

## EXPERIMENTATION ET EVOLUTION DES CIRCUITS FONDAMENTAUX

# LE DECODEUR 567

Conçu pour la détection de tonalité, c'est-à-dire la reconnaissance d'une fréquence particulière parmi d'autres, le décodeur 567 se prête à de multiples usages dans le domaine de la télécommande. On le rencontre surtout dans les circuits téléphoniques, mais bien d'autres véhicules peuvent être exploités : radio, infrarouges, etc.

Après une courte analyse de la configuration du circuit, et de son fonctionnement, notre étude précise ses modalités d'emploi et propose des exemples pratiques d'utilisation. Nos lecteurs, naturellement, pourront les adapter à leurs projets personnels.

### FONCTIONNEMENT DU 567

Une précision pour commencer : nous abrégeons la terminologie sous-entendant systématiquement les préfixes d'identification de chaque constructeur : LM chez National Semiconductor, NE chez RTC/Signetics, etc. Fondamentalement, le décodeur 567 est une boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop, ou PLL), comme le montre le synoptique de la

figure 1, où le cadre en pointillés délimite le contenu du circuit proprement dit, entouré de ses composants essentiels d'emploi. On y trouve donc un comparateur de phase, un filtre passe-bas, un amplificateur d'erreur ( $A_1$ ), le tout rebouclé par l'oscillateur commandé en tension (VCO, ou Voltage Control Oscillator).

La différence par rapport à une boucle à verrouillage de phase traditionnelle découle de l'adjonction d'un deuxième détecteur de phase, fournissant une rotation de  $\pi/2$  (détecteur en quadrature). Ceci explique le fonctionnement du circuit.

Lorsque le signal d'entrée  $v_e$  - dont nous précisons plus loin les caractéristiques nécessaires - entre dans la plage de capture de la PLL, donc s'approche de la fréquence libre d'oscillation du VCO, ce dernier poursuit la fréquence d'entrée, comme dans toute boucle de ce type. Sur les sorties 5 (créneaux) ou 6 (rampes exponentielles) de l'oscillateur, on dispose alors d'une fréquence  $f_s$  égale à la fréquence d'entrée  $f_e$ . Mais ici intervient le détecteur de phase en quadrature. Sa sortie, filtrée par le condensateur  $C_3$ , et appliquée à l'amplificateur  $A_2$  travaillant en comparateur (il reçoit aussi la tension de référence  $V_{ref}$ ), commande la mise en conduction du transistor T à collecteur ouvert. La tension à la sortie 8, qui égaillait celle de l'alimentation +E, s'annule presque.

Finalement, le 567 peut être assimilé à un relais commandé en fréquence : sa sortie bascule de l'état logique « 1 » à

