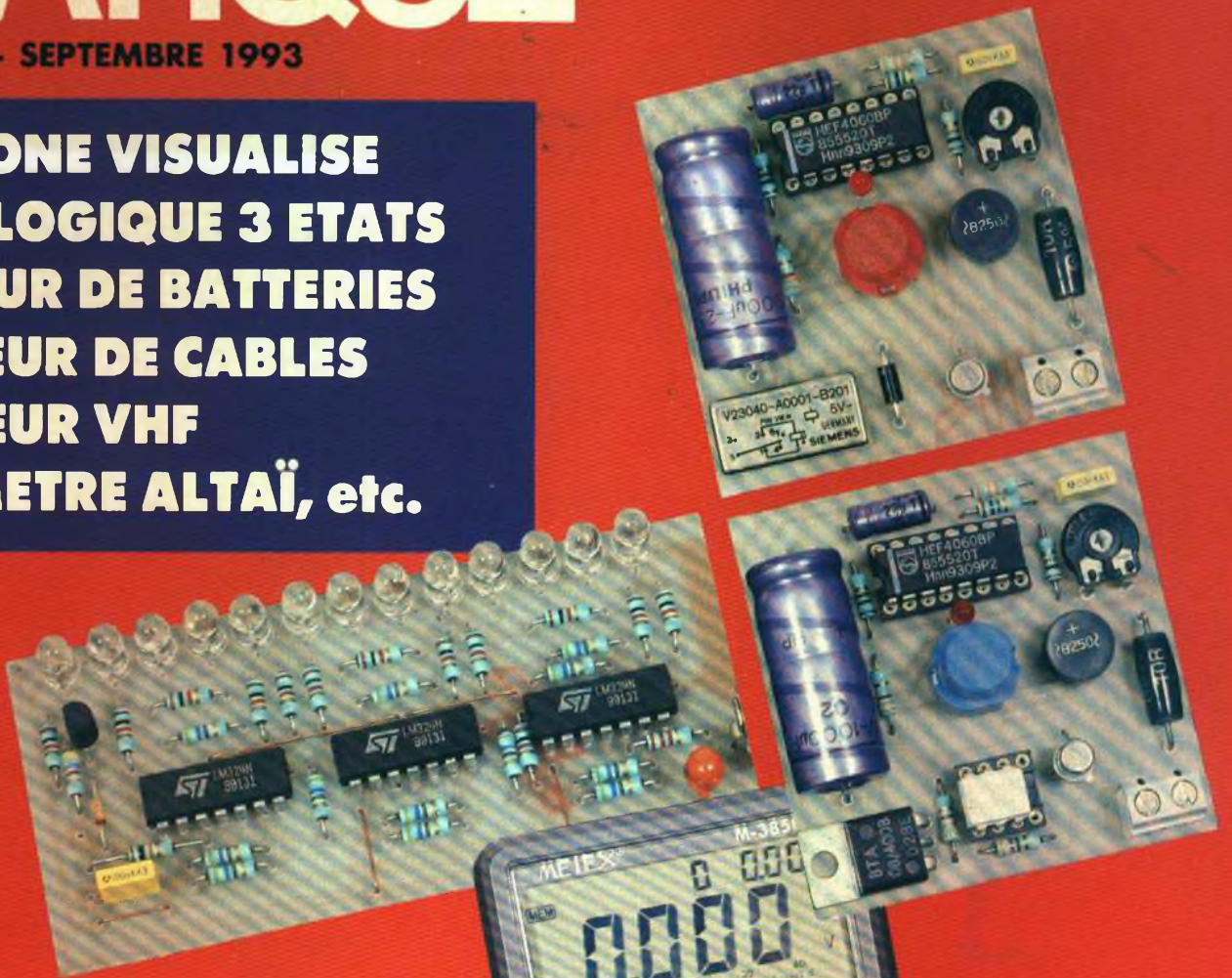


ELECTRONIQUE PRATIQUE

NUMERO 173 - SEPTEMBRE 1993

**TELEPHONE VISUALISE
SONDE LOGIQUE 3 ETATS
COUPLEUR DE BATTERIES
DETECTEUR DE CABLES
RECEPTEUR VHF
MULTIMETRE ALTAÏ, etc.**



**“LES COMPOSANTS D'OR”
GRAND CONCOURS
1^{er} PRIX GAGNEZ
UNE TWINGO**



T 2437 - 173 - 24,00 F



UN CORRECTEUR DE FREQUENCES



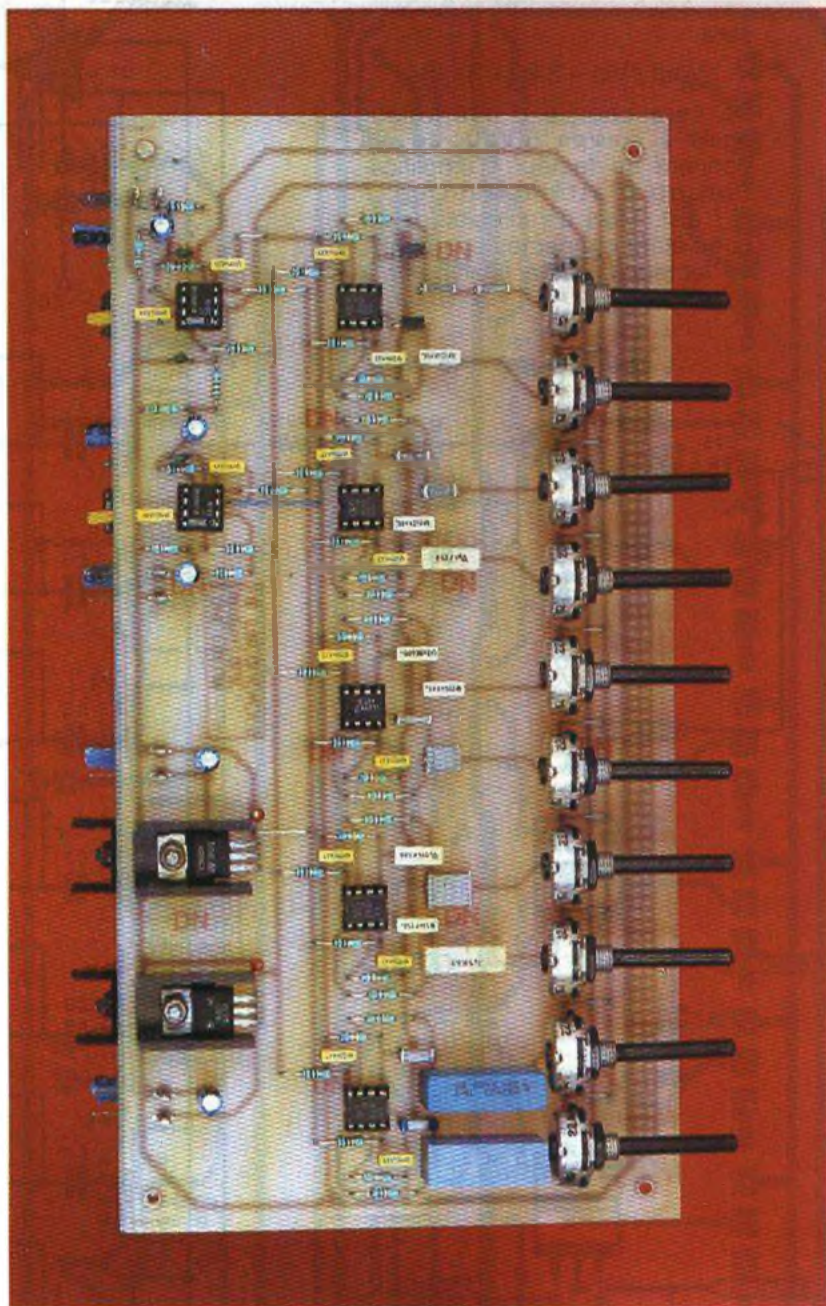
Il est rare qu'une chaîne haute fidélité, la meilleure soit-elle, réponde pleinement à nos exigences en ce qui concerne la reproduction des sons. Tantôt les aigus seront métalliques et les graves insuffisants, tantôt les médiums ne seront pas assez chaleureux et les aigus inexistant. Sans prétendre améliorer des enceintes acoustiques de mauvaise qualité, le montage présenté dans cet article rendra un précieux service à ceux d'entre nos lecteurs ayant rencontré les problèmes évoqués plus haut.

Bien que les enceintes déterminent à elles seules une bonne partie de la qualité d'une chaîne de reproduction sonore, il n'y a pas lieu de les incriminer obligatoirement lorsque les résultats d'écoute de cette chaîne sont décevants !

