaux.

Réalisation d'un synthétiseur de fréquence : 70-85 MHz

Le synthétiseur décrit ici, fait largement appel à ces produits. Il utilise notamment le circuit intégré NJ 8811 qui est un circuit construit en technologie N-MOS assurant toutes les fonctions de décodage et de contrôle pour les synthétiseurs de fréquence. Il est destiné à être utilisé avec les prédiviseurs à quatre modules, tels que le SP 8901 ou le SP 8906 formant ainsi un synthétiseur universel codé en binaire, pouvant prendre place dans les émetteurs-récepteurs portatifs.

Egalement utilisés ici, le prédiviseur SP 8906 permet la synthèse des fréquences inférieures à 500 MHz et le SP 8901 des fréquences inférieures à 1 GHz.

Description générale

Conformément à la **figure 1** représentant le synoptique du circuit intégré, le NJ 8811 comprend trois blocs distincts : le diviseur de référence, le diviseur programmable et le comparateur phase/fréquence.

Toutes les entrées et les sorties du circuit sont compatibles TTL.

Le diviseur de référence

Le diviseur de référence reçoit les signaux d'un oscillateur à quartz dont la fréquence maximale doit être

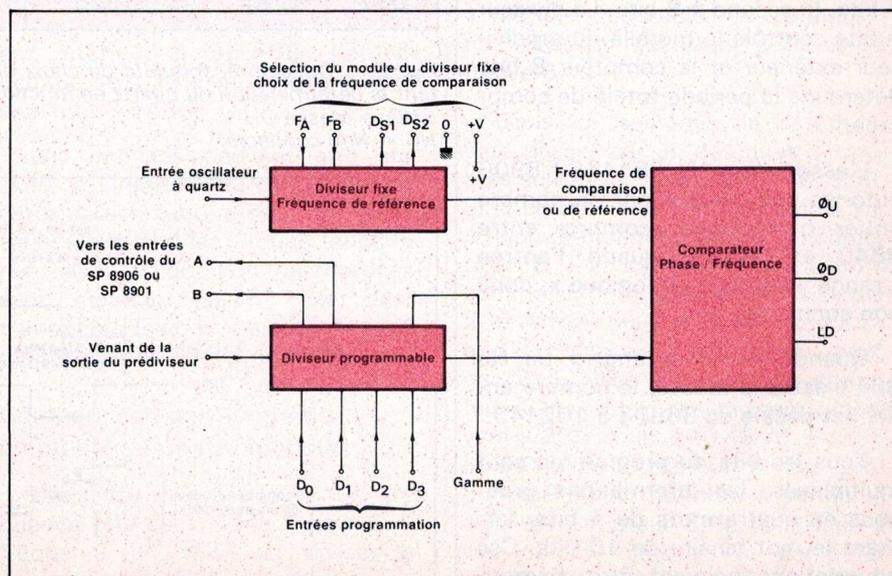


Fig. 1

de 10 MHz et l'amplitude minimale à cette fréquence 200 mV efficaces. Pour une fréquence inférieure : 4,8 MHz, l'amplitude minimale n'est que de 50 mV efficaces. Le couplage de l'oscillateur au circuit intégré est capacitif, en l'occurrence une simple capacité de 1 nF.

Le diviseur de référence peut être positionné sur un des seize modules : 128, 160, 192, 240, 256, 320, 384, 480, 512, 640, 768, 960, 1024, 1280, 1536 ou 1920. Comme le montre le tableau de la figure 2, le diviseur permet les fréquences de comparaison - fréquence de référence, mais aussi espacement entre canaux - les plus courantes.

La sélection est faite en utilisant les deux entrées F_A et F_B qui seront connectées, soit à la masse, donc au « zéro logique », soit laissées « en l'air » donc au « un logique », soit reliées à une des sorties DS_1 ou DS_2 - « Data Select » 1 ou 2 - Les deux derniers états sont reconnus grâce à une logique interne de décodage.

Le diagramme des temps pour les sorties DS_1 et DS_2 est représenté à la figure 3. La fréquence des signaux présents sur ces sorties se déduit de la fréquence de l'oscillateur divisée par 4096, mais est indépendante de la fréquence de comparaison.

Le module choisi pour le diviseur de référence peut être mémorisé par le circuit en mettant la sortie DS_2 à la masse de la manière indiquée à la figure 3.

Le diviseur programmable

La section diviseur programmable du NJ 8811 consiste en deux compteurs programmables : le premier à 4 bits, le second à 8 bits. Le diviseur 4 bits contrôle le module du prédiviseur extérieur et le compteur 8 bits détermine la période totale de comptage.

L'association NJ 8811/SP 8906 autorise une division par un nombre entier quelconque, compris entre 3840 et 69375, quand l'entrée « range » est au « un logique », donc non connectée.

Quand l'entrée « range » du NJ 8811 est à la masse, le nombre entier est décalé de 36608 à 102143.

Tous les bits du programme sont multiplexés, les informations groupées en quatre mots de 4 bits, formant le mot binaire de 16 bits. Ces informations peuvent être mémorisées par le circuit en connectant la

sortie DS_2 juste après que le transfert interne des informations ait lieu ; à partir de ce moment, le démultiplexeur interne peut être stoppé en connectant la sortie DS_1 à la masse comme le montre la figure 3.

Comparateur phase/fréquence

Le schéma interne du comparateur de phase est représenté à la figure 4. Les sorties des deux diviseurs : diviseur programmable et

diviseur de référence du NJ 8811, sont connectées d'une manière interne aux entrées du comparateur de phase, entrées horloge d'une bascule D. Les trois sorties du comparateur sont à drains ouverts et des résistances de 10 k Ω doivent être connectées pour pouvoir observer les signaux de la figure 5.

Le diagramme des temps donne l'état des sorties pour trois cas : fréquence de l'oscillateur trop haute, fréquence de l'oscillateur - VCO - trop basse, et système verrouillé.

F_A	F_B	DIVISION	F_{REF} $X_{TAL} = 4,8$ MHz kHz	F_{REF} $X_{TAL} = 10,24$ MHz kHz
GND	DS2	128	37,5	80
GND	DS1	160	30	64
GND	NC	192	25	53,333
GND	GND	240	20	46,833
NC	DS2	256	18,75	40
NC	DS1	320	15	32
NC	NC	384	12,5	26,66
NC	GND	480	10	23,416
DS1	DS2	512	9,375	20
DS1	DS1	640	7,5	16
DS1	NC	768	6,25	13,33
DS1	GND	960	5	11,708
DS2	DS2	1024	4,6875	10
DS2	DS1	1280	3,75	8
DS2	NC	1536	3,125	6,66
DS2	GND	1920	2,5	5,854

Fig. 2. - Tableau récapitulatif du choix du module du diviseur de référence permettant la détermination du quartz en fonction de l'espacement choisi entre canaux.

GND = Masse OU
NC = Non connecté.

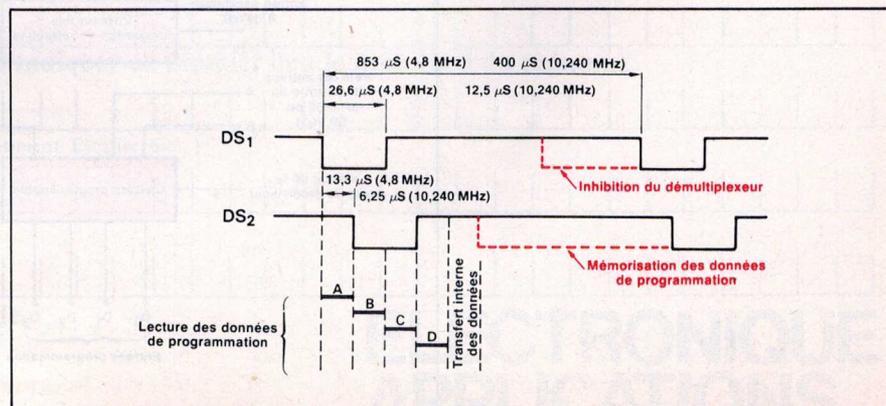


Fig. 3

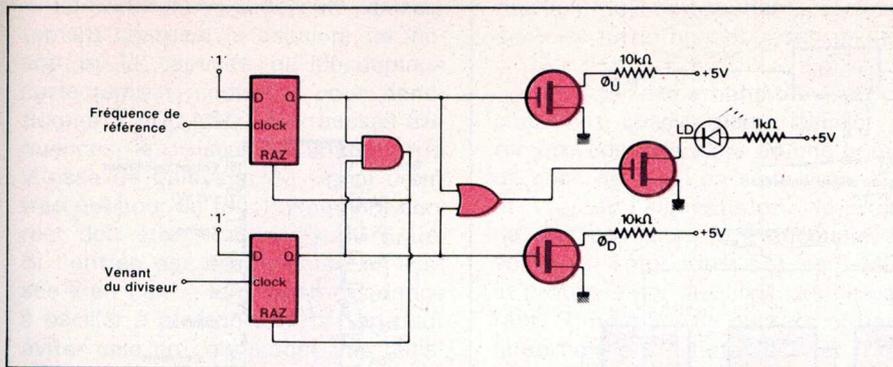


Fig. 4

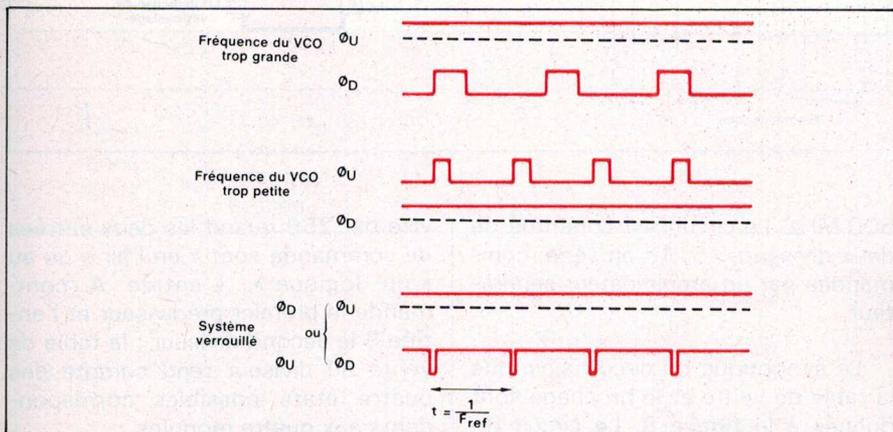


Fig. 5

Programmation du système

La programmation du synthétiseur requiert la connaissance des deux paramètres suivants :

- La fréquence de référence de comparaison, égale à l'espacement entre canaux si on utilise le SP 8901.
- La fréquence du VCO, fréquence à synthétiser.

Les données de programmation sont fournies au circuit sous forme de 4 mots de 4 bits, la lecture de ces informations est contrôlée par les deux sorties : « Data Select », la séquence de lecture est représentée à la figure 3.

Pour un VCO donné, et l'espacement entre canaux étant connu, on veut donc le nombre N à programmer ; on utilise la formule classique :

$$f_{VCO} = (N + R) f_{REF}$$

avec N représentant les quatre mots de 4 bits :

$$N = A + 16 B + 256 C + 4096 D$$

A, B, C et D étant des nombres entiers, compris entre 0 et 15, et codés en binaire pur :

$$A = a_1 + 2 a_2 + 4 a_3 + 8 a_4$$

avec a_1, a_2, a_3, a_4 prenant la valeur 0 ou 1 d'une manière plus que classique.

En binaire pur, on a N :

$$N = 1 n_1 + 2 n_2 + 4 n_3 + 8 n_4 + 16 n_5 + 32 n_6 + 64 n_7 + 128 n_8 + 256 n_9 + 512 n_{10} + 1024 n_{11} + 2048 n_{12} + 4096 n_{13} + 8192 n_{14} + 16384 n_{15} + 32768 n_{16}$$

Connaissant f_{VCO} et f_{REF} , on en déduit la valeur du nombre N + R puis, selon cette valeur, on soustrait 3 840 ou 36 608, et on en déduit N par une conversion binaire classique.

Si N + R est supérieur à 36 608, on mettra l'entrée « gamme » à zéro et l'on soustrait 36 608 ; si N + R est inférieur à 36 608, l'entrée gamme sera au « un logique » et on soustrait 3 8430.