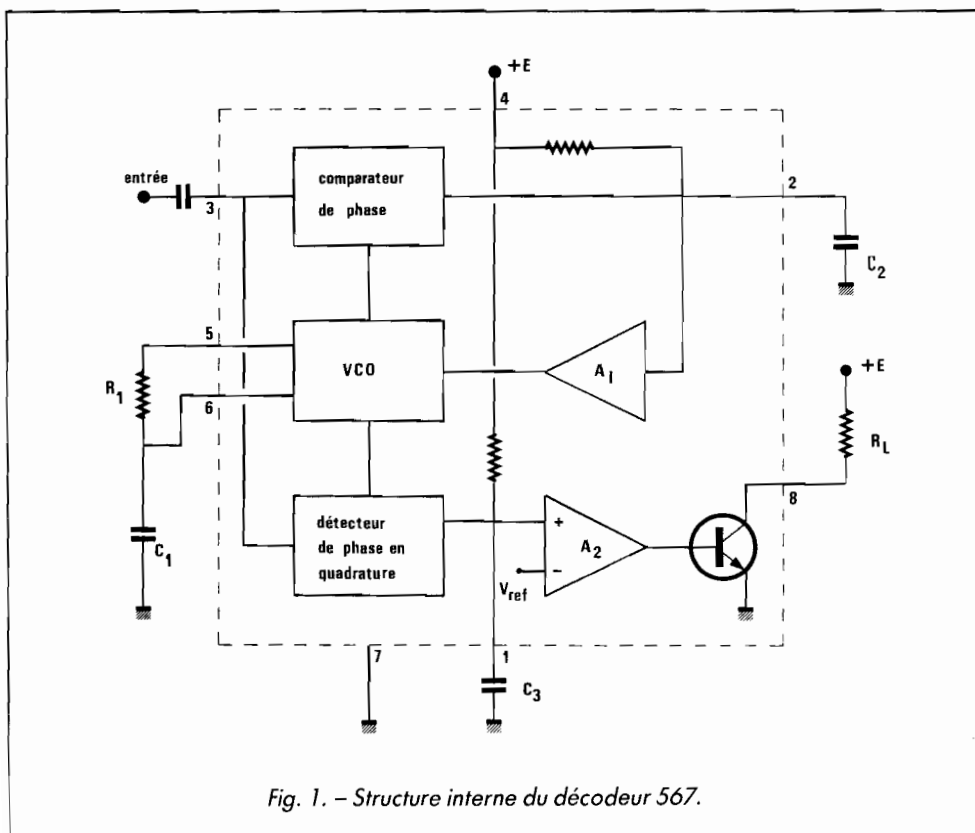


Fig. 1. - Structure interne du décodeur 567.

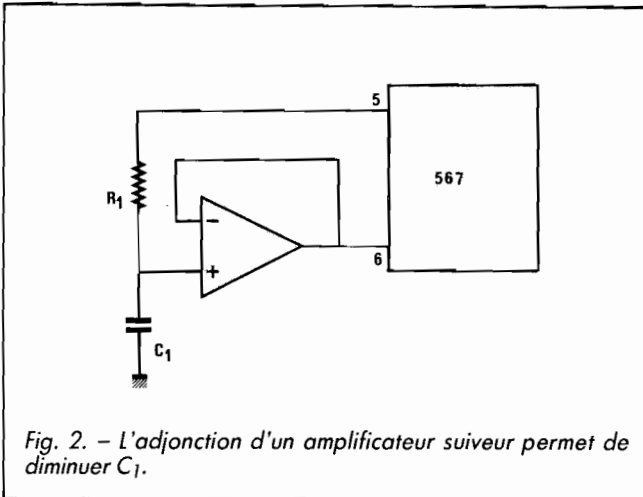


Fig. 2. - L'adjonction d'un amplificateur suiveur permet de diminuer C<sub>1</sub>.

pas sans problèmes d'ordre financier et technique (courants de fuite). On peut contourner la difficulté à l'aide du montage de la figure 2, où l'amplificateur opérationnel externe, monté en suiveur de tension, augmente l'impédance d'entrée sur la borne 6 : on peut alors augmenter sensiblement R<sub>1</sub>, et réduire corrélativement la capacité de C<sub>1</sub>.

travers le choix de la capacité C<sub>2</sub> ou, plus exactement, du couple C<sub>2</sub>, f<sub>0</sub>. Cependant, au-dessous d'une certaine amplitude du signal d'entrée v<sub>e</sub>, la bande passante BP dépend aussi de v<sub>e</sub>. Elle est alors donnée par la relation :

$$BP = 1,070 \sqrt{\frac{v_e}{f_0 C_2}}$$

où v<sub>e</sub> s'exprime en volts efficaces, f<sub>0</sub> en hertz, et C<sub>2</sub> en microfarads.

Au-delà de la valeur charnière (v<sub>e</sub> = 200 mV efficaces), la bande passante cesse de dépendre de l'amplitude d'entrée. C'est ce que précise, d'ailleurs, la famille des courbes de la figure 3. A chaque courbe du diagramme correspond une valeur du produit f<sub>0</sub> C<sub>2</sub> (Hz · μF). Pour une bande passante désirée (axe des abscisses), on trouve, en ordonnées, la valeur efficace (signal sinusoïdal) de la tension d'entrée. Au-delà de 200 mV, il apparaît bien que BP ne dépend plus de v<sub>e</sub>.

### CHOIX DE LA BANDE PASSANTE

Celle-ci s'exprime en pourcentage de la fréquence f<sub>0</sub>. Elle peut être très étroite (environ 1 % de f<sub>0</sub>), mais aussi s'élargir à 14 % (valeur maximale typique) de la fréquence d'accord. C'est essentiellement le filtre passe-bas de la branche directe de la boucle qui détermine cette caractéristique. L'utilisateur y accède à

l'état « 0 », sitôt (avec, tout de même, un délai que nous précisons) que la fréquence d'entrée pénètre dans une plage encadrant la fréquence d'oscillation libre. Le problème se ramène, maintenant, à celui du choix des composants externes, qui déterminent essentiellement trois paramètres : la fréquence d'accord f<sub>0</sub>, la bande passante ou plage de capture autour de f<sub>0</sub>, et le délai d'acquisition. C'est ce que nous précisons dans les lignes qui suivent.