Il suffit pour s'en convaincre d'installer des doubles rideaux à une fenêtre qui n'en possède pas, de poser un revêtement sur des murs qui étaient précédemment peints ou d'installer un meuble volumineux et toute l'acoustique d'une pièce est chamboulée.

Comme chacun d'entre nous n'a pas obligatoirement les moyens ou l'espace afin d'aménager une chambre sourde, nous vous proposons la réalisation d'un correcteur de fréquences qui, nous l'espérons, pourra vous aider à améliorer l'acoustique d'une pièce qui ne répondrait pas à vos exigences.

Pour effectuer cette correction, il faudrait en principe faire appel à un appareil de mesure (sonomètre ou analyseur BF), afin de déterminer les manques ou les excès à une fréquence donnée.



Mais nous pensons sincèrement que l'oreille est le meilleur des juges et que, si après l'insertion du correcteur dans votre chaîne, votre musique préférée passe sans problème, le but recherché sera atteint.

LE FONCTIONNEMENT

L'égaliseur, ou correcteur de fréquences, est construit sur le principe du schéma représenté en figure 1. Le potentiomètre P_1 contrôle l'atténuation ou l'amplification du signal à la fréquence de résonance du filtre constitué de

C_2 , R_s et L , en faisant varier la contre-réaction négative et le signal d'entrée de l'amplificateur. A la fréquence de résonance et avec le curseur du potentiomètre P_1 en position médiane, le gain sera de 1.

Lorsque le curseur est amené au point A, C_2 est connecté directement au point de jonction de la résistance R_1 et du potentiomètre P_1 ; le réseau C_2R_sL atténuera le signal suivant la formule suivante :

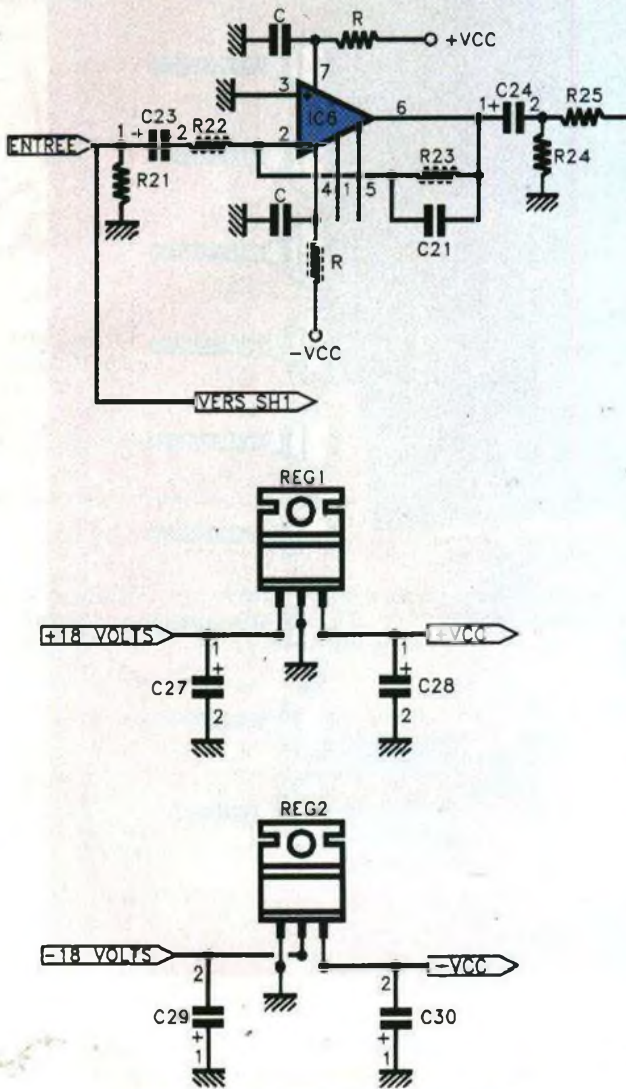
$$V_{out}/V_{in} = R_s / 3 \text{ k}\Omega + R_s$$

Le curseur de P_1 positionné en B, c'est-à-dire à l'autre extrémité, le

gain à la fréquence de résonance sera :

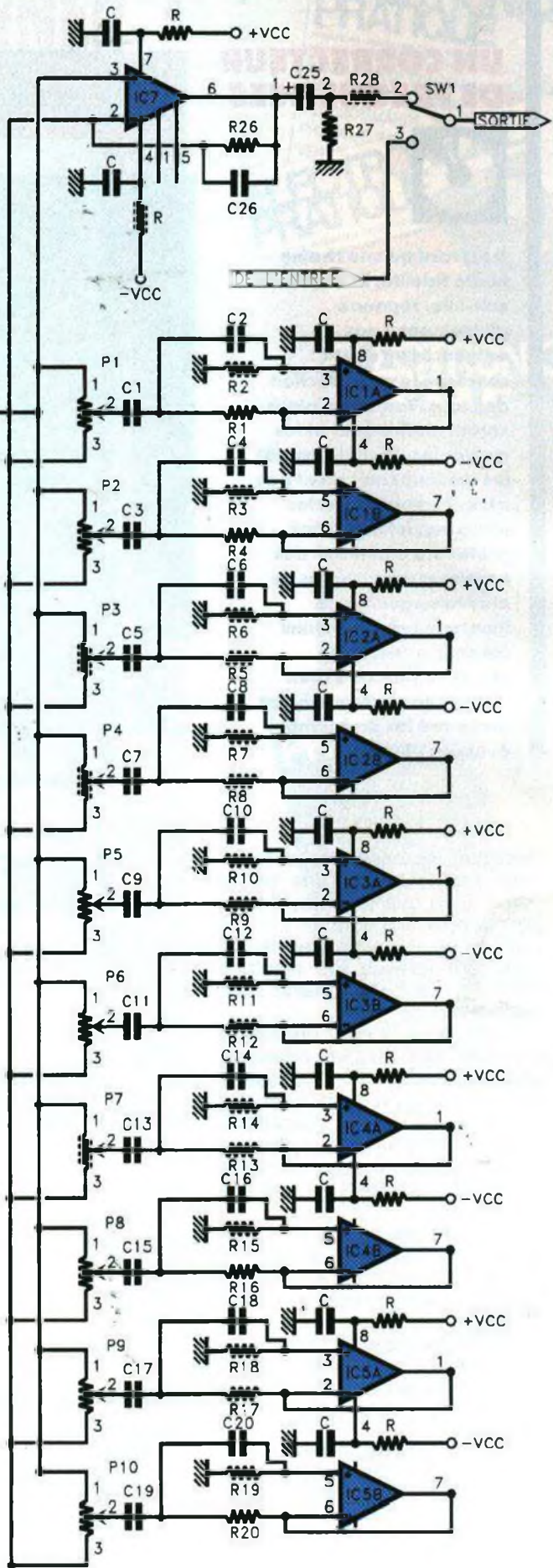
$$V_{out} / V_{in} = 3 \text{ k}\Omega + R_s / R_s$$

R_s sera choisie d'une valeur égale à environ 500Ω , ce qui donnera un facteur d'amplification ou d'atténuation de 7 (17 dB). Mais dix circuits identiques étant connectés ensemble, ce facteur passera finalement à 12 dB.

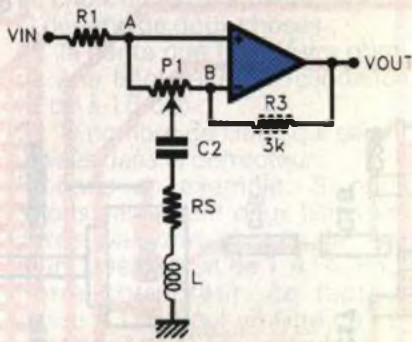


1 Le schéma de principe.

Si nous avons réalisé ce montage à l'aide d'inductances, il aurait fallu utiliser dix valeurs différentes de 3,9 H à 7,95 mH. Cela aurait posé plusieurs problèmes dont le principal aurait été l'approvisionnement de ces composants. C'est pourquoi il était préférable de réaliser des inductances simulées. En figure 2 est représenté le schéma



ATTENUATION ← → AMPLIFICATION



2 Le principe d'une voie du correcteur.

d'une inductance et de ses résistances série et parallèle associées. Pour information, l'impédance d'entrée de ce réseau est donné par la formule :

$$Z_{in} = (sL R_p) / (sL + R_p) + R_s$$

Une inductance simulée est dessinée en figure 2. Les formules suivantes vous permettront éventuellement d'en calculer les éléments :