Les données peuvent être stockées à l'intérieur du circuit intégré, cette caractéristique peut se révéler très utile quand les circuits fonctionnent avec l'aide d'un microprocesseur, mais le NJ 8811 est aussi compatible avec la majorité des mémoires mortes PROM ou ROM.

Comparaison des synthétiseurs : un module – quatre modules

Dans les synthétiseurs de fréquence tels ceux de la figure 6, la fréquence du VCO est divisée et comparée à la fréquence obtenue en divisant la fréquence d'oscillation du

quartz. Les signaux de sortie dus à cette comparaison consistent en de brèves impulsions qui, une fois intégrées, créent une tension continue appliquée au VCO qui asservit la fréquence de ce VCO.

Un synthétiseur équipé d'un diviseur simple, est limité à des fréquences d'environ 50 MHz car un compteur entièrement programmable n'est pas forcément simple ; on doit alors utiliser un prédiviseur entre le VCO et le compteur.

selon le synoptique, l'espacement entre canaux ne peut être inférieur à $M \cdot f_{REF}$. Si l'espacement des canaux est faible : 10 kHz, ou même 1 kHz, la fréquence de comparaison sera 1 kHz ou 100 Hz en prenant $M = 10$. La boucle est alors lente, le filtrage devant être fait à de très basses fréquences.

D'autre part, pour un saut de phase $\Delta \Phi$ du VCO, la variation à l'entrée du détecteur de phase devient $\Delta \Phi / M \cdot N$. Si ce saut est dû à un changement de N en N + 1, l'erreur de phase à l'entrée du comparateur devient : $\Delta \Phi / M (N + 1)$.

Ce résultat entraîne des limitations sur la valeur de la fréquence de référence incompatibles avec la nécessité de fréquences de référence hautes – facilitant le filtrage du signal d'erreur.

Pour parer aux difficultés apportées par le diviseur à module unique, on utilise un diviseur à double module ; la division pouvant être faite soit par N, soit par N + 1 ; c'est une méthode très efficace pour obtenir le nombre total voulu. Les limites du système sont atteintes lorsque l'on désire des bandes de fréquence très étendues. Cette technique peut toutefois être utilisée avec des diviseurs à module quadruple. La configuration obtenue est alors celle de la figure 6.

Dans ce système, le compteur peut diviser par un des quatre nombres suivants : 256, 255, 240, 239. Si le compteur A est programmé sur un nombre inférieur à celui du compteur B, le système fonctionne comme suit : le prédiviseur divise par 239 A fois, puis par 240 jusqu'à ce que le compteur B soit plein ; puis, par 256 jusqu'à ce que le compteur C soit plein. Le diviseur global vaut : $239 A + 240 (B - A) + 256 (C - B)$. Si le compteur A est programmé sur un nombre supérieur à celui du compteur B, le comptage a lieu comme il suit : le compteur compte par 239 jusqu'à ce que le compteur B soit plein – donc B fois –

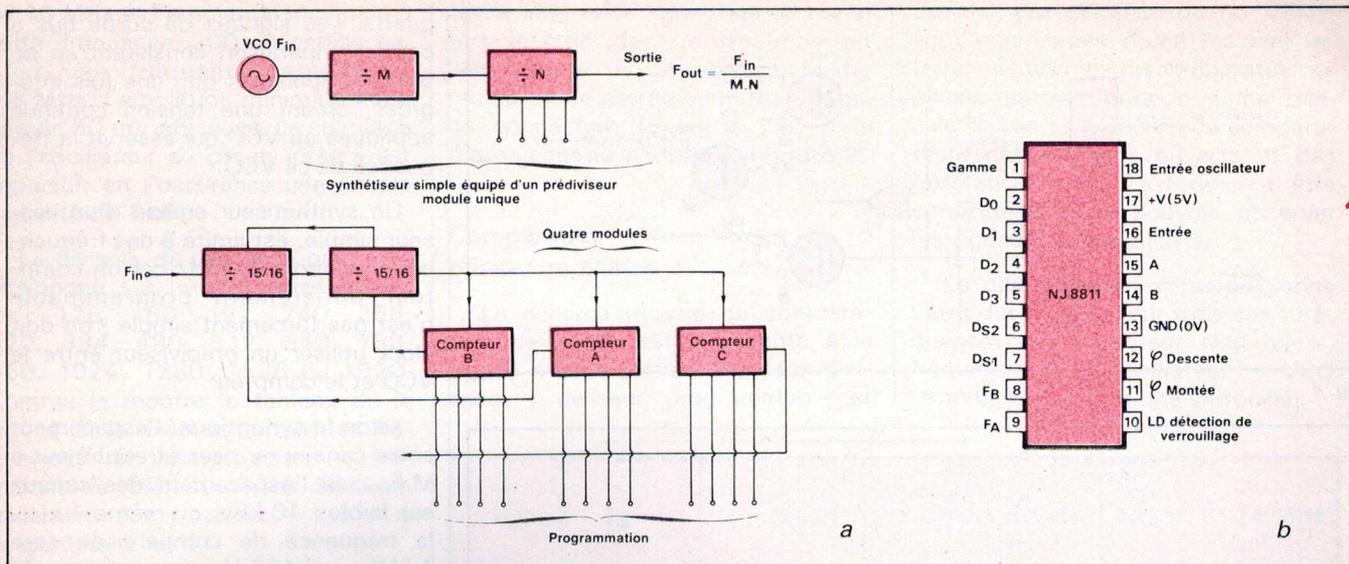


Fig. 6 a - Fig. 6 b

puis par 255 jusqu'à ce que le compteur A soit plein et finalement par 256 jusqu'à ce que C soit plein. Le diviseur global vaut : $239 B + 255 (A-B) + 256 (C-A)$. Et dans les deux cas, on obtient : $256 C - 16 B - A$.

Les limites du système sont calculées pour $C = 16$, $B = 15$ et $A = 16$, limite inférieure de 3 840 et $C = 271$, $B = 0$, $A = 1$, limite supérieure 69 375, donnant un total de $32\,768 = 2^{15}$ diviseurs possibles.

Quand l'entrée « gamme » est utilisée, on opère un décalage de $65\,535 = 2^{16} - 1$; le comptage est exécuté entre 36 608 et 102 143, donnant toujours 32 768 diviseurs possibles. Les deux gammes se recoupant, on obtient donc 98 303 diviseurs et donc autant de canaux possibles.

Jusqu'à 500 MHz le diviseur quatre module le plus approprié est le SP 8906; pour des fréquences supérieures - jusqu'à 1 GHz - le SP 8901 remplace avantageusement le SP 8906. Le SP 8901 n'est autre qu'un SP 8906 auquel il est ajouté un prédiviseur par deux avant le diviseur à module quadruple.

Le tableau de la figure 7 récapitule et regroupe toutes les combinaisons possibles pour un synthésiseur avec un quartz de 4,8 MHz. La configuration à adopter est choisie en fixant la gamme de fréquence maximale devant être couverte par le synthésiseur, et l'espacement entre canaux. On en déduit alors le niveau devant être appliqué à l'entrée gamme - broche 1 du NJ 8811 - et le couple de circuits intégrés à utiliser.

Le SP 8906

Le SP 8906 est un diviseur à quatre modules, fonctionnant jusqu'à

500 MHz. Le circuit est constitué de deux diviseurs 15/16 en série, commandés par un amplificateur séparateur.

Le synoptique du circuit ainsi que la table de vérité et le brochage sont donnés à la figure 8. Le circuit di-

visé par 256 quand les deux entrées de commande sont « en l'air » ou « un logique ». L'entrée A commande le premier prédiviseur et l'entrée B le second diviseur; la table de vérité du diviseur rend compte des quatre états possibles correspondant aux quatre modules.

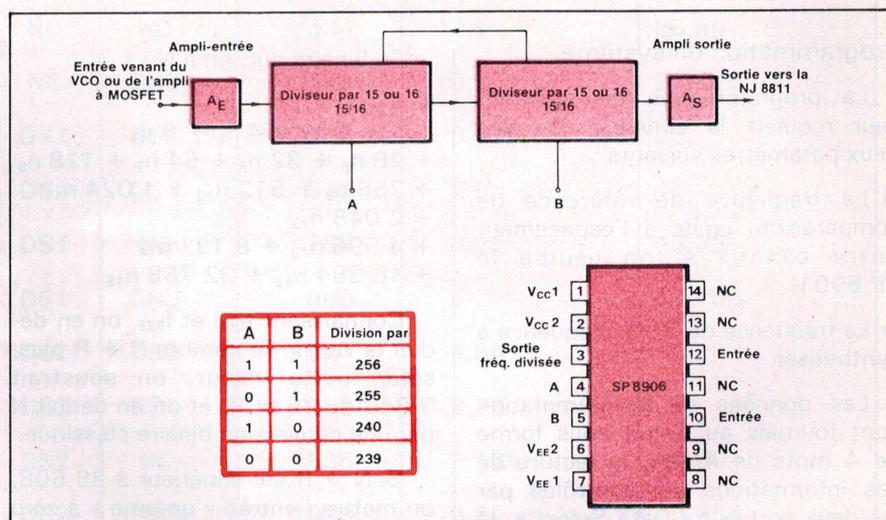


Fig. 8

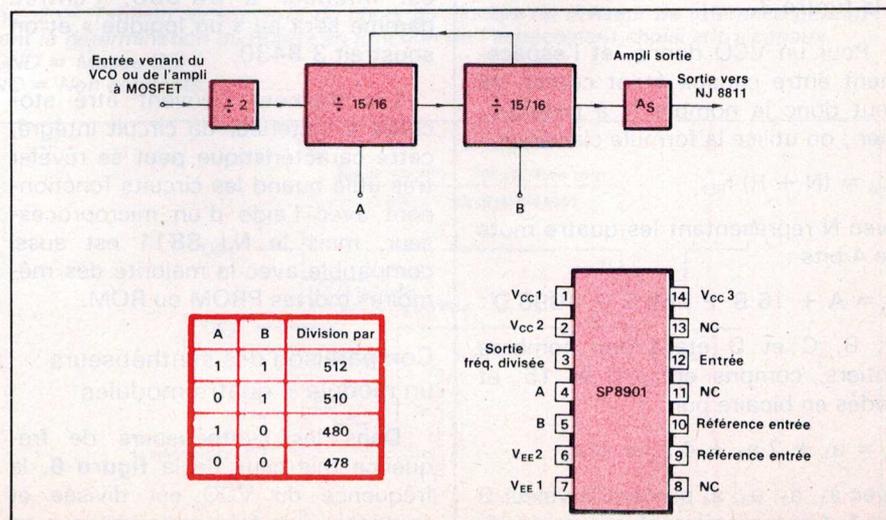


Fig. 9

La sortie du VCO doit être correctement chargée, la capacité de liaison et la capacité de découplage correctement choisies, pour fonctionner à 500 MHz. Aux basses fréquences, le diviseur est limité par la vitesse de balayage du signal d'entrée qui pour un fonctionnement correct doit être supérieur à 50 V/ μ s. Si l'entrée est déconnectée et laissée « en l'air », le circuit a tendance à osciller à environ 2 MHz ; on peut éviter cela en connectant une résistance entre la broche 10 et la

masse. Malheureusement, cette résistance réduit un peu la sensibilité.

Dans certaines conditions, le circuit peut quand même osciller, le remède consiste alors en une bobine de choc de 1 μ H en série entre V_{CC1} et V_{CC2} et l'alimentation ; le circuit ne doit pas alors être découplé. La sortie est compatible TTL et C-MOS et protégée par des limiteurs de courant, 3 mA pour un courant entrant, la sortie étant à l'état bas, et 5 mA pour un courant sortant, la sortie

étant à l'état haut. Les entrées A et B de contrôle du module sont reliées par des résistances au V_{CC1} et permettent un interface facile avec des circuits TTL : collecteur ouvert ou « totem pole » ou circuit MOS, sortie à drain ouvert ou sortie complémentaire C-MOS.