### CHOIX DE LA FREQUENCE D'ACCORD

Il s'agit, nous l'avons vu, de la fréquence des oscillations libres du VCO. Deux composants la déterminent (fig. 1) : la résistance de temporisation R<sub>1</sub>, et le condensateur associé C<sub>1</sub>. En fonction de ces deux éléments, et avec une incertitude de ± 10 %, due notamment aux tolérances de fabrication du circuit, f<sub>0</sub> est fournie par la relation :

$$f_0 = \frac{1,1}{R_1 C_1}$$

Elle peut être choisie de 0,01 Hz à 500 kHz, donc dans une gamme extrêmement étendue.

En pratique, tous les couples R<sub>1</sub>C<sub>1</sub> ne sont pas autorisés.

L'optimisation du fonctionnement, et notamment les impératifs de stabilité en température, conduisent à imposer des frontières à la valeur de R<sub>1</sub>. On prendra, ainsi : 2 kΩ ≤ R<sub>1</sub> ≤ 20 kΩ. Pour les fréquences les plus basses, il en résulte l'obligation de recourir à de très fortes capacités C<sub>1</sub>, ce qui ne va

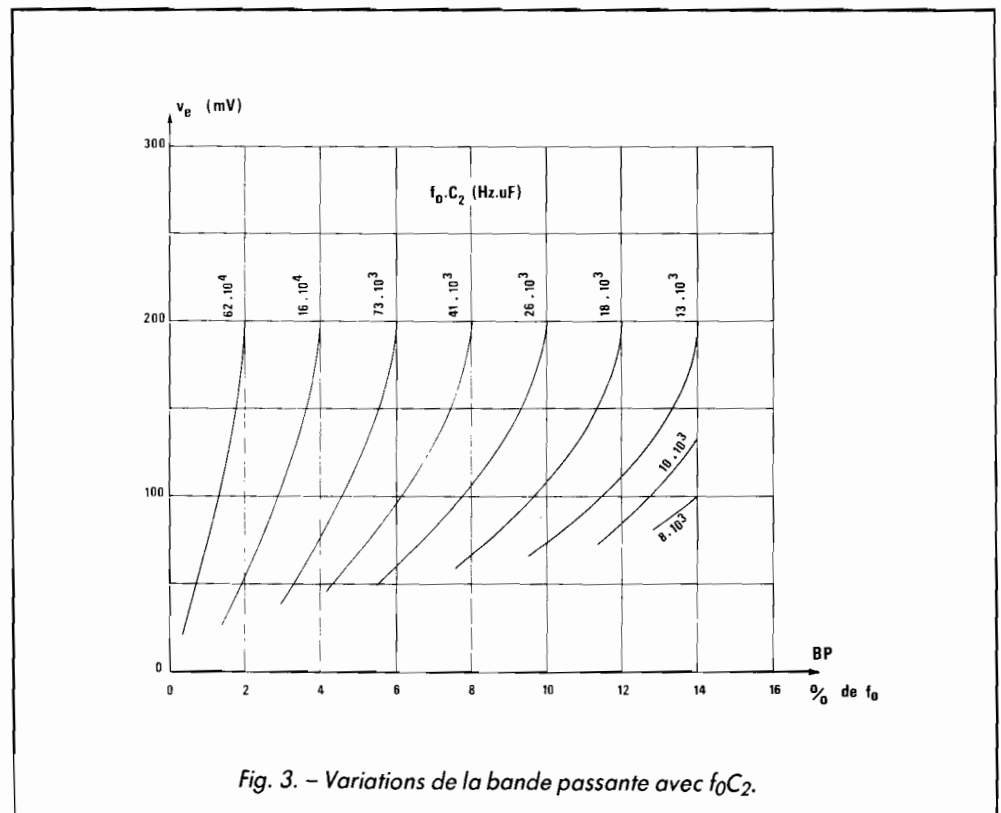


Fig. 3. - Variations de la bande passante avec f<sub>0</sub>C<sub>2</sub>.