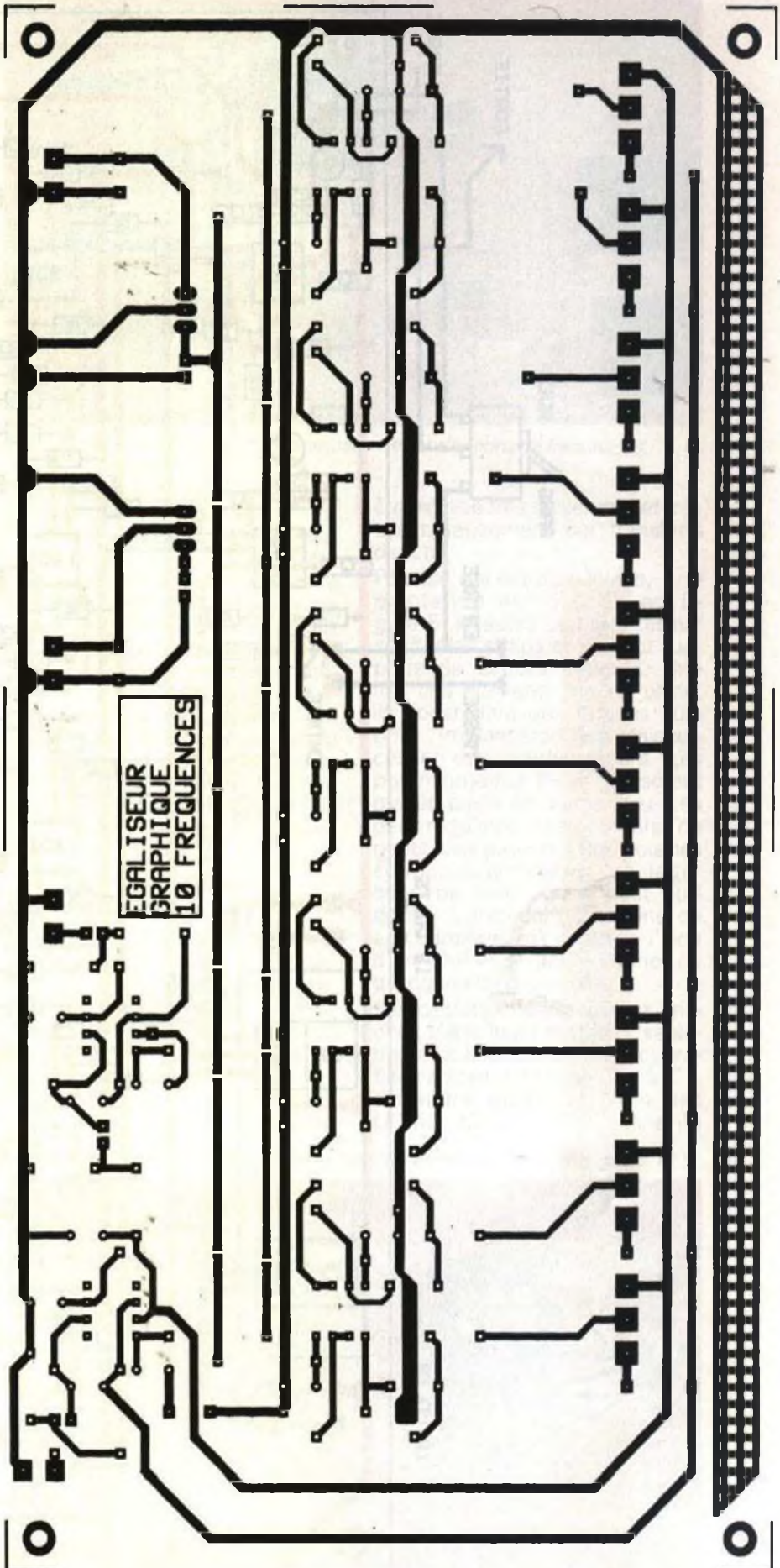
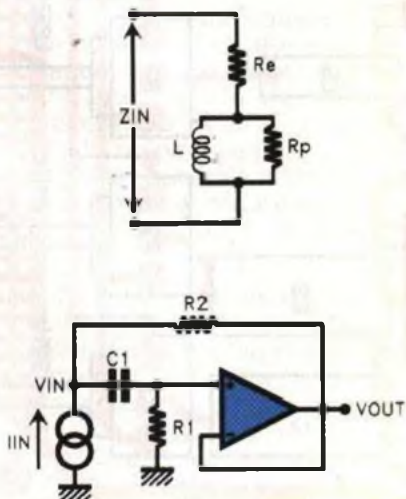
$$R_1 = R_p + R_s$$

$$C_1 = 1 / R_p R_s$$

$$R_2 = R_s$$

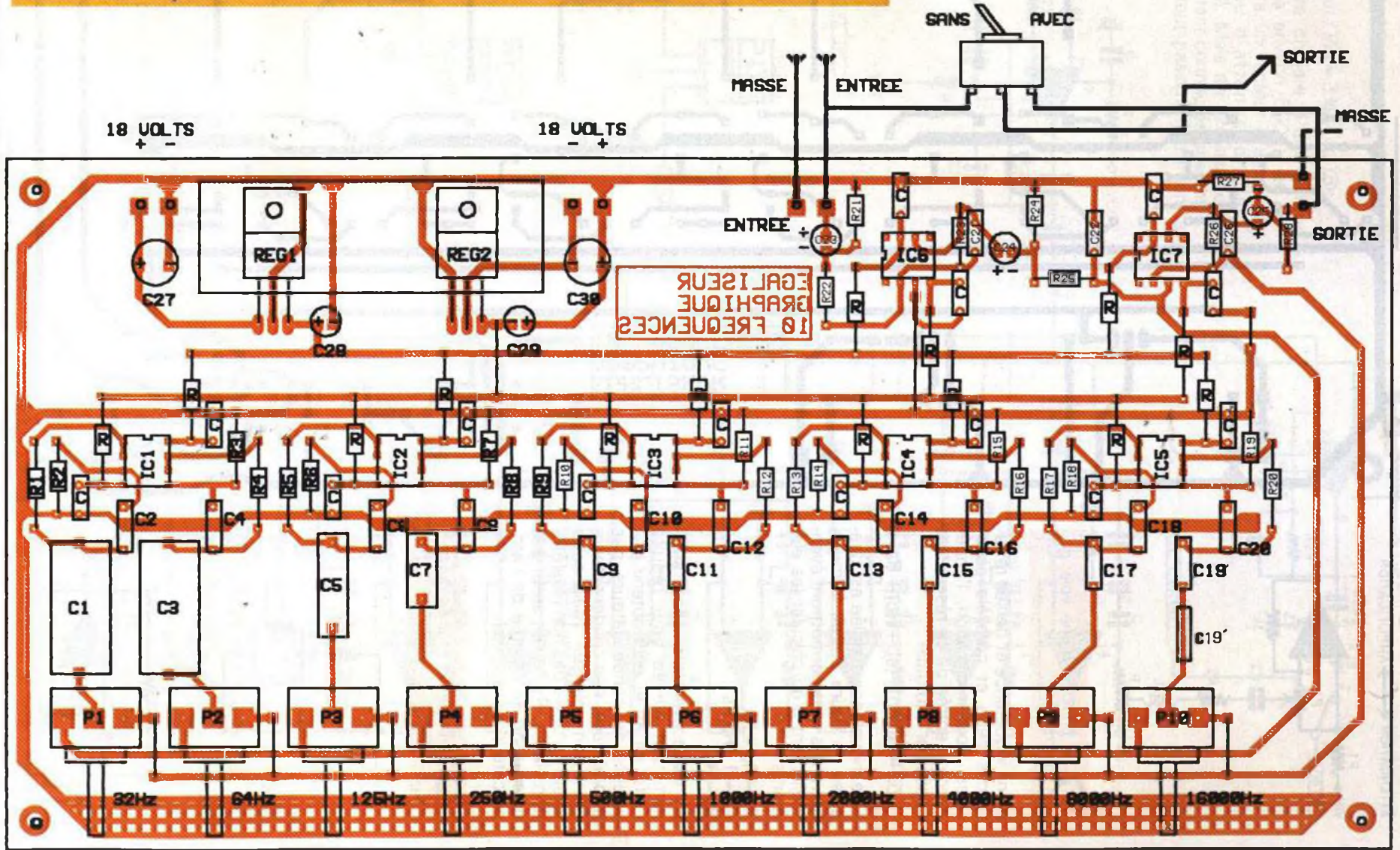
R_1 devra avoir une valeur suffisamment élevée pour réduire l'effet de R_p et pour obtenir des valeurs de condensateurs pas trop élevées, ces condensateurs étant non polarisés. Mais cette valeur ne devra pas non plus être trop élevée, R_1 devant servir à la polarisation de l'entrée de l'amplificateur opérationnel.