Il est possible d'éliminer ou tout au moins de réduire considérablement les couplages entrée/sortie, sortie/entrée, en alimentant le circuit par deux sources différentes,

Référence (kHz)	NJ 8811/SP 8906				NJ 8811/SP 8901		
	Entrée gamme range broche 1	Espace entre canaux (kHz)	Gamme couverte (MHz)		Espace entre canaux (kHz)	Gamme couverte (MHz)	
2,5	0	2,5	91,5	255,4	5	183,0	510,8
	1		9,6	173,5		19,2	347
3,125	0	3,125	114,4	319,2	6,25	228,8	638,4
	1		12,0	216,8		24,0	433,6
3,75	0	3,75	137,3	388,0	7,50	274,6	766,0
	1		14,4	260,2		28,8	520,4
4,6875	0	4,6875	171,600	478,795	9,375	343,200	957,59
	1		18,000	325,195		36,00	650,390
5	0	5	183,04	500	10	366,08	1000
	1		19,2	346,875		38,4	693,75
6,25	0	6,25	228,799	500	12,5	457,598	1000
	1		24,00	433,59375		48,00	867,1875
7,5	0	7,5	274,6	500	15	549,120	1000
	1		28,8	500		57,600	1000
9,375	0	9,375	343,200	500	18,75	686,00	1000
	1		86,00	500		72,00	1000
10	0	10	366,08	500	20	732,160	1000
	1		38,400	500		76,800	1000
12,5	0	12,5	457,598	500	25	915,200	1000
	1		48,00	500		76,800	1000
15	0	15	—	—	30	—	—
	1		57,6	500		115,200	1000
18,75	0	18,75	—	—	37,5	—	—
	1		72,00	500		144,00	1000
20	0	20	—	—	40	—	—
	1		76,8	500		153,600	1000
25	0	25	—	—	50	—	—
	1		96,0	500		192,00	1000
30	0	30	—	—	60	—	—
	1		115,2	500		230,400	1000
37,5	0	37,5	—	—	75	—	—
	1		144,00	500		288	1000

Fig. 7. — Tableau donnant toutes les combinaisons possibles $f_{XTAL} = 4,8$ MHz en fonction de la fréquence de référence choisie et du couple utilisé.

l'une connectée à V_{CC1} , l'autre à V_{CC2} .

Le SP 8901

Le SP 8901 diffère peu du 8906, la **figure 9** représente le synoptique, la table de vérité et le brochage du circuit. L'entrée horloge doit être convenablement chargée, et les condensateurs utilisables à 1 GHz, la limitation aux fréquences basses est fonction de la vitesse de balayage, qui doit être supérieure à $200 \text{ V}/\mu\text{s}$. Le fonctionnement aux basses fréquences peut être amélioré en ajoutant un hystérésis aux broches référence d'entrée. Pour ce faire, on connecte une résistance de $33 \text{ k}\Omega$ entre la broche 10 et la masse ; les entrées 9 et 10 étant découplées par un condensateur de 1 nF . Plus la différence de tension entre les broches 9 et 10 est importante, et plus l'hystérésis est grand. De trop forts hystérésis dégradent la sensibilité du prédiviseur aux fréquences les plus élevées. La sortie et les entrées de commande du circuit sont identiques à celles du SP 8906.

Il existe, à la broche 16 du circuit,

une troisième tension d'alimentation, qui détermine la fréquence maximale de travail. Cette alimentation est destinée au diviseur par deux. Avec 5 V , la fréquence maximale est de 900 MHz ; cette limite passe à 1 GHz si V_{CC3} est reliée à une source de $6,8 \text{ V}$. Pour la bobine de choc de $1 \mu\text{H}$, les mêmes remarques s'appliquent au SP 8901.

Application

Les circuits SP 8906 et NJ 8811 nous ont permis de réaliser un synthétiseur fonctionnant entre 70 et 85 MHz , l'espacement des canaux étant de 10 kHz . Le verrouillage est assuré sur un minimum de 1500 canaux. Le schéma utilisé est représenté à la **figure 10**.

Le même schéma peut être utilisé pour n'importe quelle bande de fréquence inférieure à 500 MHz conformément au tableau de la **figure 7**. L'amplificateur à MOSFET entre le VCO et le prédiviseur peut être omis pour des fréquences inférieures à 300 MHz , le coût, l'encombrement et la consommation du système,

peuvent alors être réduits. Entre 300 et 500 MHz , l'amplificateur doit absolument être utilisé. Si le synthétiseur doit fonctionner jusqu'à 1 GHz , le 8906 sera remplacé par le 8901 ; l'amplificateur à MOSFET connecté et la fréquence de comparaison — fréquence de référence — choisie égale à la moitié de l'espacement entre les canaux.

Un blindage efficace, ainsi que des écrans appropriés réduisent les risques d'apparition de bandes latérales parasites à la sortie du VCO. La programmation est effectuée en utilisant le code binaire, grâce à des interrupteurs DIL, ou des mémoires, ou encore un microprocesseur. Lorsque la diode électroluminescente est allumée, le synthétiseur n'est pas verrouillé, le signal haut — verrouillé — peut être utilisé pour commander le silencieux d'un récepteur, ou l'inhibition d'un ampli de puissance.

Oscillateur de référence

On peut voir dans un synthétiseur un multiplicateur de fréquence puisque la fréquence synthétisée est un multiple de la fréquence de référence. Toutes les variations affectant

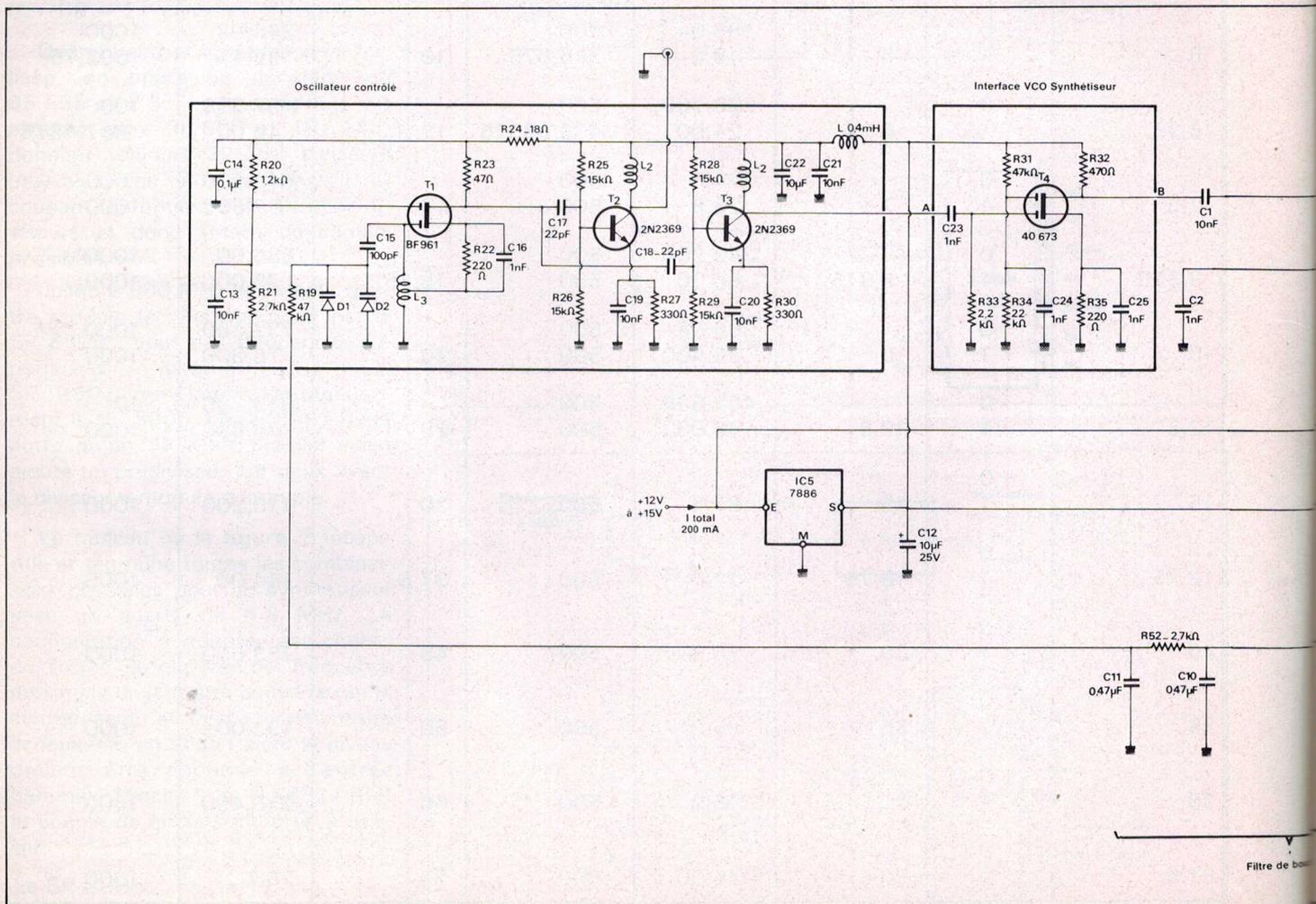


Fig. 10

la fréquence de référence sont donc transmises à la fréquence synthétisée. Pour cette raison, la précision de l'oscillateur doit être la même que celle que l'on recherche sur la fréquence synthétisée. Pour éviter une modulation de fréquence parasite, le rapport signal/bruit pour la commande du VCO doit être aussi grand que possible.

Caractéristiques du VCO

Le VCO doit couvrir la gamme de fréquence désirée en fonction de l'excursion de la tension de commande. Le coefficient de surtension du circuit oscillant doit être aussi élevé que possible pour obtenir des bandes latérales de bruit aussi faible que possible. On remarque souvent que, lorsque l'entrée du VCO est à trop haute impédance, elle peut être parasitée par les signaux forts. Un découplage sérieux des lignes et des alimentations du VCO, ainsi qu'un blindage efficace est toujours nécessaire. Le VCO et le prédiviseur ne devront pas voisiner si cela est possible, et, pour améliorer l'isolation, on pourra utiliser un étage supplémentaire à transistor MOSFET.

Ce VCO devra être construit

conformément au schéma publié dans cette étude, et avec le plus grand soin. Le blindage est en cuivre de 0,5 mm d'épaisseur que l'on peut facilement découper, même avec des ciseaux. Une analyse spectrale révèle une très bonne réjection de l'harmonique 2 malgré les étages tampons totalement apériodiques. Nous avons constaté avec certains VCO des harmoniques de rang très élevé 8,9 et 10 à seulement - 15 dB du fondamental. Ces harmoniques peuvent venir perturber les bandes de radiodiffusion FM harmonique 4 quand la fondamentale est dans la gamme des 27 MHz, et même les bandes de télévision.

Le synthétiseur

Le schéma de principe du synthétiseur 70-85 MHz est donné à la figure 10.