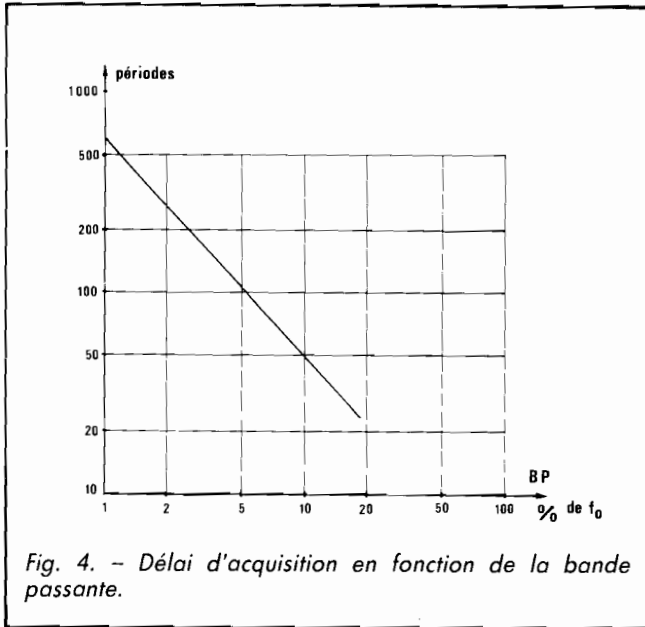


Fig. 4. - Délai d'acquisition en fonction de la bande passante.

### DELAI D'ACQUISITION OU DE VERROUILLAGE

Il s'agit là d'une donnée inhérente à toute boucle à verrouillage de phase. Elle est directement liée à la fréquence de coupure du filtre passe-bas de la branche directe, donc au choix de  $C_2$ . Celui-ci conditionne le nombre minimal de périodes du signal d'entrée, à partir duquel le VCO se verrouille. Le graphique de la figure 4 précise ce nombre, en fonction de la largeur de bande exprimée en pourcentage de  $f_0$ .

Il n'est pas inutile d'indiquer numériquement quelques ordres de grandeur. Supposons une application dans le domaine des fréquences « audio », aux alentours de 1 000 Hz (c'est le domaine d'exploitation en téléphonie, pour les appareils à couples de fréquences vocales). Une bande passante relative de 5 % constitue alors l'optimum. La figure 4 montre qu'elle conduit à un délai d'acquisition de 100 périodes soit, ici, 100 ms.

Lorsqu'on cherche la réponse la plus rapide possible, il

convient d'attribuer à  $C_2$  sa capacité minimale. On peut ainsi atteindre un délai d'acquisition de 10 périodes qui, dans le domaine des transmissions de données (modems par exemple), correspondrait à une vitesse de  $f_0/10$  bauds. Dans cette hypothèse, on choisira :

$$C_2 = \frac{130}{f_0} \mu\text{F}$$

où  $f_0$  s'exprime toujours en hertz.

### ROLE ET CHOIX DU CONDENSATEUR $C_3$

En sortie du détecteur de phase en quadrature (broche 1 du 567), on trouve, en raison même de la nature des signaux, une forte proportion d'harmonique 2 du signal d'entrée. Cette composante doit être filtrée, et c'est là une des fonctions du condensateur  $C_3$ . Celui-ci, de surcroît, élimine la composante de bruit éventuellement superposée au signal utile, ainsi que les fréquences voisines de  $f_0$ , toutes susceptibles d'induire des déclenchements intempestifs.

Plus ces parasites prennent d'importance, et plus on doit augmenter la capacité de  $C_3$ . Mais la relation, en fait, est trop complexe pour s'exprimer ou s'appliquer commodément, et on s'en tiendra à un choix empirique. Pour la majorité des applications, les constructeurs conseillent la valeur :

$$C_3 = 2 C_2$$

Notons, toutefois, que  $C_3$  se charge et se décharge à travers une résistance interne au

circuit. Une capacité trop importante entraîne des retards - parfois gênants - des basculements du transistor de sortie, de l'état bloqué vers l'état passant aussi bien qu'en sens inverse.