3 L'inductance simulée ou gyrateur.



4/5

Dessin du circuit imprimé et implantation des composants. Le condensateur C₁₉ est composé de deux capacités de 22 nF en série, il faut donc couper la piste sous C₁₉.



Le choix du facteur de surtension Q dépend de deux choses :

1° la pente que l'on désire obtenir à la fréquence de résonance (3 dB à 18 dB) ;

2° le nombre de filtres qui seront utilisés dans le correcteur.

Prenons un exemple. Si nous avons seulement deux filtres séparés par une octave, le facteur Q idéal serait de 1,414. Pour notre correcteur, ce facteur passe à 1,7. Pour un filtre de fréquence 1 000 Hz, calculons la valeur des éléments le constituant.

Nous choisissons $R_1 = 68 \text{ k}\Omega$. A l'aide des formules vues en début de paragraphe, nous trouvons $R_s = 470 \Omega$.

Pour L :

$$L = Q R_s / 6,28 f_0 = Q R_2 / 6,28 f_0$$

$$L = (1,7 \times 470) / (6,28 \times 1\,000)$$

$$= 127,2 \text{ mH.}$$

Pour C_1 :

$$C_1 = L / R_p R_s = L / (R_1 - R_2) R_2$$

$$C_1 = (127,2 \times 1\,000) / (68\,000 - 470) 470.$$

$$C_1 = 3\,900 \text{ pF en valeur standard.}$$

Pour C_2 :

$$C_2 = 1 / (6,28 f_0) \times L$$

$$C_2 = 1 / (6,28 \times 1\,000) \times 127,2 \cdot 10$$

$$C_2 = 0,22 \mu\text{F}$$

en valeur standard.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Il est donné à la figure 3. Le signal arrive sur l'entrée inverseuse de IC_6 à travers le condensateur C_{23} . Par la manœuvre de l'inverseur, ce signal peut être transmis directement à la sortie du correcteur, sans passer par ce dernier. On pourra ainsi juger de l'efficacité de la correction.

Le gain des amplificateurs d'entrée et de sortie a été fixé à 1. Chaque AOP est alimenté à travers une cellule de filtrage constitué par R et C (10 Ω et 0,1 μF respectivement). L'alimentation générale s'effectue à l'aide de deux régulateurs intégrés, REG_1 et REG_2 , de 12 V ou 15 V.

Lorsque les curseurs des potentiomètres P_1 à P_{10} sont réglés en position médiane, la réponse en fréquence sera représentée par une ligne droite de gain 0 dB. Le signal de sortie ne sera donc pas modifié par rapport au signal d'entrée. Positionnés vers A, l'atténuation sera au maximum ; po-

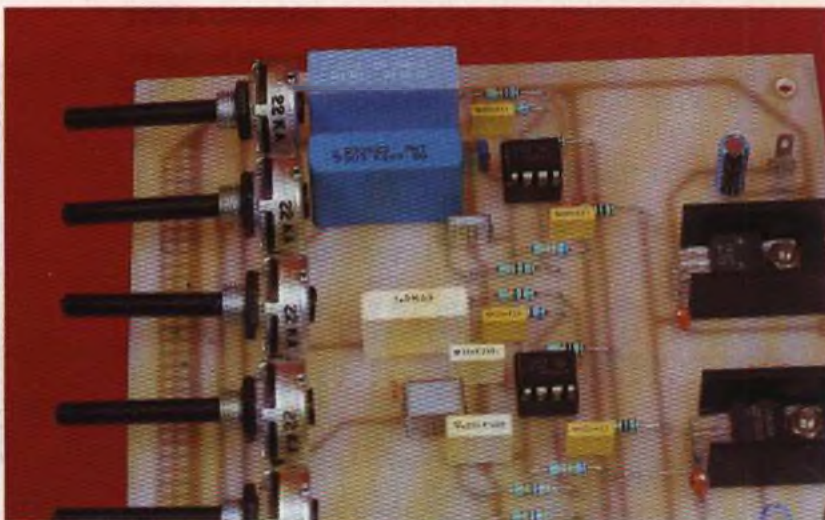


Photo 2. - Les dix potentiomètres assurent les corrections de fréquences.

sitionnés vers B, c'est l'amplification qui sera au maximum.

Les potentiomètres sont des modèles rotatifs, dont vous pourrez faire sortir les axes sur la façade avant du boîtier dans lequel vous aurez installé les platines. Mais cette manœuvre possible de l'extérieur du boîtier des potentiomètres n'est pas obligatoire. A la limite, nous la déconseillons. En effet, de par le principe même de cet appareil, la correction dans le local d'écoute est à effectuer une seule fois. A nos amis lecteurs de juger ce qui sera le mieux pour eux !

LA REALISATION

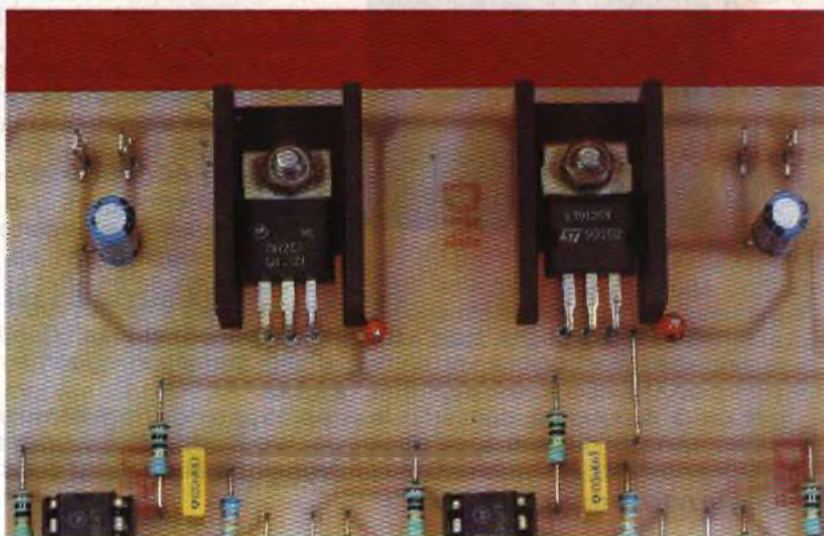
Le dessin du circuit imprimé est représenté à la figure 4. La platine est relativement importante, bien que nous ayons employé des potentiomètres à axe de 4 mm et des doubles amplificateurs opérationnels en boîtier unique. Heureusement, le dessin n'est pas compliqué et pourra

être réalisé très facilement et très avantageusement par transferts directs.

Pour ce qui est du câblage, l'implantation est donnée en figure 5. Il faudra commencer par souder les straps et les sept supports de circuits intégrés. Une fois ces éléments mis en place, ils constituent des repères sûrs pour l'implantation des résistances et des condensateurs. Les potentiomètres P_1 à P_{10} seront mis en place en dernier lieu. Les deux régulateurs seront munis de petits dissipateurs. Une fois les soudures achevées, un léger coup de lime douce peut être donné. L'excédent de résine de ces dernières est enlevé à l'aide d'un chiffon et de l'acétone, ce qui donne un circuit net.

Les circuits intégrés seront enfilés dans leurs supports seulement quand toutes ces opérations seront achevées. IC_1 à IC_5 , sur notre maquette, sont des LF353, double LF351 dans un

Photo 3. - Les deux régulateurs permettent d'obtenir une alimentation à ± 12 V.



même boîtier. IC₆ et IC₇ sont des LF351. D'autres modèles peuvent être employés à condition qu'ils répondent aux mêmes caractéristiques de brochage.

Pour effectuer les essais, il faudra d'abord positionner tous les potentiomètres à mi-course. Ce seront les seuls réglages à effectuer. Après raccordement à une source de tension de 2 fois 18 V continu, le circuit doit fonctionner immédiatement.

Si tel n'était pas le cas, vérifiez d'abord les étages d'entrée et de sortie, surtout au niveau des soudures. Vérifiez la présence des deux tensions régulées. Examinez minutieusement les pistes du circuit imprimé, afin de déceler une éventuelle microcoupure. En dernier lieu, échangez les circuits intégrés IC₆ et IC₇.

Note : le montage présenté est bien évidemment en monophonie. Si vous voulez l'utiliser en stéréophonie, il faudra réaliser une deuxième platine, vous omettez les régulateurs REG₁ et REG₂, ainsi que les condensateurs C₂₇ et C₃₀. Vous raccorderez à l'aide de fils souples les alimentations des deux montages.