Le VCO est un Hartley classique ; le taux de réaction est fixé par le rapport des spires entre la masse et la prise intermédiaires au nombre de spires totales. On peut donc l'utiliser pour différentes plages de fréquence, en changeant simplement le diamètre de la bobine L₁, mais en conservant les autres caractéristi-

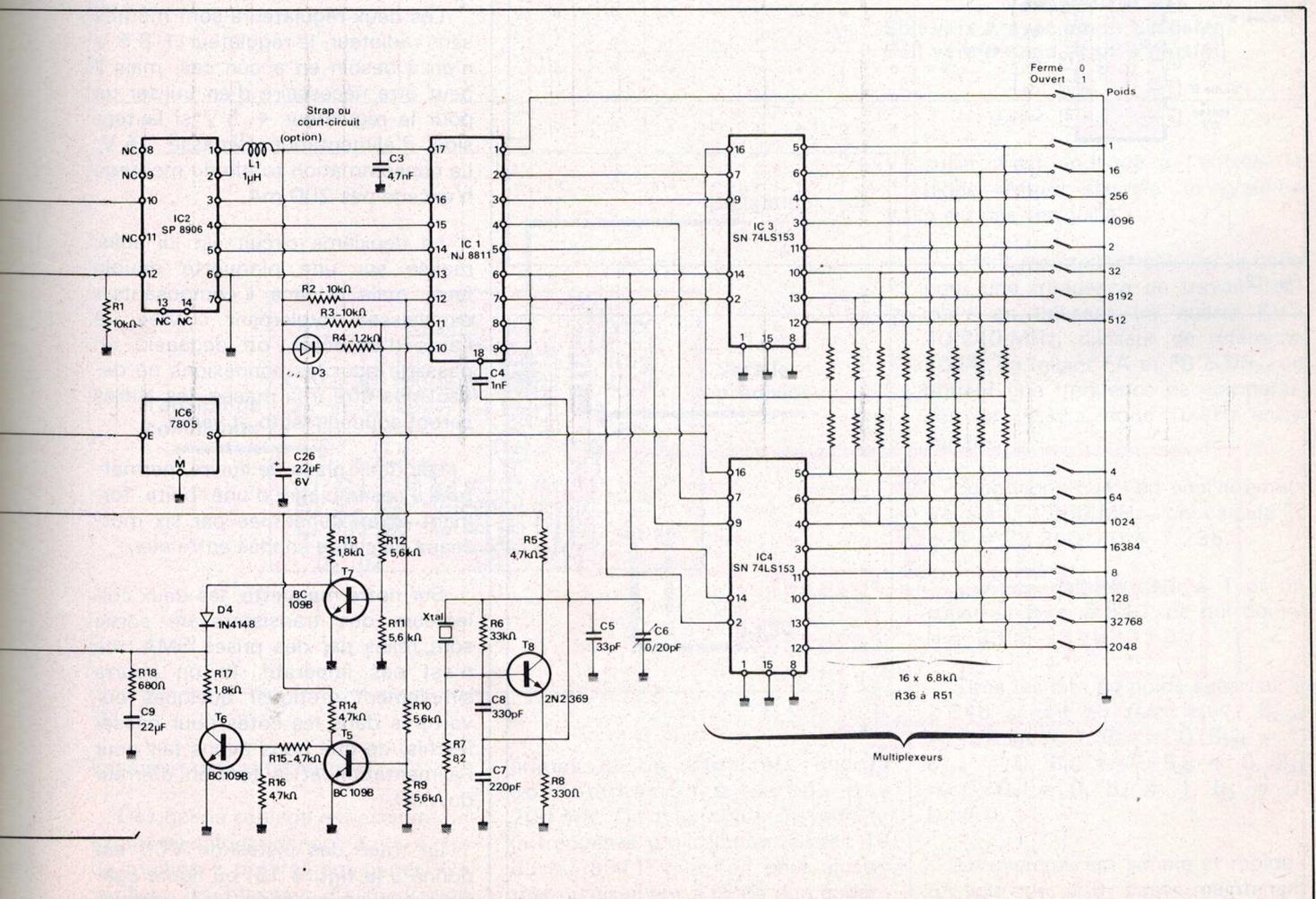
ques. Les deux diodes Varicap montées en parallèle permettent un gain assez important : 2,5 MHz/V, comme le montre la courbe de la figure 11. La linéarité est bonne entre 2 et 6 V, surtout si l'on considère une faible déviation en fréquence ; en bande étroite : ± 5 kHz. L'interface entre le VCO et le synthétiseur ne sera mis en place que si l'on utilise une fréquence supérieure à 300 MHz, ce qui n'est pas notre cas, et les points A et B seront donc court-circuités, les composants autour du MOSFET non implantés.

Viennent ensuite les circuits de synthèse, le diviseur, le contrôleur puis l'oscillateur local autour de T₅, les amplificateurs de sortie et le filtre de boucle.

Grâce à deux circuits intégrés TTL supplémentaires, IC₃ et IC₄, dont le schéma interne et la table de vérité sont donnés à la figure 12, les 16 données d'entrées sont multiplexées et fournissent le programme au NJ 8811.

Les multiplexeurs TTL 74LS 153 ont un fonctionnement très simple comme le montre la table de vérité.

Quand l'entrée G est au « un logi-



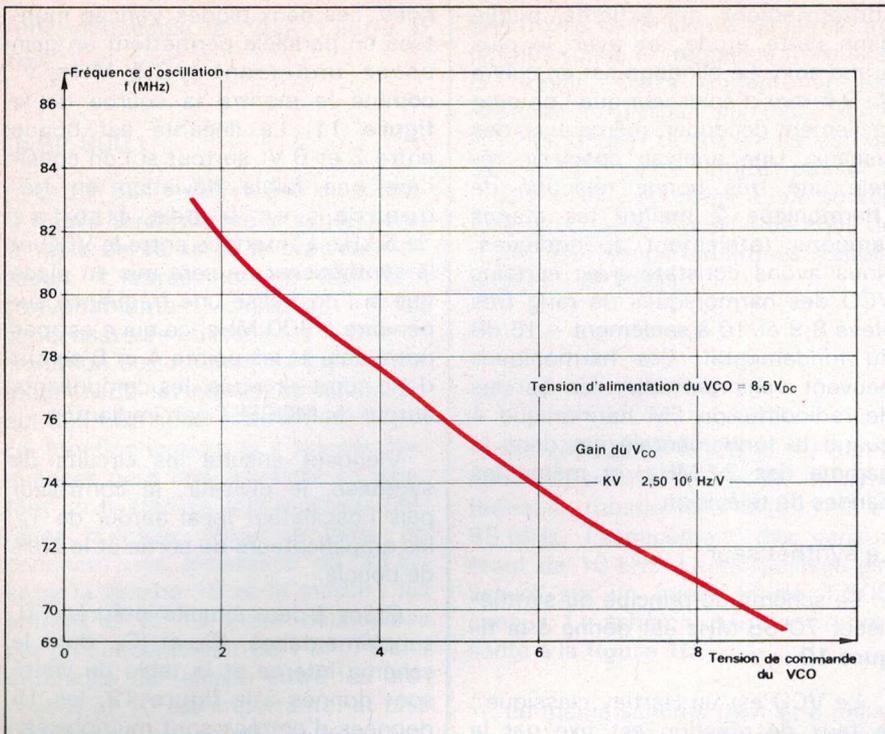


Fig. 11

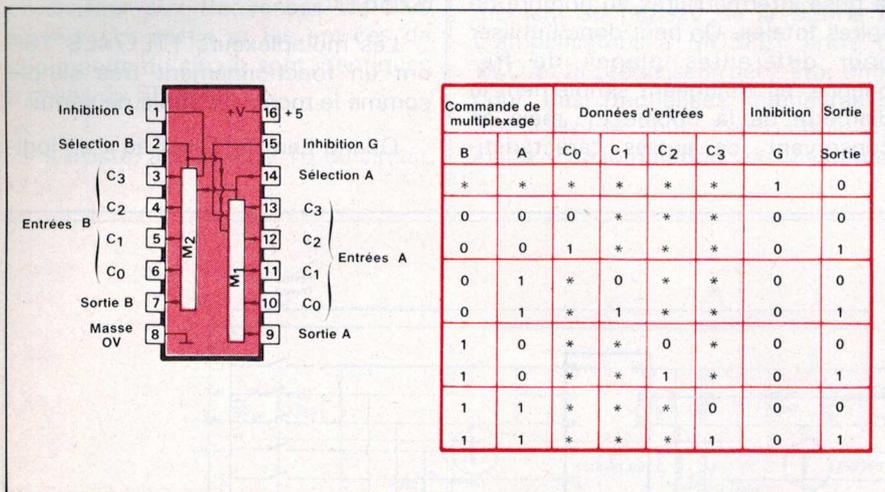


Fig. 12

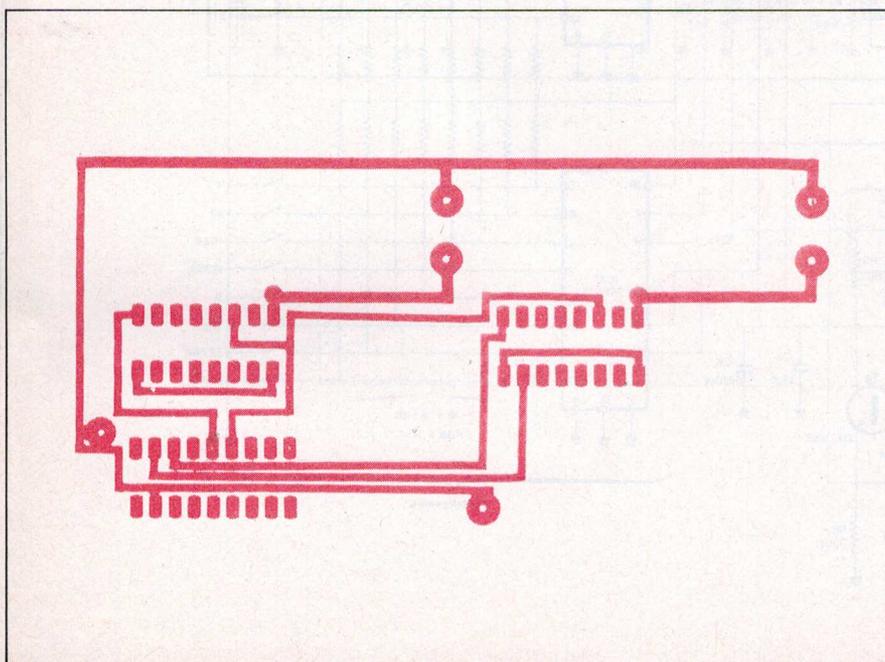


Fig. 13

que », toutes les sorties sont à zéro, quel que soit l'état de toutes les autres entrées ; le multiplexage est arrêté. Le multiplexage fonctionne dès que l'entrée G est à 1 ; le circuit intégré comporte deux multiplexeurs : quatre entrées et une sortie, la sortie recopie l'état d'entrée d'une des voies en fonction du code appliqué aux entrées de commande, sélection A, broche 14 et sélection B, broche 2.

Grâce à deux circuits 74LD 153, les 16 bits nécessaires au codage de l'unité de contrôle NJ 8811 sont groupées en quatre mots de 4 bits grâce aux signaux de commande DS₁ et DS₂ provenant du NJ 8811.

Réalisation

La maquette a été réalisée sur deux circuits imprimés différents. Le premier est double face, dont le tracé des pistes est à la figure 13, le côté composants à la figure 14 où tous les éléments, excepté le VCO, sont présents ; si la plaquette est à trous non métallisés, cas le plus courant, on prendra garde de bien souder les composants servant de traverses des deux côtés du circuit.

Les deux régulateurs sont montés sans radiateur, le régulateur + 8,5 V n'en a besoin en aucun cas, mais il peut être nécessaire d'en utiliser un pour le régulateur + 5 V si la tension d'alimentation dépasse 15 V. La consommation totale du montage n'excède pas 200 mA.

Le deuxième circuit est lui aussi réalisé sur une plaquette double face, mais la face « composants » est laissée totalement cuivrée ; à l'aide d'un forêt, on dégagera un passage pour les connexions ne devant pas être à la masse, les autres seront soudées recto et verso.

Les deux plans de cuivre, permettent l'assemblage d'une boîte formant écran constituée par six morceaux de cuivre soudés entre eux.

Sur notre maquette, les deux collecteurs des transistors de sortie sont reliés par des prises SMA ; ce n'est pas impératif, et on pourra simplement pratiquer quelques ouvertures dans les côtés pour passer les fils, ce que nous avons fait pour l'alimentation et la tension d'erreur du VCO.

Le tracé des pistes du VCO est donné à la figure 15, où figure également l'implantation des composants.