### RESUME DES CARACTERISTIQUES DU 567

Nous ne sélectionnons, ici, que les données directement essentielles pour l'utilisation pratique :

- tension d'alimentation : de 4,75 V (compatibilité TTL) à 9 V (maximum absolu de 10 V, à ne jamais dépasser) ;
- courant consommé (hors celui de la charge  $R_L$  sur la broche 8) : environ 7 mA ;
- intensité maximale dans le transistor de sortie : 100 mA (ne pas dépasser 300 mW pour la puissance totale dissipée dans le circuit) ;
- fréquence d'accord  $f_0$  : de 0,01 Hz à 500 kHz ;
- bande passante maximale : 14 % de  $f_0$  ;
- impédance d'entrée (borne 3) : 20 k $\Omega$  ;
- plus petite tension d'entrée détectable : 20 mV efficaces (signaux sinusoïdaux) ;
- tension de saturation du transistor de sortie : 0,2 V

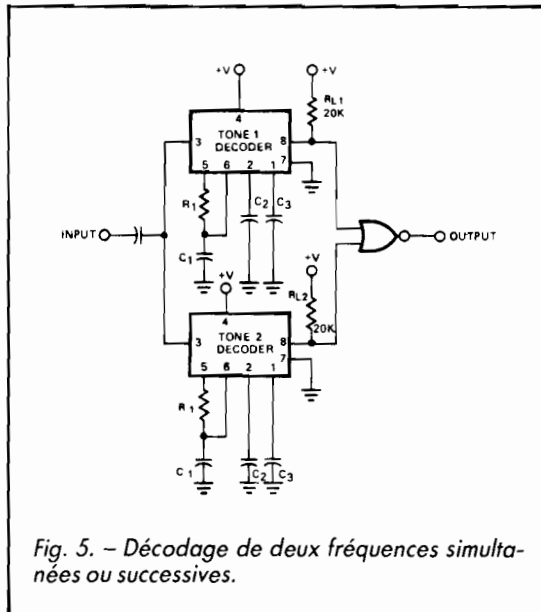


Fig. 5. - Décodage de deux fréquences simultanées ou successives.

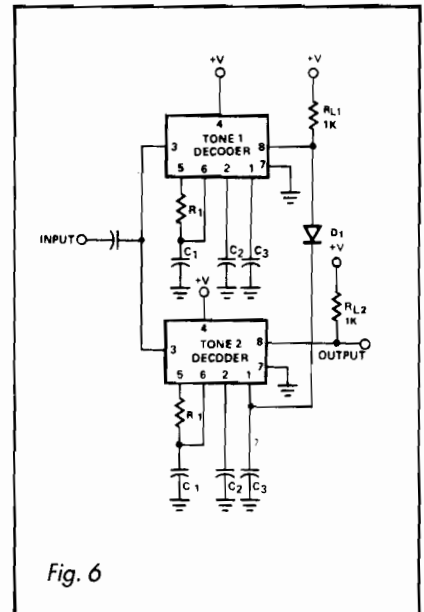


Fig. 6

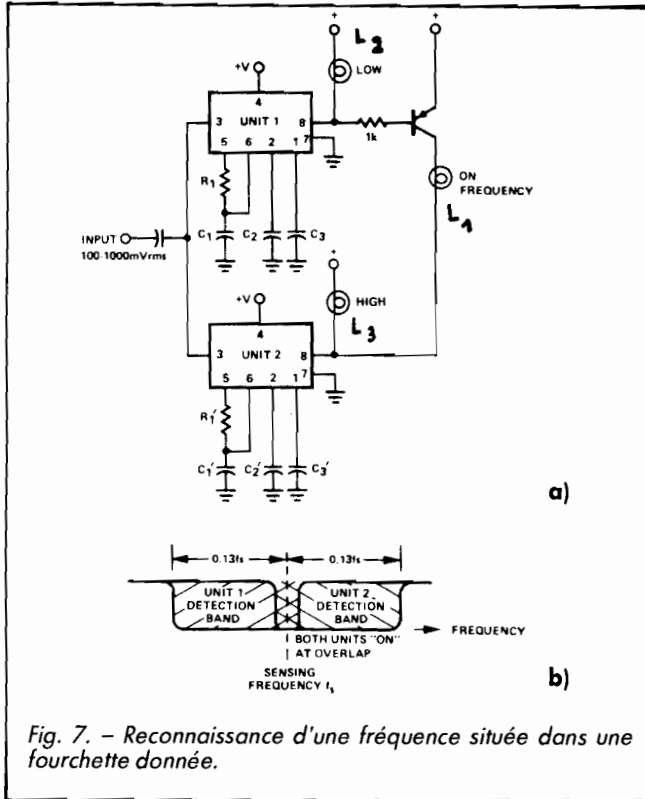


Fig. 7. - Reconnaissance d'une fréquence située dans une fourchette donnée.

pour 30 mA, et 0,6 V pour 100 mA ;  
 ● durée des transitions en sortie : 150 ns à la montée (blocage du transistor) et 30 ns à la descente (saturation).  
 Il nous reste, pour terminer, à commenter quelques-unes des applications les plus intéressantes.