Patrice OGUIC

NOMINCLATURE

Circuits intégrés

IC₁ à IC₅ : LF353
IC₆ et IC₇ : LF351

Régulateurs

REG₁ : 7812
REG₂ : 7912

Résistances

R : 10 Ω (14 pièces) (marron, noir, noir)
R₁ : 560 Ω (vert, bleu, marron)
R₂ : 75 kΩ (violet, vert, orange)
R₃, R₇, R₁₁, R₁₄, R₁₈ : 68 kΩ (bleu, gris, orange)
R₄, R₅, R₁₇, R₂₀ : 510 Ω (vert, marron, marron)
R₆, R₁₀, R₁₅ : 62 kΩ (bleu, rouge, orange)
R₁₉ : 51 kΩ (vert, marron, orange)
R₈, R₉, R₁₂, R₁₃, R₁₆ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
R₂₁, R₂₇ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
R₂₂, R₂₃ : 15 kΩ (marron, vert, orange)
R₂₄ : 510 kΩ (vert, marron, jaune)
R₂₅, R₂₆ : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)
R₂₈ : 100 Ω (marron, noir, marron)

Condensateurs

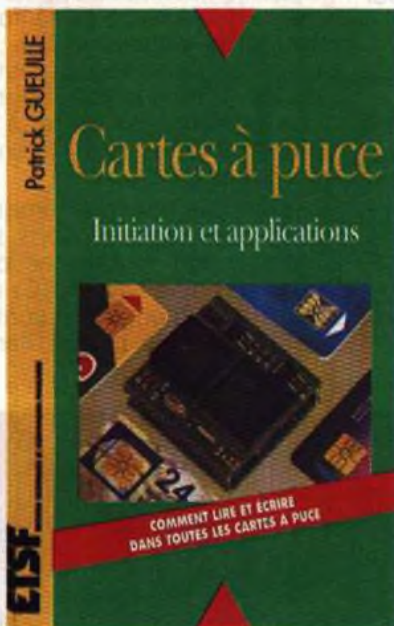
C : 100 nF (14 pièces)
C₁ : 4,7 μF non polarisé
C₂ : 0,12 μF
C₃ : 3,3 μF non polarisé
C₄, C₁₅ : 47 nF
C₅ : 1,5 μF non polarisé
C₆ : 33 nF
C₇ : 820 nF
C₈ : 150 nF
C₉ : 390 nF
C₁₀ : 8,2 nF
C₁₁ : 220 nF
C₁₂ : 3,9 nF
C₁₃ : 100 nF
C₁₄ : 2,2 nF
C₁₆ : 1,2 nF
C₁₇ : 22 nF
C₁₈ : 560 pF
C₁₉ : 2 x 22 nF en série
C₂₀, C₂₂ : 330 pF
C₂₁, C₂₆ : 1 nF
C₂₃, C₂₅, C₂₇, C₃₀ : 4,7 μF 25 V
C₂₄ : 10 μF 25 V
C₂₈, C₂₉ : 1 μF 25 V tantale

Potentiomètres

P₁ à P₁₀ : 22 kΩ linéaires

Divers

2 dissipateurs pour boîtier TO220
1 inverseur bipolaire
7 supports de circuits intégrés
8 broches
8 picots à souder



Parmi les applications spectaculaires de l'électronique en cette fin du XX^e siècle, c'est peut-être la carte à puce qui concerne le plus chacun d'entre nous dans sa vie courante

Pour le commun des mortels, la carte à puce est un nouveau sésame qui, auréolé d'un indéniable mystère, commence à remplacer les clefs et la monnaie.

Pour l'électronicien, c'est en plus un inépuisable sujet de curiosité et d'expérimentation, mais finalement aussi une famille de composants électroniques particulièrement riche d'applications, à laquelle il est parfaitement légitime de s'intéresser.

Au-delà des réticences initiales et bien compréhensibles des pionniers de ces techniques, il est maintenant prouvé qu'il n'y a pas d'inconvénient à dévoiler les mécanismes permettant de lire ou d'écrire dans les cartes à puce de toutes sortes.

La sécurité de ces véritables forteresses électroniques que peuvent et doivent être les cartes dédiées aux applications les plus sensibles repose en effet sur des mécanismes internes qui, sans négligences graves, bénéficient d'une protection quasiment absolue.

Après une indispensable initiation au vocabulaire et aux normes en vigueur dans le monde des cartes

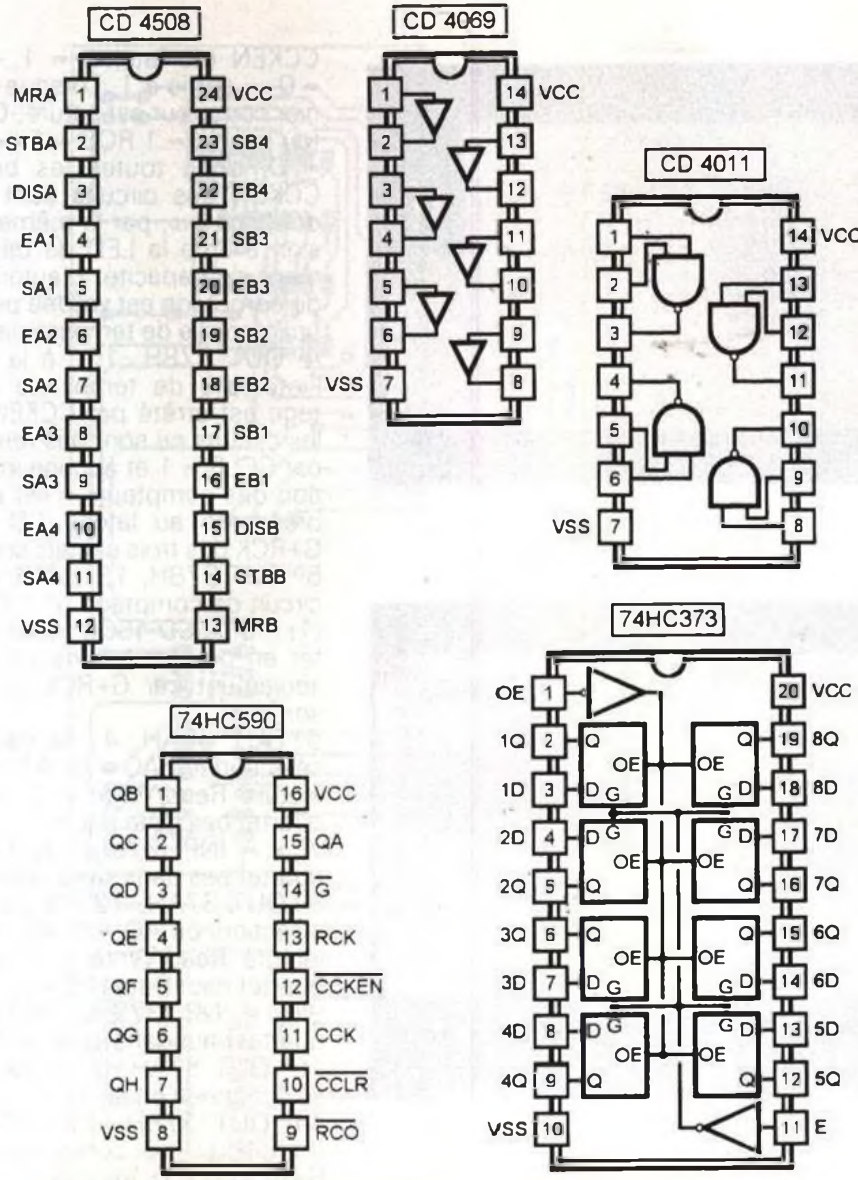
à puce, ce livre vous apprendra à lire et écrire dans les principales familles de cartes, puis à mettre sur pied de véritables applications pratiques.

L'auteur souhaite à ses lecteurs de prendre à cette découverte autant de plaisir qu'il en a lui-même éprouvé en explorant cette branche particulièrement passionnante de l'électronique moderne !

Ce livre va apprendre au lecteur à « lire » et à « écrire » dans la plupart des cartes à puce, avec ou sans l'aide d'un micro-ordinateur.

L'auteur propose de réaliser une « boîte à outils » complète composée de lecteurs de cartes, programmeurs, connecteurs spécifiques, « fausses cartes » en circuit imprimé, alimentations spéciales, etc. Après une découverte progressive des possibilités des composants fascinants et d'une bonne partie de leurs petits secrets, on peut monter ses propres applications adaptées à ses besoins. Les montages iront du testeur de poche pour télécartes à la serrure de sûreté à carte.