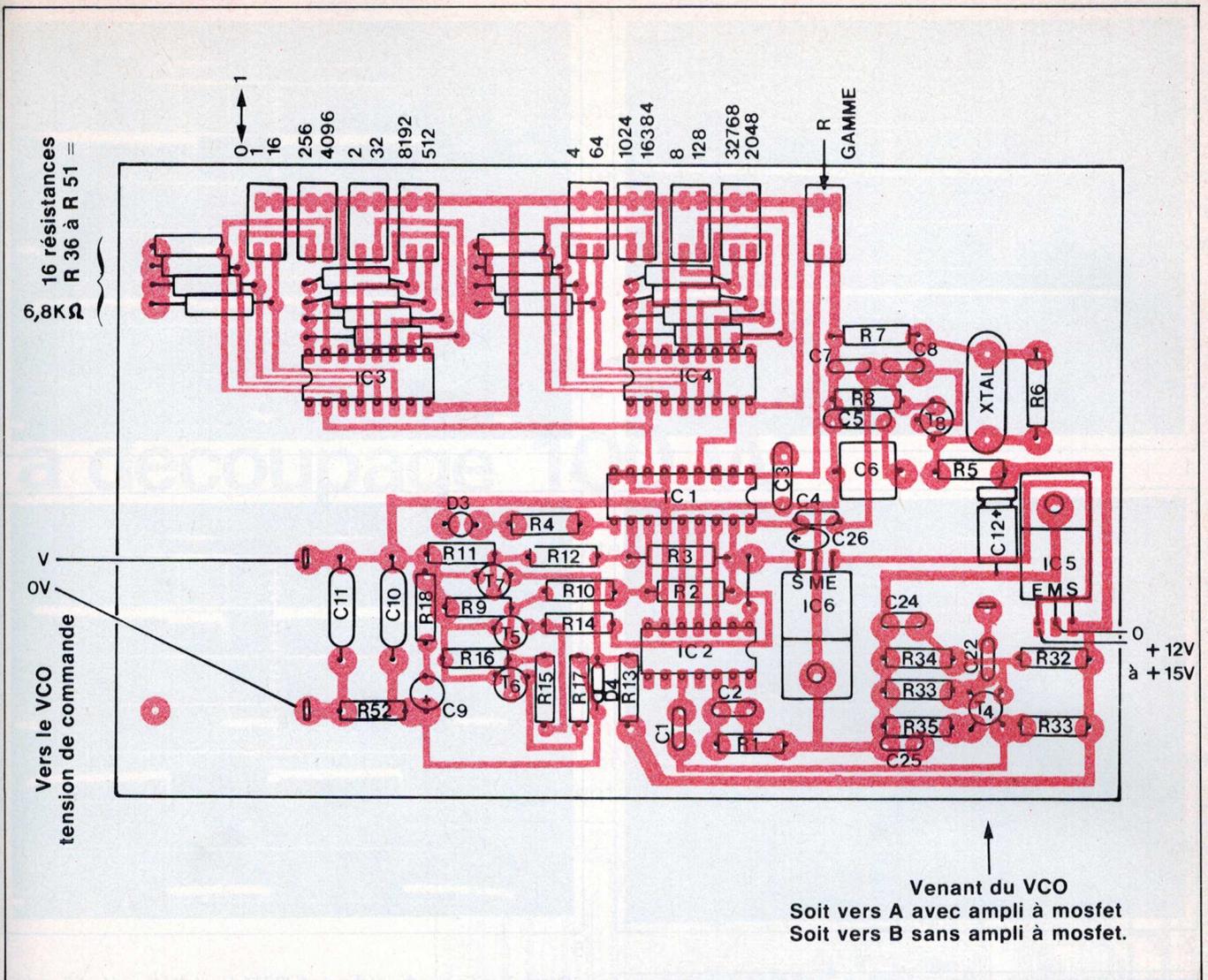


Fig. 14

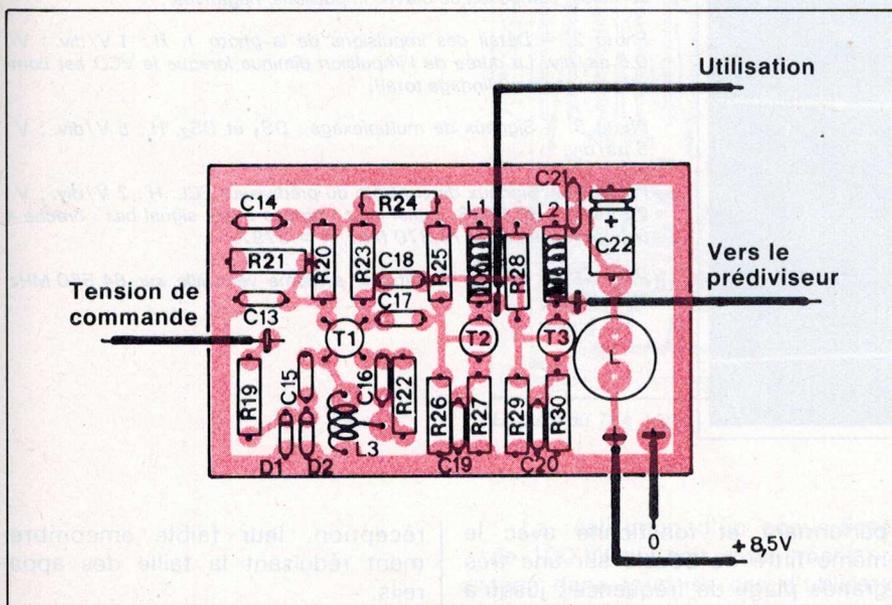


Fig. 15

Essais et programmation

Dès que le câblage est exécuté, le circuit peut fonctionner : il n'y a pas de réglage à proprement parler. On vérifiera les tensions d'alimentation aux bornes des différents circuits im-

primés et on s'assurera que la consommation n'excède pas 200 mA. On poursuivra en vérifiant la fréquence d'oscillation (entrée 18 du NJ 8811) que l'on peut ajuster très précisément à l'aide du condensateur variable. Si aucun code parti-

culier n'est appliqué à l'entrée, la diode restera allumée, le système n'est pas verrouillé.

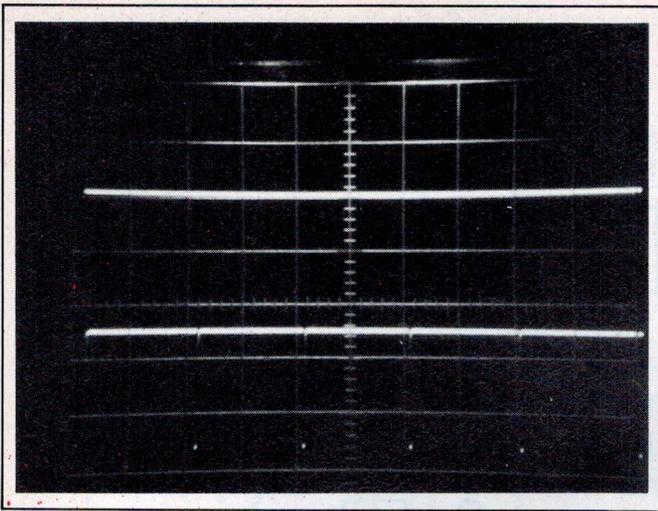
Il faut maintenant calculer le code pour une fréquence de travail donnée : en utilisant un quartz KVG 10,240 MHz, diviseur de référence 1024, en reliant FA et FB à DS₂, on obtient une fréquence de comparaison de 10 kHz, donc 10 kHz entre canaux.

Supposons que l'on veuille émettre sur 72,360 MHz, on calcule $N + R = 72\,360 / 10 = 7\,236$.

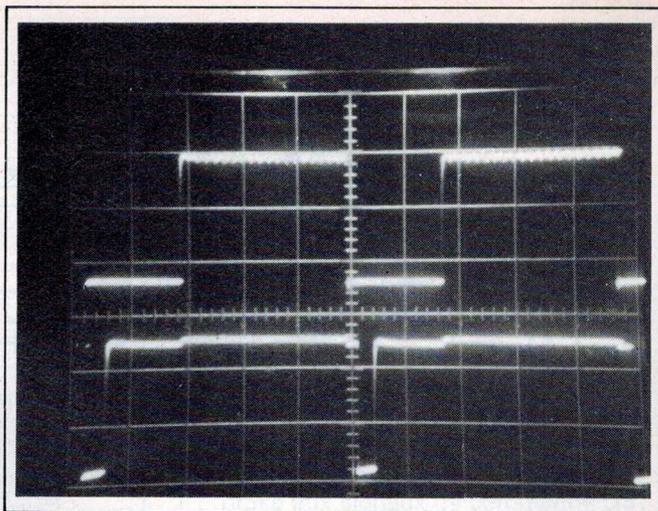
L'entrée gamme sera à 1 et on soustrait $R = 3\,840$, ce qui donne $N = 3\,396$.

Tous les bits de poids supérieur à 2 048 seront au zéro, puis : $B_{2048} = 1, B_{1024} = 1, B_{512} = 0, B_{256} = 1, B_{128} = 0, B_{64} = 1, B_{32} = 0, B_{16} = 0, B_8 = 0, B_4 = 1, B_2 = 0, B_1 = 0$.

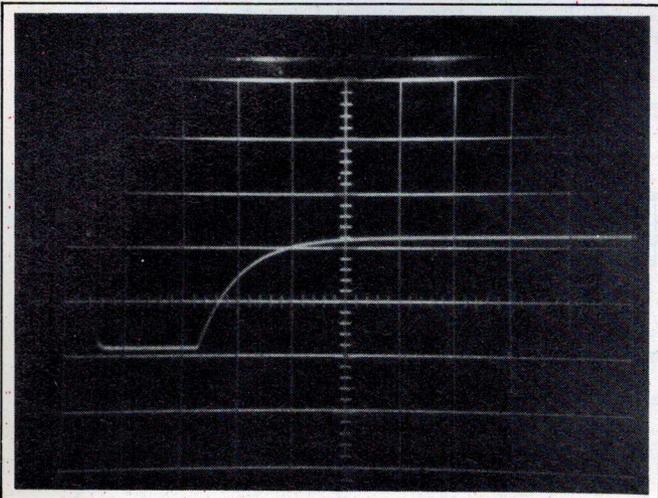
Le système est simple et rapide ; on voit que, si B_1 passe maintenant à 1, la fréquence vaut 72,370 MHz.



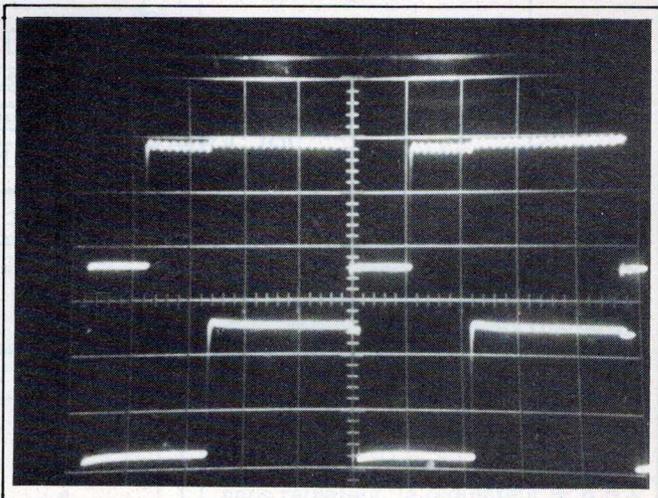
1



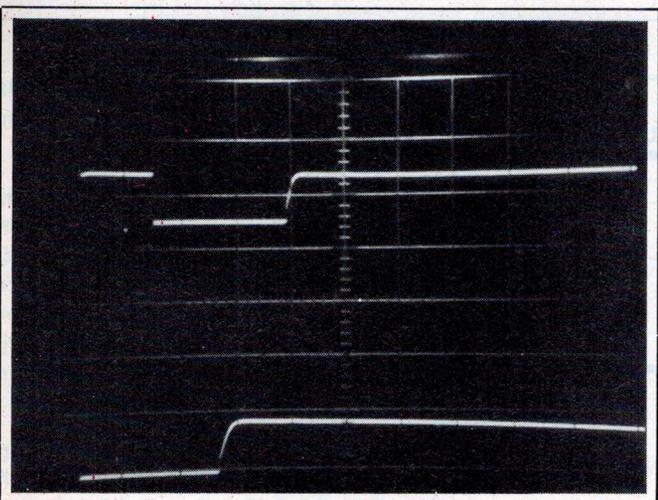
4



2



5



3

Photo 1. — Sorties Φ_D et Φ_U du NJ8811-H : 1 V/div. ; V : 50 μ s/div. Le système est verrouillé, une des sorties est à l'état haut, la deuxième sortie est composée de brèves impulsions, négatives.

Photo 2. — Détail des impulsions de la photo 1. H : 1 V/div. ; V : 0,5 μ s/div. La durée de l'impulsion diminue lorsque le VCO est complètement clos (blindage total).

Photo 3. — Signaux de multiplexage : DS_1 et DS_2 . H : 5 V/div. ; V : 5 μ s/div.