## DECODAGE DE DEUX FREQUENCES SIMULTANES OU SUCCESSIVES

Nous ne reviendrons pas sur la détection d'une fréquence unique : c'est l'application directe du 567, et nous venons de la traiter.  
 Le schéma de la figure 5, qui met en jeu deux décodeurs, s'applique à la reconnaissance de deux fréquences, respectivement déterminées par les couples  $R_1C_1$  (premier circuit) et  $R'_1C'_1$  (deuxième circuit). L'application simultanée

de ces deux fréquences, sur l'entrée commune, donne un signal en sortie de la porte NOR.  
 Le même montage peut servir à la détection de deux fréquences appliquées l'une après l'autre sur l'entrée, dans l'ordre  $f_0$  (accord du premier décodeur), puis  $f'_0$  (accord du deuxième). Il faut alors choisir une forte capacité  $C_3$  pour le premier 567, afin que sa sortie reste suffisamment longtemps à l'état bas, après disparition de la fréquence  $f_0$ , et que les passages des deux entrées, de la porte NOR au zéro logique, se recouvrent dans le temps. Remarquons alors que si  $C_3$  est suffisamment faible, la séquence inverse ( $f'_0$  puis  $f_0$ ) n'est pas reconnue.  
 Dans le cas où l'emploi d'une porte NOR constituerait une contrainte gênante, le schéma de la figure 6 propose une alternative. On y prélève la sortie directement sur le deuxième décodeur. Mais celui-ci est polarisé à partir du premier, à travers la diode D :