Diffusion Bordas : 46.56.52.66.



tracé se fera préférablement par méthode photographique afin d'éviter les éventuels problèmes d'alignement des différentes cartes. Une fois les circuits réalisés et vérifiés, nous pouvons passer à l'implantation des composants en commençant par les straps.

Un assortiment complet vous en est fourni afin d'éviter le recours au circuit double face : trois straps sur la première carte, deux sur la deuxième dont un sous le circuit IC₅ et 16 sur la troisième, dont deux sont présents sous IC₇ et IC₈. Continuer par l'implantation de D₁ (attention à l'orientation) et de R₁, puis les supports de circuits intégrés et les connecteurs tulipe femelles dont voici la liste :

- circuit 1 : K₅, K₆, K₇, K₈, K₉
- circuit 2 : K₁₁, K₁₂, K₁₃, K₁₆, K₁₈, K₁₉.

Soudez ensuite C₁ et la LED (coudée à 90°) en respectant leur polarité, et le connecteur à picots K₂₇ sur le circuit 3. Pour finir, installez les connecteurs tulipe mâle/mâle K₁, K₂, K₃, K₄ parallèlement au circuit 1 en couplant légèrement le côté de diamètre le plus important (le côté fin doit s'insérer correctement sur la carte mère). Placez ensuite les connecteurs de liaison entre les cartes (tulipe mâle/mâle) dont le gros diamètre doit être soudé côté cuivre per-

5/6 Les brochages des circuits intégrés et la table de vérité.

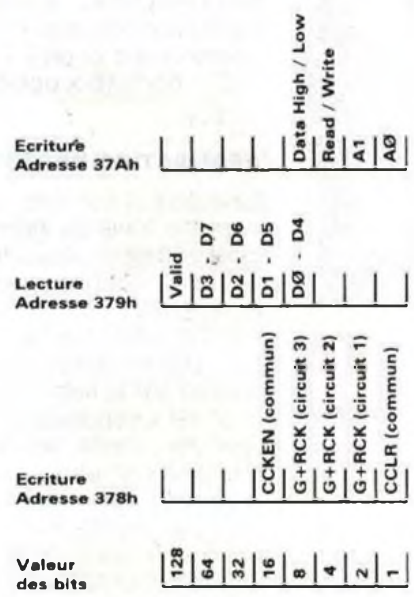


Table de vérité

A0	A1	Read / Write	Data High / Low	Validation 74HC373	Disable A	Disable B	Valid	Bus de données lecture	Contenu du 74HC373
0	0	0	0	1	1	1	0	*	M Ecriture adresse 0
0	0	0	1	1	1	1	0	*	M Ecriture adresse 0
0	0	1	0	0	0	1	0	L	I Lecture Low adresse 0
0	0	1	1	0	1	0	0	H	I Lecture High adresse 0
X	X	0	0	0	1	1	*	*	I Ecriture adresse <>0
X	X	0	1	0	1	1	*	*	I Ecriture adresse <>0
X	X	1	0	0	1	1	*	*	I Lecture adresse <>0
X	X	1	1	0	1	1	*	*	I Lecture adresse <>0

- X Non significatif
- 1 1 logique +5V
- 0 0 logique 0V
- L Quartet bas
- H Quartet haut
- * Haute impédance
- M Modifié
- I Inchangé

LE TELEPHONE VISUALISÉ



Les différents signaux relatifs au fonctionnement du téléphone sont surtout destinés à être rendus audibles, qu'il s'agisse de la sonnerie ou des divers codages de la tonalité. Dans le calme feutré d'un bureau, cela peut déranger. Aussi avons-nous pensé à un montage qui visualise absolument tout ce qui peut se passer dans une ligne téléphonique.

I - LE PRINCIPE

a) Les différents signaux (fig. 1)

Lorsque le combiné téléphonique est raccroché, on relève sur la ligne un potentiel continu de l'ordre de 48 à 50 V. Cette valeur tombe à un potentiel de 8 à 20 V dès que l'on décroche le combiné. A ce moment, on distingue un léger ondulation de quelques

millivolts d'amplitude par rapport à la composante continue. C'est la tonalité caractérisée par le fameux « LA » musical de 440 Hz de fréquence.

Le combiné à nouveau raccroché et si on se fait appeler, le signal de sonnerie se caractérise par des salves de signaux sinusoïdaux de même sens (ce n'est donc pas du courant alternatif) de l'ordre de 100 V entre mini et maxi et d'une fréquence de 50 Hz. Ces signaux ont une durée de 1,7 seconde, séparés par des pauses de 3,3 secondes ; leur période est donc de 5 secondes.

Après obtention de la tonalité suite au décrochement du combiné, on peut composer un numéro. La technique actuelle de la numérotation repose sur la mise en œuvre de la DTMF (Dual Tone Multi Frequency). Ce procédé consiste, pour un chiffre donné, à superposer deux signaux sinusoïdaux de fréquences différentes suivant le tableau rappelé en figure 6. Il en résulte une très grande fiabilité du système. De plus, il s'agit de normes internationales. Nous en reparlerons.

Une fois le chiffre terminé, on perçoit le « signal d'acheminement ». Il s'agit de « BIP » de 440 Hz se caractérisant par des durées de 0,1 seconde, séparées par des pauses de 0,1 se-

conde ; leur période est donc de 0,2 seconde.

Par la suite, deux possibilités peuvent se produire. Si le poste appelé est occupé, il y a émission du signal d'occupation : des « BIP » de 0,5 seconde de durée séparés par des pauses de 0,5 seconde, c'est-à-dire une période de 1 seconde.

Mais si le poste appelé est libre, on perçoit le « rappel de sonnerie » dont les caractéristiques de durée sont les mêmes que celles de la sonnerie elle-même et que nous avons évoquées au début de ce paragraphe.

b) Le synoptique de fonctionnement (fig. 2)

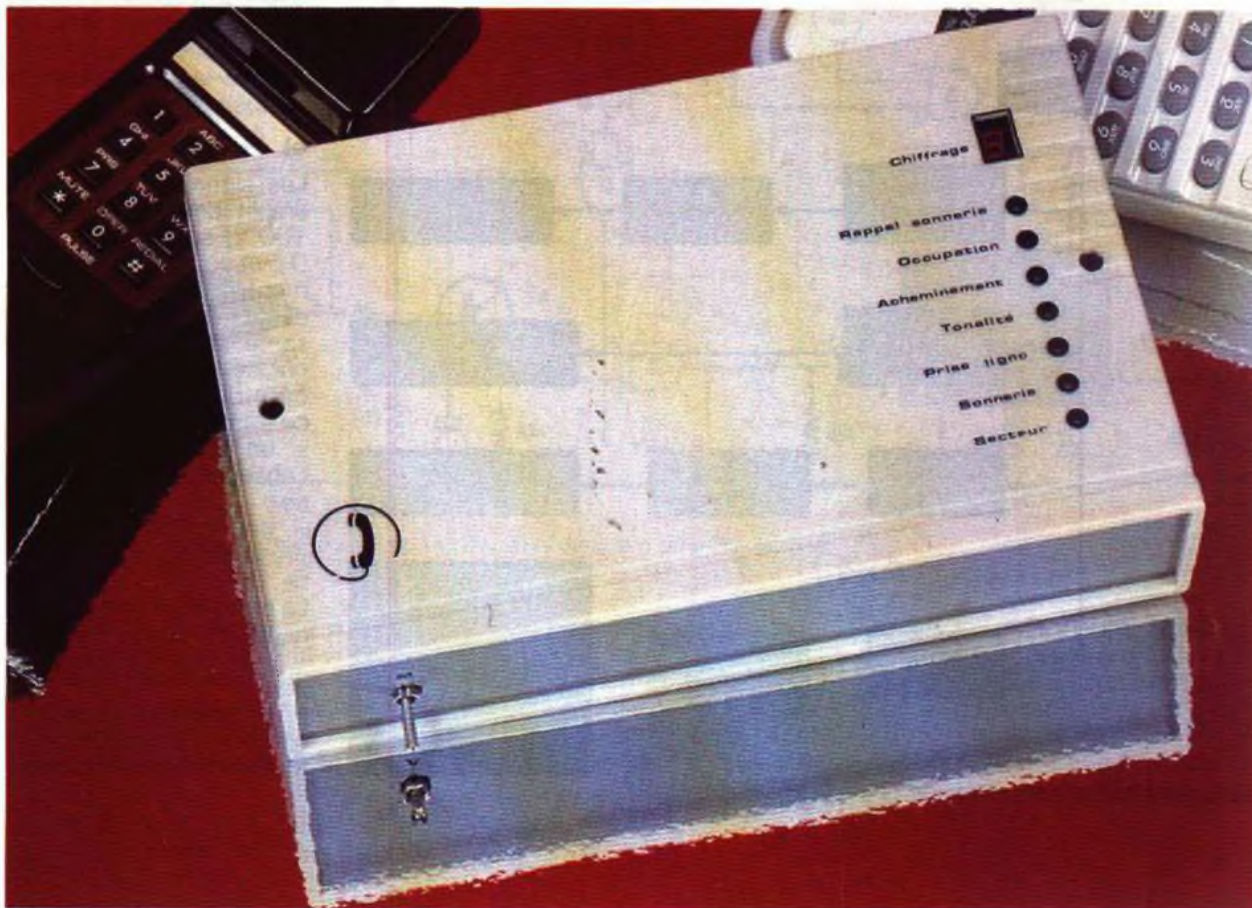
Le principe consiste à mettre en évidence et à décoder les différents signaux dont nous venons de faire le recensement. Ils peuvent se classer en quatre catégories.