Photo 4. — Signaux de contrôle du prédiviseur ECL. H : 2 V/div. ; V : 20 μ s/div. SP 8906, signal haut : broche 5 (B), signal bas : broche 4 (A). Verrouillage sur 76,370 MHz, N = 3797.

Photo 5. — Mêmes conditions, système verrouillé sur 84,560 MHz, N = 4616.

Dans les deux cas, la diode s'éteint. Lors du passage d'un canal à l'autre, la diode s'allume pendant un bref instant. Pendant la transition, le système est déverrouillé pendant un temps T, fonction de l'espace à parcourir et de la pulsation propre de la boucle, donc du filtre de boucle. En première approximation, on peut admettre que ce temps est égal à : $10/\omega_n$.

Le synthétiseur réalisé est très

performant et fonctionne avec le même filtre de boucle sur une très grande plage de fréquence : jusqu'à plus de 150 MHz, cette approche simple du problème ne donne pas un système optimum, le temps d'acquisition pouvant être diminué, mais un système fonctionnant parfaitement dans tous les cas.

Ces deux circuits intégrés Plessey doivent trouver leur place dans de nombreux systèmes d'émission/

réception, leur faible encombrement réduisant la taille des appareils.

Ces circuits existent aussi dans une version un peu moins performante : fréquence maximale de 225 MHz, mais faisant partie d'une série à faible consommation : NJ 8812/SP 8793 ou NJ 8812/SP 8792.

F. de Dieuleveult

La télécommande « sans fil » est maintenant entrée dans les mœurs, au moins en ce qui concerne le téléviseur et le magnétoscope domestiques. Pourquoi alors ne pas commander, au moyen du même boîtier, l'éclairage ambiant, ainsi que d'autres équipements électriques branchés sur le secteur ?

Une télécommande I.R.

Cet article présente un système réalisé autour des circuits intégrés SAA 1250 et SAA 1251 proposés par *ITT Semiconducteurs*. Il permet l'allumage et l'extinction de 8 appareils et la commande graduelle de quatre lampes distinctes (« dimmer »).

Principe de transmission

La transmission est effectuée au moyen de lumière infrarouge (IR) modulée par impulsions codées (« MIC »), l'information binaire étant contenue dans les intervalles entre des impulsions extrêmement brèves. Cela permet d'alimenter les diodes émettrices en courant élevé (1A ou plus) pour obtenir des portées importantes et une excellente immunité au bruit, et ce, sans raccourcir la longévité de la pile. Les signaux sont délivrés sous forme de trains d'impulsions. Dans la **figure 1**, l'intervalle « T » de $100 \mu\text{s}$ correspond au chiffre binaire 0, un intervalle de « 2T » indique le chiffre 1. Il faut 11 impulsions, soit 10 intervalles, pour transmettre un mot de 10 bits. Chaque train comporte encore une impulsion préliminaire, une impulsion « Start » et une impulsion « Stop ». Les deux premières sont espacées de « 3T », ainsi que l'impulsion « Stop » en fin de train.

Le système employé

Le système est basé sur le jeu de circuits intégrés SAA 1250, SAA 1251 et TEA 1009 fabriqué par *ITT Semiconducteurs*, ainsi que sur quelques circuits C-MOS et amplificateurs opérationnels standard. Dans notre montage, nous utiliserons 25 des 1024 instructions disponibles : on constate que les ressources de ces circuits sont loin d'être exploitées à fond.

Seize instructions sont nécessaires pour commander 8 relais. Huit

autres instructions servent à régler la luminosité des 4 lampes sur 64 degrés possibles. Une dernière instruction sert à commuter le montage sur « standby ».

Le schéma synoptique de la **figure 2** comporte une partie numérique et une partie analogique. La première comporte l'émetteur IR, le préampli IR, le noyau central constitué par le récepteur SAA 1251, le décodeur des instructions, la mémoire et les « drivers » des relais. La partie analogique comporte un intégrateur, un comparateur, un générateur à dents de scie synchronisé par le secteur et les étages de découpage de phase des triacs. Les fonctions de chaque bloc sont expliquées plus loin.

Description du circuit

La partie numérique

La lumière IR émise par l'émetteur est reçue par une photodiode. Ce signal sera préamplifié afin de pouvoir être traité par le SAA 1251. Les amplis présentés en **figures 7 et 8** permettent une portée de 20 mètres.

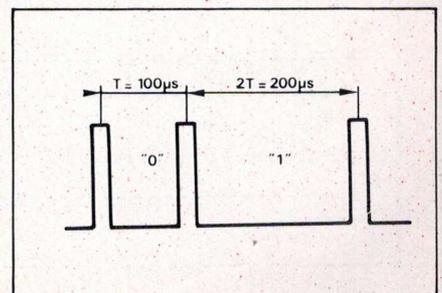


Fig. 1. — Représentation des chiffres binaires 0 et 1 au moyen de pauses de durées différentes.

Les instructions sont transmises au circuit récepteur SAA 1251 soit par l'entrée IR, à travers le préampli, soit par les entrées directes. Celles-ci permettent de commuter séquentiellement les relais. Si toutes les sorties relais ne sont pas utilisées, les instructions non utilisées sont sautées. Dans ce cas, avec n relais, la ligne de commande de la base du transistor sera branchée sur la sortie du décodeur $2n + 1$.

En sortie, le récepteur délivre, après contrôle et transcodage, les instructions suivantes :

- les sorties de programme PA... PD : ces sorties commandent les 8 prises secteur. Après conversion en code 1 de 16 au moyen du circuit 3 (74 C 154), deux signaux à chaque fois contrôlent l'un des 8 bistables contenus dans les circuits 4 et 5 et dont les sorties Q sont connectées aux drivers des relais à travers les portes de transmission ;

- les fonctions analogiques DA1... DA4 : quatre convertisseurs D/A contenus dans le SAA 1251 délivrent des tensions rectangulaires d'environ 16 kHz, dont le taux d'impulsion se modifie d'un cran toutes les 130 ms, c'est-à-dire qu'elle passe de la valeur minimale à la valeur maximale en l'espace de 9 secondes. Les valeurs limites ne peuvent pas être dépassées ;

- la bascule secteur (N-FF) : ce bistable sert à passer du « standby » à la mise en route. La mise sous tension secteur est effectuée par la commande d'un des relais, la coupure au moyen de la touche « OFF ». Le passage d'un état à l'autre est retardé d'environ 0,7 s, afin d'éviter les coupures intempestives dues à un effleurement accidentel de la touche. Un signal « L » appliqué au bistable secteur provoque le blocage de la porte de transmission à travers les entrées « enable » 3 états de IC₄ et IC₅, cela afin de pouvoir couper simultanément tous les relais tout en conservant l'état précédant l'extinction, que l'on retrouve à la mise en route.

La partie analogique

La partie analogique (fig. 4) sert essentiellement à convertir les signaux modulés en taux d'impulsion en signaux à découpage de phase proportionnel, qui serviront à commander les triacs. Cela est effectué d'abord par une conversion en tension continue proportionnelle. Du fait de la fréquence de répétition élevée et de la charge négligeable que représentent les amplis opérationnels, de simples réseaux RC suffisent à cet effet.

Les entrées non-inverseuses des amplis opérationnels sont alimentées par une tension en dents de scie,

synchronisée par le secteur, produite par la charge linéaire du condensateur C₁ à travers la source de courant T₃/R₄. La synchronisation par le secteur est effectuée par les demi-ondes négatives du transformateur TR₁, qui servent par ailleurs à l'alimentation en continu à travers le pont redresseur D₁... D₄. Lorsque cette tension baisse en dessous de 0,6 V, c'est-à-dire lors des passages à zéro de la tension du secteur, T₁ se bloque et C₁ se décharge à travers T₂. La fréquence de la dent de scie est par conséquent de 100 Hz. La résistance R₄ sert à régler la pente de la dent de scie de manière à atteindre la valeur maximale juste avant la prochaine décharge.

Les quatre amplificateurs opérationnels contenus dans le circuit intégré LM 324 opèrent en comparateurs. Ils comparent les quatre tensions de sortie DA₁... DA₄ avec la dent de scie. En cas d'égalité, ils délivrent un front positif en sortie, qui servira à déclencher les triacs à travers un étage différentiel. Le LM 324 a été retenu pour cette application, car il fallait un circuit pouvant être utilisé jusqu'aux limites de la tension d'alimentation afin d'exploiter toute la plage de déclenchement.

Le transistor T₄ empêche le déclenchement du triac en période de « standby ». Il est contrôlé par un

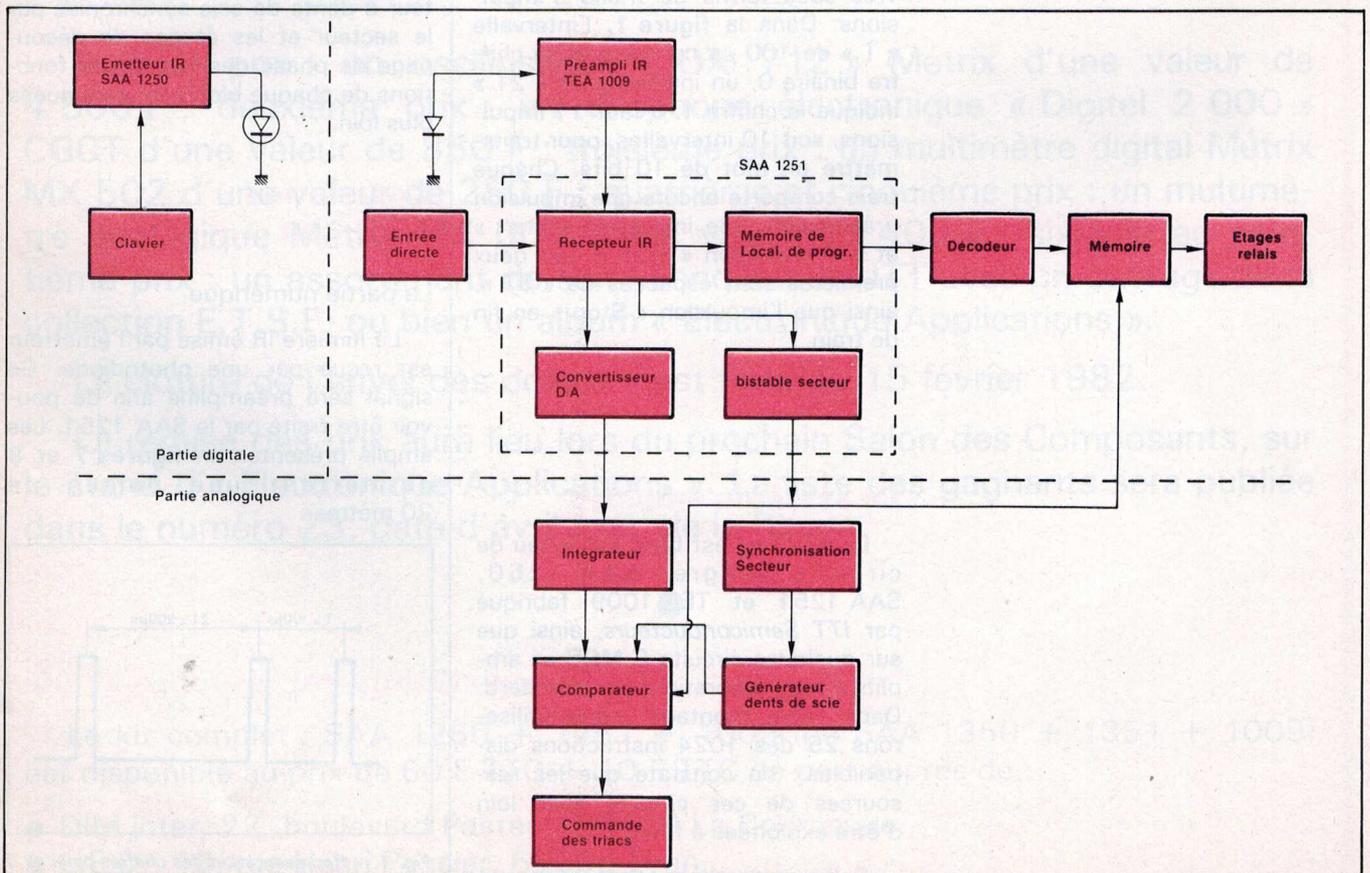


Fig. 2. – Synoptique.