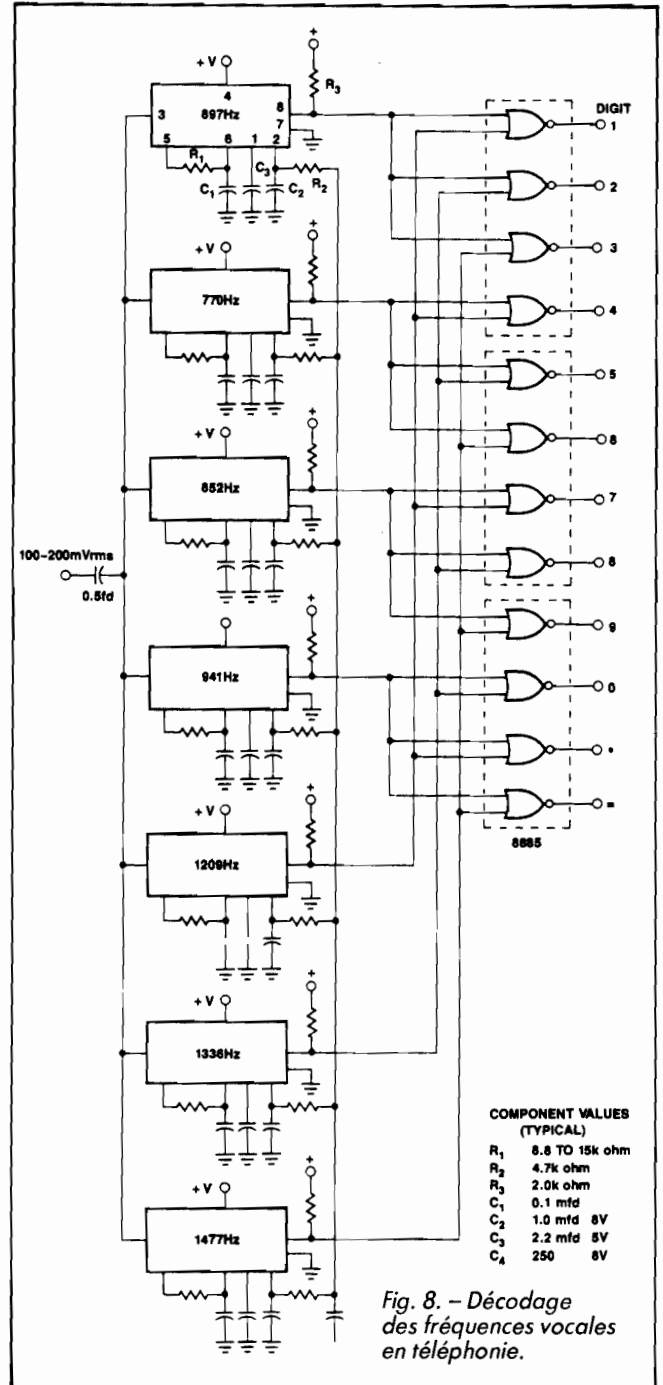


Fig. 8. - Décodage des fréquences vocales en téléphonie.

COMPONENT VALUES (TYPICAL)

$R_1$	8.6 TO 15k ohm
$R_2$	4.7k ohm
$R_3$	2.0k ohm
$C_1$	0.1 mfd
$C_2$	1.0 mfd 5V
$C_3$	2.2 mfd 5V
$C_4$	250 5V

il ne peut détecter la fréquence  $f'_0$  qu'après application préalable de  $f_0$ .  
**UN DISPOSITIF GO-NO-GO**  
 Le montage de la figure 7,(a) permet de déterminer si une fréquence  $f$ , appliquée à l'en-

trée commune aux deux décodeurs, se situe soit à l'intérieur d'une fourchette prédéterminée, soit au-dessous de sa borne inférieure, soit, enfin, au-dessus de sa borne supérieure. Ces trois états sont respectivement signalés par l'allumage des lampes  $L_1$ ,  $L_2$  ou  $L_3$ , qu'on pourrait évidem-

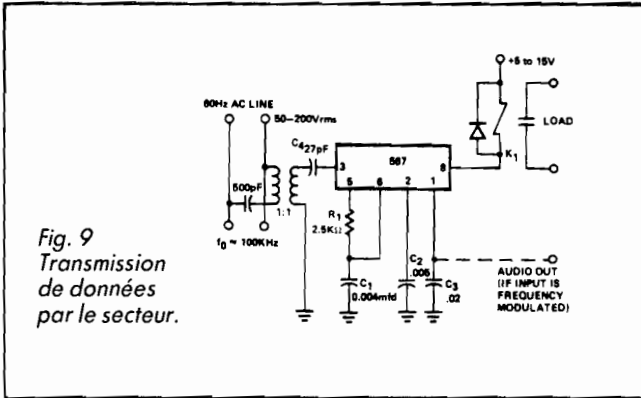


Fig. 9  
Transmission  
de données  
par le secteur.

ment remplacer par des diodes électroluminescentes, alimentées à travers des résistances. Le diagramme de la figure 7 (b) illustre clairement le fonctionnement du montage. Les deux décodeurs sont activés dans la zone de recouvrement des bandes passantes : le premier prélève alors un courant à la base du transistor externe PNP, tandis que le deuxième porte son collecteur à la masse. Ces deux actions, combinées, conduisent à l'allumage de  $L_1$ . Dans les autres cas, seules  $L_2$  ou  $L_3$  s'illuminent, à moins, bien sûr, que la fréquence ne se situe totalement à l'extérieur des deux bandes passantes ; il y a intérêt à donner à celles-ci la largeur maximale possible, soit 14 % de la fréquence centrale de la fenêtre.

## DECODEUR POUR TELEPHONE A FREQUENCES VOCALES

Il s'agit là d'une utilisation traditionnelle, illustrée dans toutes les notes d'applications des constructeurs. On n'y verra, en fait, qu'une extrapolation du montage décodeur à double tonalité. Sept circuits 567, accordés sur les fréquences indiquées sur le schéma de la figure, suffisent, grâce à la combinaison des portes NOR de sortie, à décoder dix chiffres (de 0 à 9) et deux signes

(\* et =). Le choix des résistances  $R_2$  (4,7 kΩ), lié à celui des condensateurs  $C_2$  (1 μF), détermine, pour chaque décodeur, une bande passante de 8 % de sa fréquence centrale. Pour chaque chiffre ou symbole, deux fréquences simultanées activent deux décodeurs, conformément aux données du tableau ci-joint.