1. Sonnerie

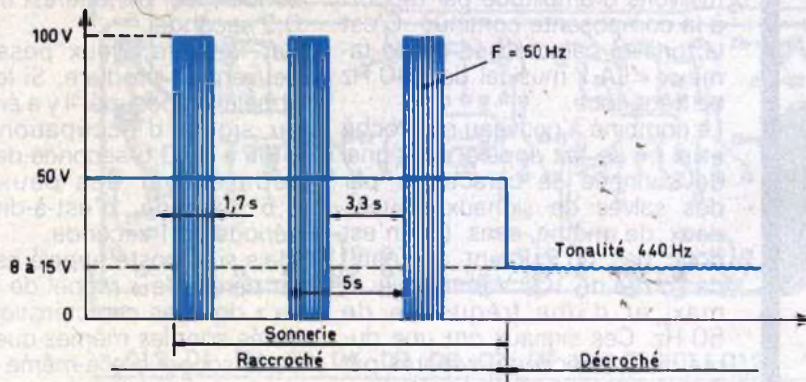
Il s'agit de signaux de très grande amplitude directement exploitable, après un traitement adapté, pour aboutir à l'allumage continu d'une LED de signalisation.

2. Prise de ligne

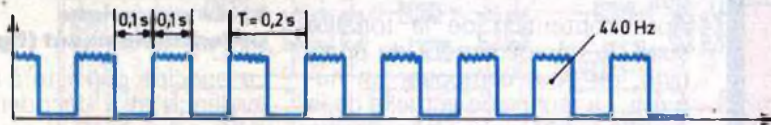
Indépendamment des diverses tonalités, l'allumage d'une LED est provoqué par le fait que le potentiel de ligne chute en dessous de 25 V si on décroche le combiné.



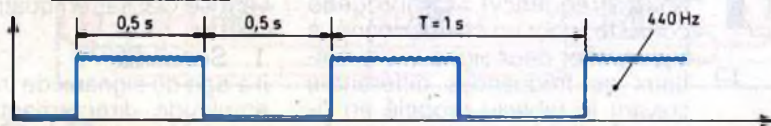
a) Evolution des potentiels



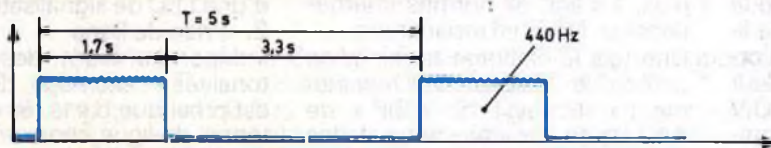
b) Signal d'acheminement



c) Signal d'occupation

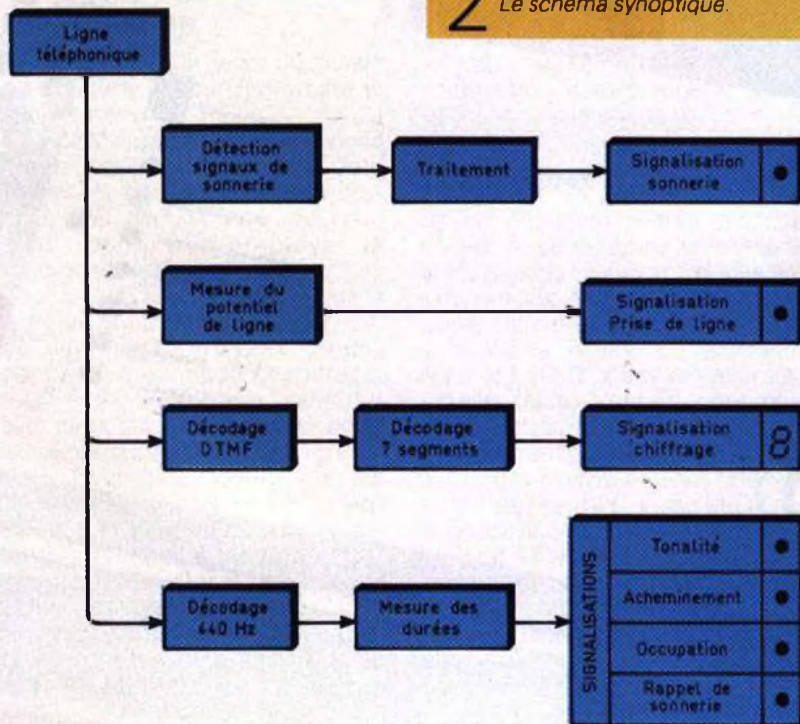


d) Rappel de sonnerie



1 La forme des signaux disponibles sur la ligne téléphonique.

2 Le schéma synoptique.



3. Signaux DTMF

Grâce à un décodage approprié, le chiffre apparaît directement par l'intermédiaire d'un afficheur 7 segments.

4. Signaux liés à la tonalité

Un premier décodage consiste à détecter le 440 Hz. Un traitement complémentaire, basé sur la mesure des durées, permet d'afficher à chaque fois par une LED spécifique :

- la tonalité continue ;
- le signal d'acheminement ;
- le signal d'occupation ;
- le rappel de sonnerie.

II - LE FONCTIONNEMENT (fig. 3, 4, 5 et 6)

a) Alimentation

L'énergie nécessaire au fonctionnement du montage est prélevée du secteur 220 V par l'intermédiaire d'un transformateur abaisseur de tension, mis en service par l'interrupteur I, et qui fournit sur son enroulement secondaire un potentiel alternatif de 12 V. Après un redressement des deux alternances par un pont de diodes, la capacité C₁ réalise un premier filtrage. Ce potentiel est ensuite traité par un régulateur 7805 qui délivre sur sa sortie une tension continue et régulée à 5 V. La capacité C₂ effectue un complément de filtrage tandis que C₃ découple cette alimentation du montage aval. La LED L₁ indique la mise sous tension du dispositif.