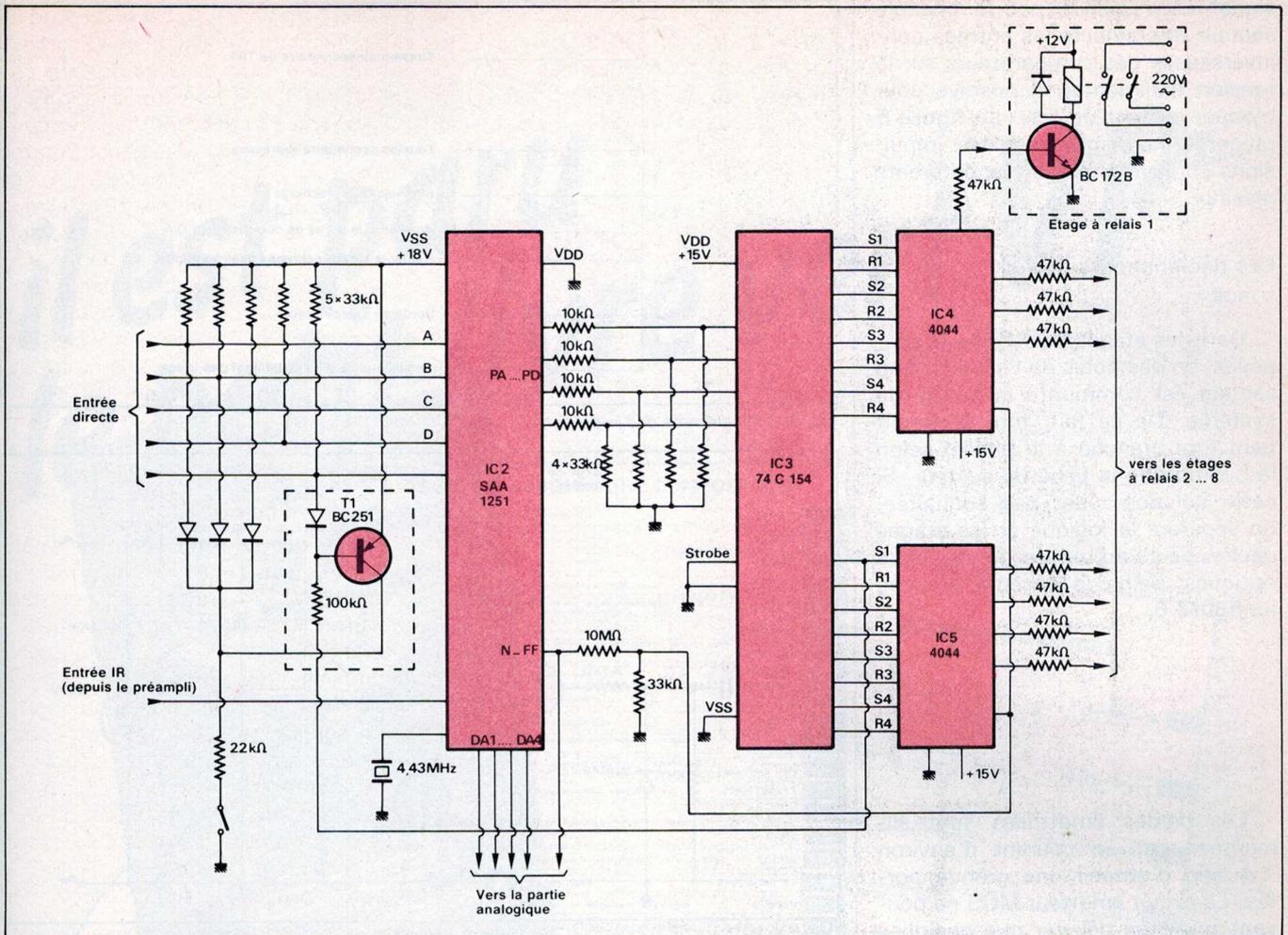


Fig. 3. - Schéma de la partie digitale.

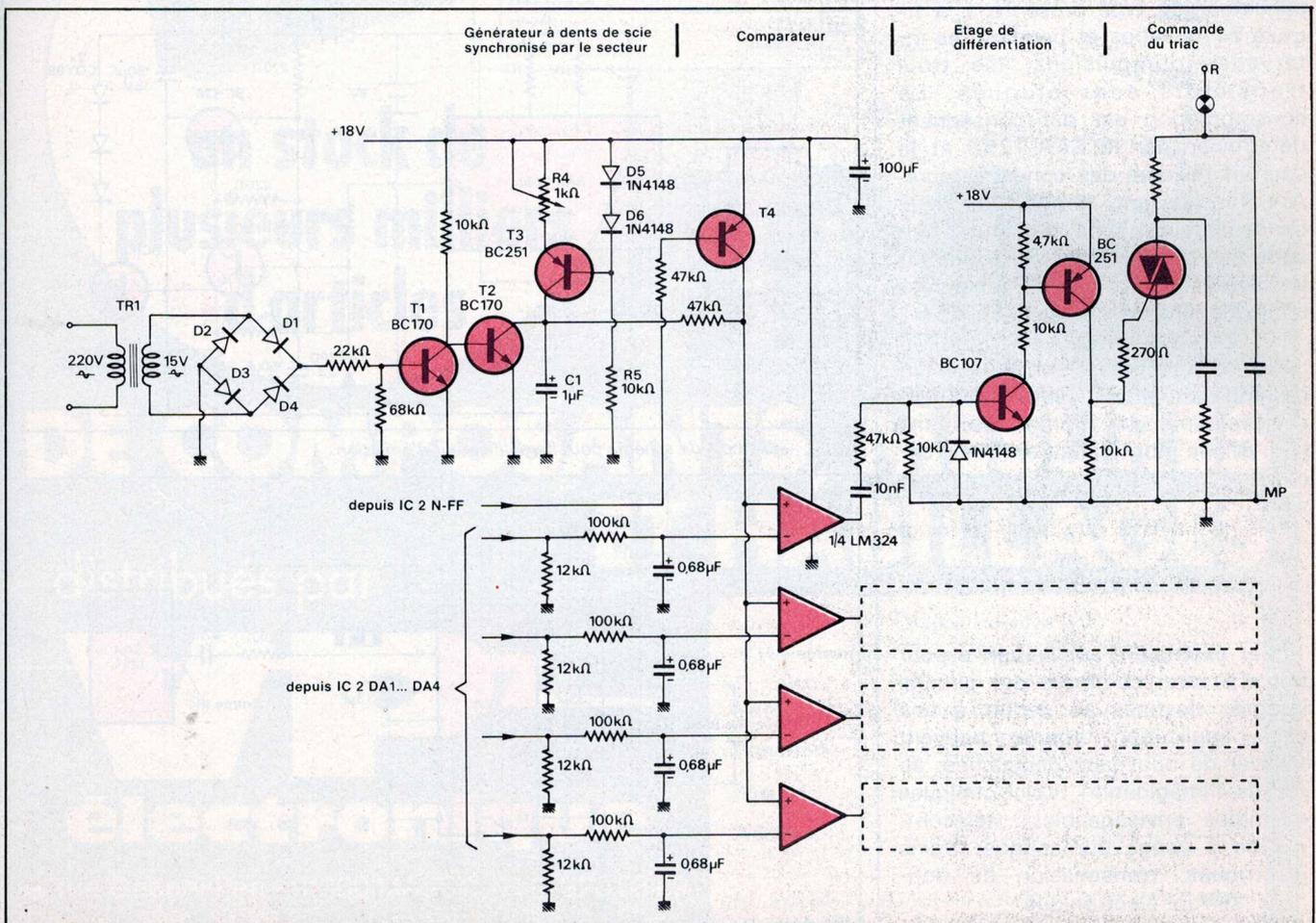


Fig. 4. - Schéma de la partie analogique.

Le réseau téléphonique commuté, présent pratiquement partout depuis son rapide développement, est capable de rendre toute une variété de services que l'on peut avoir peine encore à imaginer. Les techniques connues sous le nom de « télématique » vulgariseront, dans un proche avenir, une large gamme de services nouveaux à la portée du grand public.

Télécommande par voie téléphonique

En attendant cela, il est déjà possible d'utiliser le réseau téléphonique à des fins très diverses, au moyen d'accessoires relativement simples que l'on y peut raccorder, sous réserve d'obtenir les autorisations nécessaires. L'expérience montre d'ailleurs que la position des PTT s'assouplit régulièrement à ce sujet, puisque les particuliers ont même depuis peu le droit de réaliser par eux-mêmes leur installation téléphonique !

Principe de l'appareil

Nous proposons ici de construire un système permettant, à partir d'un poste téléphonique quelconque du réseau national ou international, de commander la mise « en » ou « hors » service d'un équipement situé à un domicile principal ou secondaire, et avec possibilité de vérification de la bonne exécution de l'ordre donné. L'équipement peut être un système de chauffage, un répondeur téléphonique, un magnéto-copie, un système d'alarme ou de surveillance, un éclairage, la liste n'étant pas limitative, tant s'en faut !

L'on s'est fixé, lors de cette étude, un cahier des charges assez sévère, imposé en fait par le cas d'utilisation personnelle de l'auteur. En voici les traits dominants :

- Appareil totalement autonome, n'exigeant ni raccordement au secteur, ni prélèvement de courant sur la ligne téléphonique, ni batterie de forte capacité. En d'autres termes, consommation rigoureusement nulle en mode « veille », et très faible en mode « traitement d'appel ».
- Sécurité totale, excluant tout risque de déclenchement intempestif à la suite de n'importe quelle séquence d'appels. Cela exclut, en particulier,

le principe souvent utilisé du comptage des coups de sonnerie, à moins d'un codage relativement complexe.

- Faible encombrement et coût réduit.
- Possibilité de test du bon fonctionnement de l'appareil (état des piles notamment) sans obligation de transmission d'ordre.

On a pour cela choisi la solution consistant à utiliser une sorte de répondeur, complété d'un décodeur de tonalité, en liaison avec un boîtier portatif fonctionnant par couplage acoustique avec n'importe quel poste téléphonique. Il sera même possible, dans quelques années, d'utiliser en lieu et place de ce boîtier les touches « A, B, C, D » qui apparaissent déjà sur certains postes d'avant-garde (« Digitel 2000 » par exemple), dès que la numérotation multifréquences sera opérationnelle sur un nombre suffisant de centraux.