## TRANSMISSION DE DONNEES PAR LE SECTEUR

Le circuit de la figure 9 peut constituer la partie « réception » d'un transmetteur d'ordres (télécommande d'appareils divers) par l'intermédiaire d'une porteuse à 100 kHz environ, superposée à la tension du secteur, sur les deux conducteurs du réseau. Dans le cas d'une télécommande en tout ou rien, on ex-

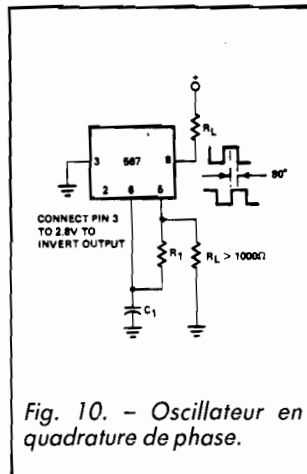


Fig. 10. - Oscillateur en quadrature de phase.

exploitera les deux états possibles de la sortie 8, par exemple, pour actionner un relais si la porteuse est modulée en fréquence par un signal audio, on prélèvera le signal démodulé sur la broche 1 du décodeur, chargée par un condensateur  $C_3$  de 20 nF. L'amplitude de la porteuse doit se situer entre 50 et 200 mV efficaces, et le couplage s'effectue à travers le transformateur TR, de rapport 1:1 (impédance de l'ordre de 1 000 Ω à 100 kHz), et le condensateur  $C_4$ . Le schéma précise les valeurs des divers composants.

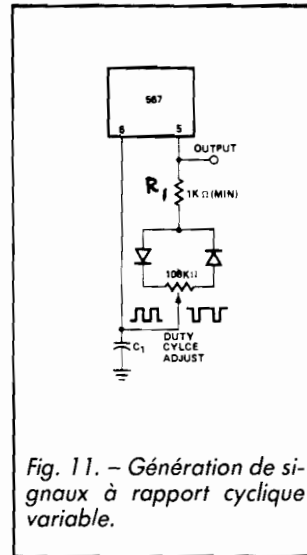


Fig. 11. - Génération de signaux à rapport cyclique variable.

## UTILISATION DU 567 EN OSCILLATEUR

Le décodeur 567 étant, avant tout, une boucle à verrouillage de phase, se prête à nombre d'utilisations en tant qu'oscillateur. En voici quelques exemples, sélectionnés pour leur originalité. Exploitant la sortie rectangulaire (broche 5) du VCO, et la sortie du déphaseur en quadrature (broche 8), le montage de la figure 10 fournit deux signaux en quadrature (déphasage de 90°), à la fréquence imposée par  $R_1$  et  $C_1$ . Il n'y a évidemment, dans ce cas, pas de signal d'entrée :

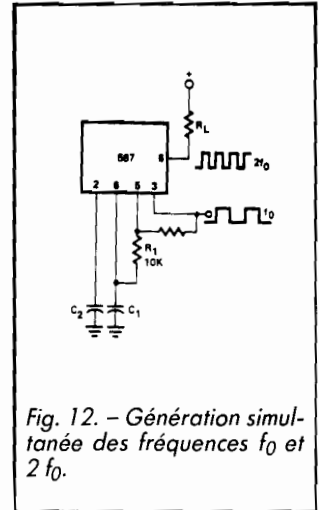


Fig. 12. - Génération simultanée des fréquences  $f_0$  et  $2f_0$ .

la broche 3 est connectée à la masse, et la broche 2 reste inutilisée.

Grâce au potentiomètre P, associé à deux diodes, dont l'une véhicule le courant de charge de  $C_1$ , et l'autre son courant de décharge, le montage de la figure 11 délivre, en sortie du VCO, des créneaux à rapport cyclique variable. On ne donnera pas à  $R_1$  de valeurs inférieures au kΩ. Les rapports cycliques extrêmes dépendent alors du choix de P, et atteignent  $P/R_1$ , ou  $R_1/P$ .

On trouvera enfin, en figure 12, le schéma d'un oscillateur qui délivre à la fois la fréquence  $f_0$  imposée par le réseau  $R_1C_1$  (sortie en broche 3), et la fréquence  $2f_0$ , sur la broche 8.

## POUR CONCLURE

Primitivement destiné à quelques usages bien particuliers, le décodeur 567 se prête, en fait, à de très nombreuses applications. Sa mise en œuvre aisée, sa facilité d'approvisionnement, et son prix modeste, inciteront certainement nos lecteurs à l'expérimenter. Souhaitons que ces quelques notes les y aident.

**R. RATEAU**