Le schéma de principe

La **figure 1** regroupe, côte à côte, l'émetteur (boîtier portatif) et le récepteur (répondeur-décodeur). Supposons donc que nous appelions le système à partir d'un poste quelconque : le central envoie une tension de sonnerie (72 V, 25 Hz) qui franchit sans difficulté le condensateur

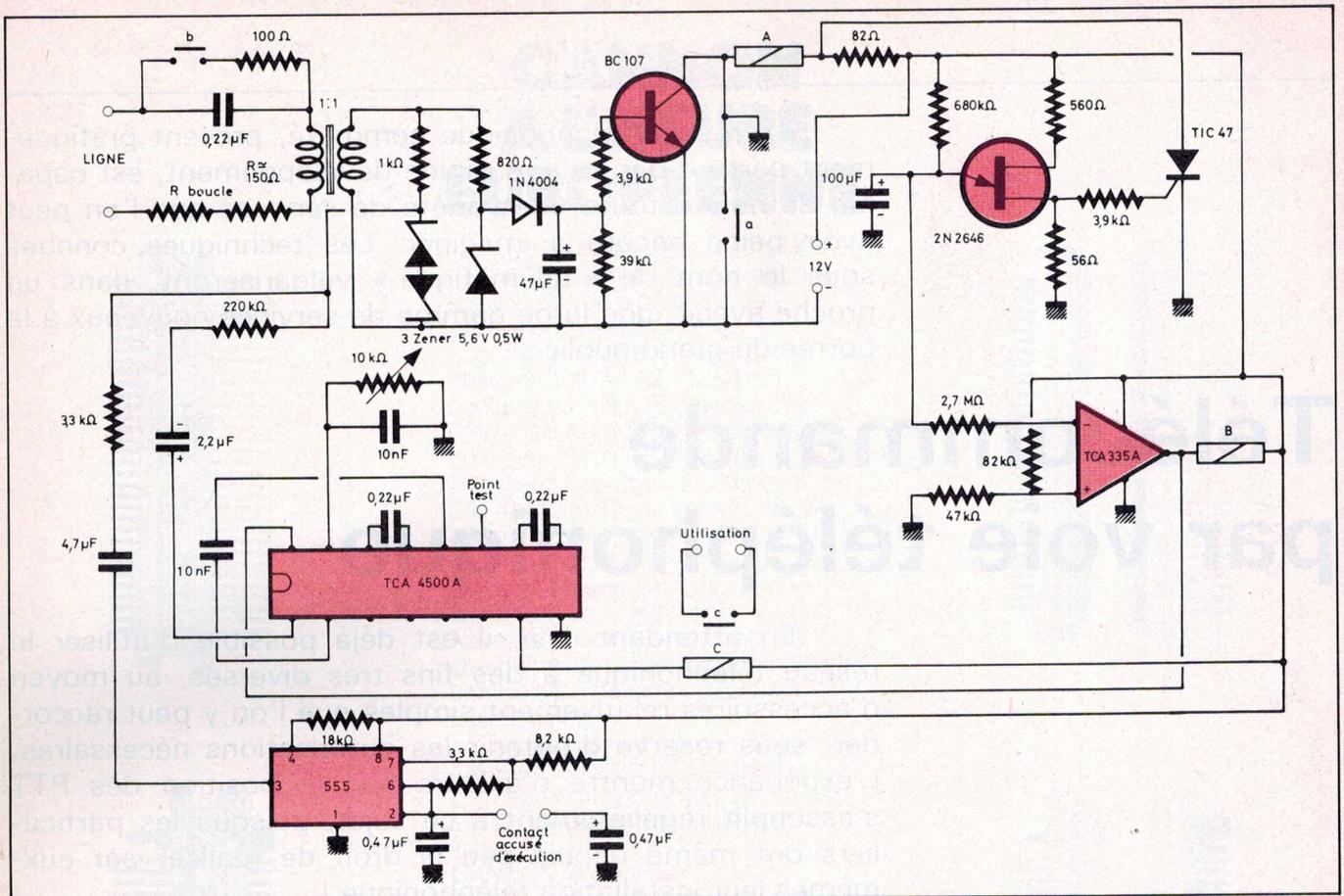


Fig. 1 a

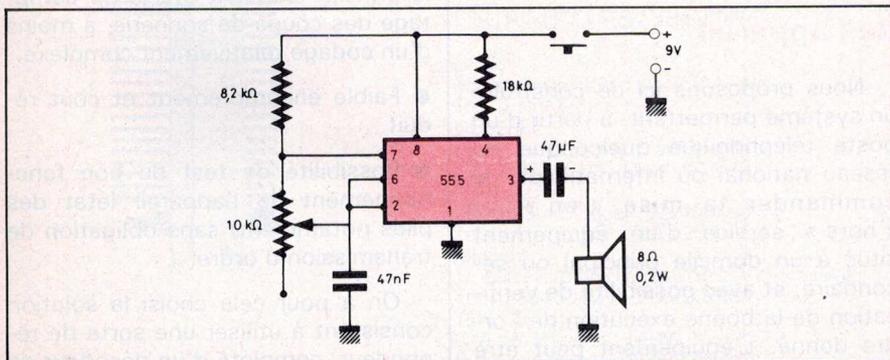


Fig. 1 b

de $0,22 \mu\text{F}$ et se retrouve, réduite à une dizaine de volts, au secondaire du transformateur de ligne (rapport 1 : 1, résistance des enroulements 100 à 200 Ω). Ecrétée à + 5,6 V et redressée par un doubleur de tension, elle devient capable, après filtrage par un condensateur de $47 \mu\text{F}$, de saturer le BC 107 destiné à faire « coller » le relais A. Ce relais s'auto-alimente, reliant ainsi le reste du montage à la pile de 12 V. Cette mise sous tension du montage est la seule action découlant de la réception d'un appel, qui n'entraîne aucune suite sur le plan télécommande proprement dit. D'ailleurs, au bout d'un peu plus d'une minute, le relaxateur à unijonction 2N 2646 amorce le thyristor TIC 47 qui, court-circuitant le relais A, remet tout le circuit en attente, ce qui efface toute trace de l'appel si aucun

ordre de commande n'a été transmis. De façon, précisément, à permettre l'envoi d'un tel ordre, le comparateur TCA 335 A fait « coller » le relais B, qui « prend la ligne », vers la moitié du cycle de l'unijonction (38 secondes sur la maquette de l'auteur). Pendant un temps à peu près égal, donc, la liaison phonique est établie avec le demandeur, qui perçoit immédiatement une tonalité générée par le 555. Selon que le contact extérieur « d'accusé de réception » est ouvert ou fermé, cette tonalité sera soit aiguë, soit grave, ce qui peut, par exemple, servir à rendre compte de la marche ou de l'arrêt de l'équipement que l'on souhaite commander.

En même temps, la modulation présente en ligne est appliquée à un décodeur de tonalité construit autour

d'un décodeur stéréo TCA 4500 A, dont les réglages ont été modifiés de façon à ramener à 1 600 Hz environ sa fréquence nominale de fonctionnement de 19 kHz. Par construction, ce circuit est pratiquement insensible à la parole ou à la musique, mais réagit très bien à la fréquence sur laquelle il est réglé, fréquence précisément délivrée par le boîtier codeur, utilisant lui aussi un 555, monté en astable de puissance.

On peut donc facilement commander à distance le collage du relais C dont le contact travail peut être utilisé à discrétion. Il est, bien sûr, souhaitable que l'organe commandé rende compte de son fonctionnement en faisant changer d'état le contact déterminant la fréquence de la tonalité de réception.

Lorsque l'ordre a ainsi été exécuté, il ne reste plus au demandeur qu'à raccrocher, le système automatique faisant de même dès la fin de son cycle de 38 secondes.

Notons que, dans des cas complexes, il est possible de faire suivre le montage d'un système comptant le nombre de collages du relais C, ouvrant ainsi la porte à des possibilités de commande de plusieurs équipements distincts. De même, le 555 « d'accusé de réception » peut produire autant de tonalités différentes que de valeurs prévues pour son

condensateur (attention cependant à rester éloigné de la fréquence du décodeur de tonalité !).

Réalisation pratique

En raison de la simplicité de son schéma, il n'est pas besoin de plan de câblage pour l'émetteur, l'emploi d'une chute de « Veroboard » suffisant amplement. Rappelons, d'ailleurs, que l'usage de ce boîtier est condamné à moyen terme, avec la mise à disposition progressive des touches annexes des claviers multi-fréquences.

Par contre, la **figure 2** fournit un tracé de circuit imprimé prévu pour recevoir, selon le plan d'implantation de la même figure, tous les composants du récepteur.

Ces composants sont dans l'ensemble des plus courants (les circuits intégrés, en particulier sont de marque *Siemens*), et seuls les relais et le transformateur de ligne appellent quelques commentaires : les relais sont de marque *National*, et de type HT-C-DC 9 V (bobine 9 V continu, un contact inverseur), ce qui représente un compromis performances-prix très satisfaisant. Le transformateur de ligne, pour sa part, peut être choisi dans une large gamme de modèles, à condition que son rapport de transformation ne s'écarte guère de l'unité, et que la résistance de ses enroulements avoisine 150 Ω (100 à 200 Ω). A ce double point de vue, les transformateurs « driver » pour push-pull de deux transistors utilisés dans les récepteurs radio japonais sont un choix correct. On ajustera la valeur des deux résistances de 3 W en fonction de la résistance du primaire du transformateur, de façon à obtenir un courant de ligne (en mode « décroché ») égal à celui circulant normalement dans un poste téléphonique (généralement 40 à 50 mA).

A cela près, la mise au point consiste à régler conjointement les résistances ajustables de l'émetteur et du récepteur de façon à caler les deux circuits sur la même fréquence,

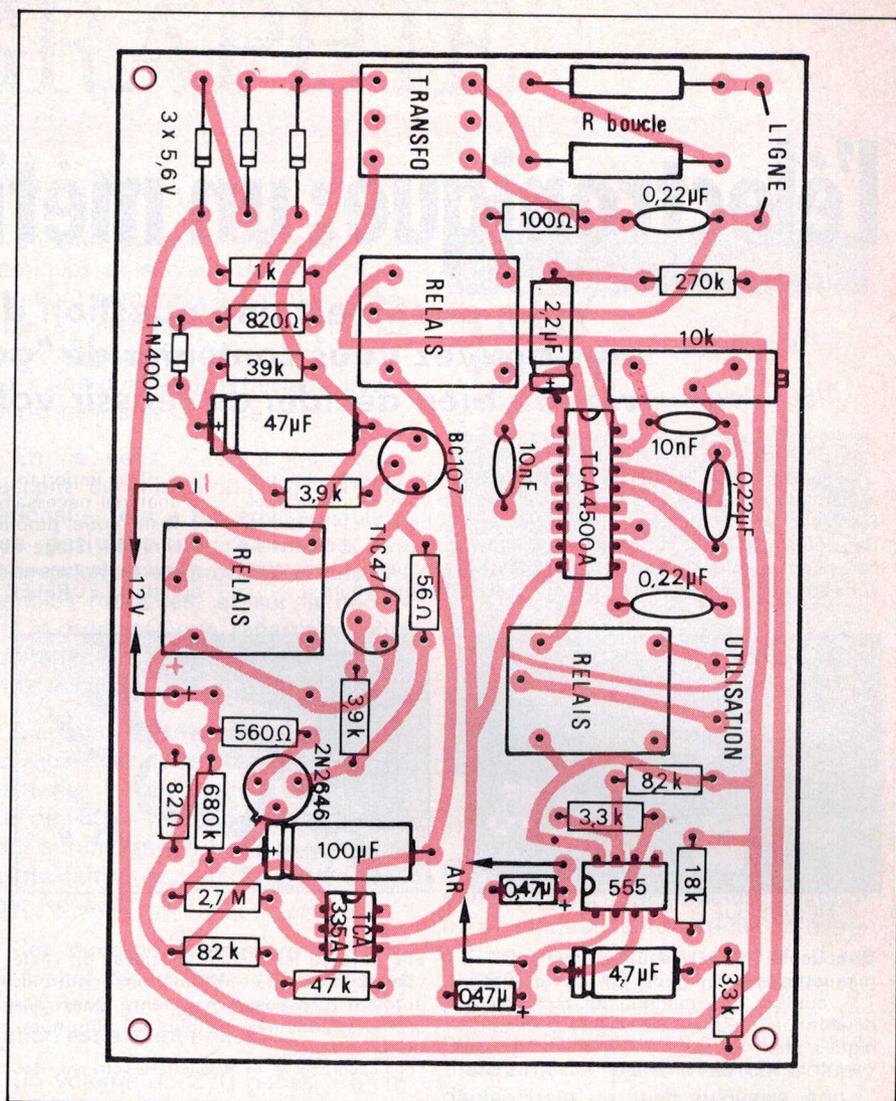


Fig. 2

voisine de 1 600 Hz (le point test prévu sur le récepteur permet le contrôle oscilloscopique de cette valeur).

Utilisation

Le montage récepteur est prévu pour être raccordé en parallèle sur un poste téléphonique, branchement qui est grandement facilité par l'existence dans le commerce de connecteurs combinés mâle-femelle, analogues à ceux équipant les répondeurs.

L'alimentation est prévue au moyen de trois piles plates de 4,5 V ou de toute autre alimentation dis-

ponible délivrant entre 12 et 14 V sous 100 mA.

Il a semblé commode, dans la majorité des cas simples, de faire agir le montage sur un télérupteur commandant la charge utilisatrice. Un petit relais alimenté en même temps fournira la fermeture de contact nécessaire à l'envoi de l'accusé de réception. Il sera alors facile, par un simple appel téléphonique de quelques secondes, de savoir si la charge est sous tension ou non, et de modifier cet état de choses, grâce au boîtier de télécommande.

P. Gueulle