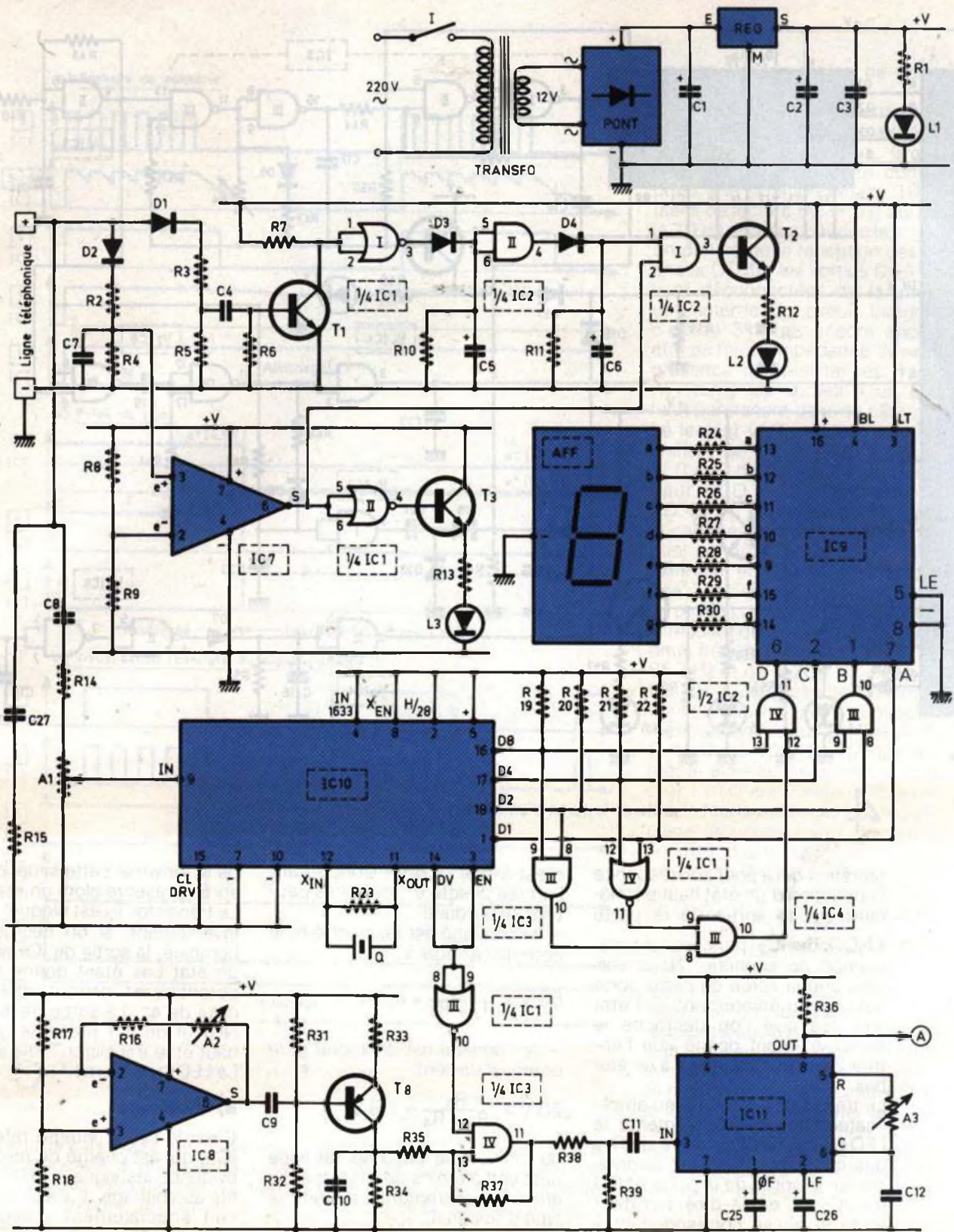
b) Sonnerie

Les signaux de sonnerie, d'une amplitude importante atteignant 100 V, sont pris en compte par D₁ et le pont diviseur que forment les résistances R₃ et R₅. La capacité C₄ élimine la composante continue de ces signaux qui se trouvent transmis sur la base de T₁. Sur le collecteur de ce transistor, on relève :

- un état haut permanent en présence de signaux de sonnerie ;
- des créneaux de 50 Hz en présence de signaux de sonnerie.

La porte NOR I de IC₁ inverse ces niveaux logiques en :

- état bas en situation de repos ;
- en créneaux positifs si les signaux de sonnerie se manifestent sur la ligne téléphonique.

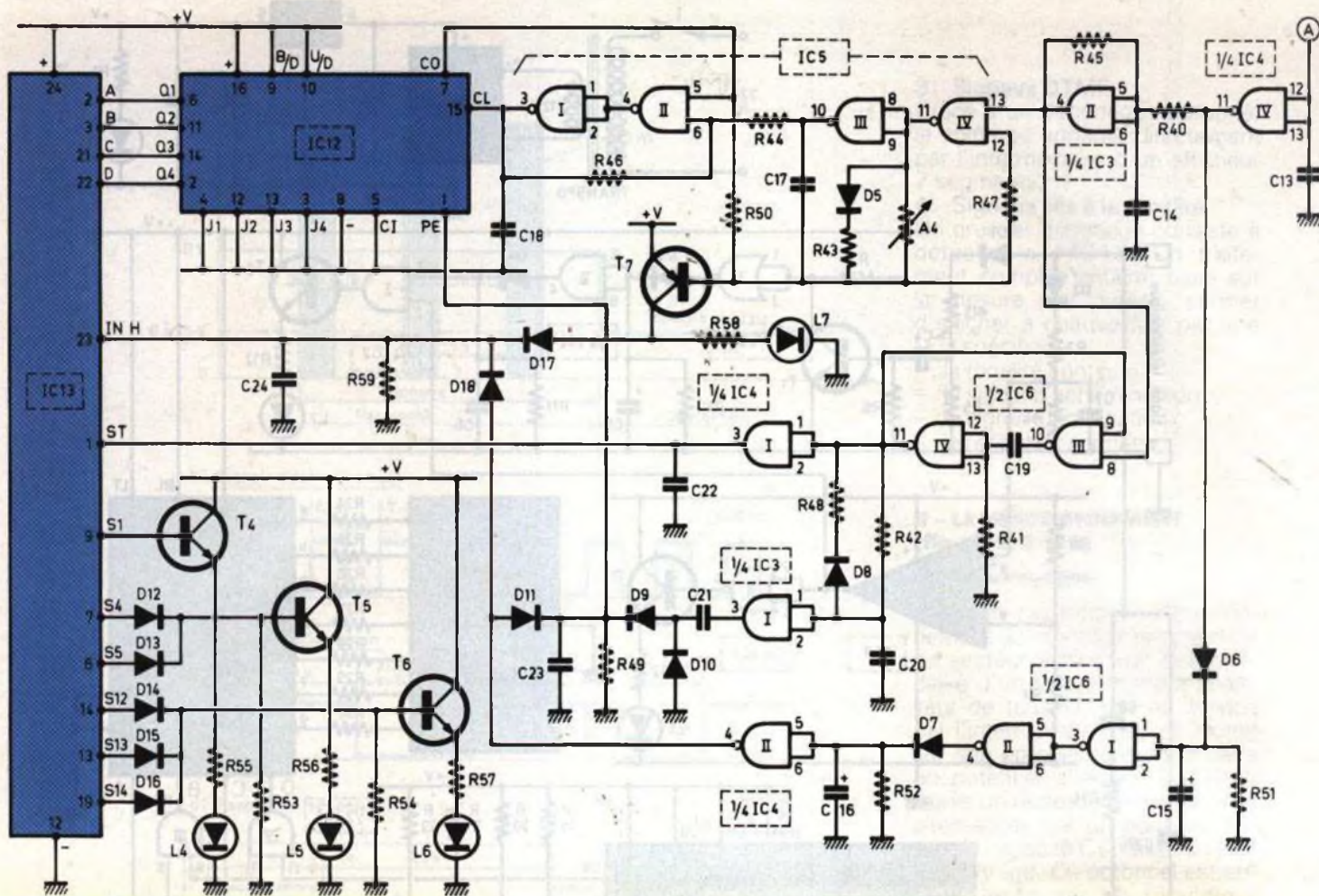


3 La partie du schéma théorique où se trouve la détection de prise de ligne.

La diode D3, la résistance R10 et la capacité C5 constituent un dispositif intégrateur. En effet C5 se charge très rapidement pendant les états hauts délivrés par la porte NOR. Mais elle se dé-

charge assez lentement par la résistance R10 lors des états bas. Il en résulte un état pseudo-haut pendant les phases où la sonnerie retentit, si bien que sur la sortie de la porte AND II de IC2 on

relève un état haut permanent qui laisse sa place à un état bas lors des pauses séparant deux sonneries consécutives. La diode D4, la résistance R11 et la capacité C6 réalisent une seconde in-



4 Le schéma électronique avec la partie d'affichage à DEL.

tégration qui a pour conséquence l'apparition d'un état haut permanent sur la sortie de la porte

AND I de IC₂ pendant une séquence de sonnerie. Nous verrons que la sortie de cette porte passe immédiatement à l'état bas dès que l'on décroche le combiné, étant donné que l'entrée 2 est alors soumise à un état bas.

Le transistor T₂, monté en amplificateur de courant, alimente la LED L₂ par l'intermédiaire de R₁₂ dès qu'un état haut est disponible sur la sortie de la porte AND I de IC₂, c'est-à-dire pendant toute la phase correspondant à une séquence de sonneries.

c) Prise de ligne

Le circuit intégré IC₇ est un « 741 » monté en comparateur de potentiel. Son entrée inverseuse e⁻ est soumise en permanence à un potentiel de :

$$5 \text{ V} \times \frac{R_9}{R_8 + R_9}$$

c'est-à-dire 3,6 V. Concernant l'entrée directe e⁺, deux cas peuvent se produire :

– le combiné est raccroché et le potentiel e⁺ égal à :

$$50 \text{ V} \times \frac{R_4}{R_2 + R_4} = 4,5 \text{ V}$$

– le combiné est décroché et le potentiel devient :

$$20 \text{ V} \times \frac{R_4}{R_2 + R_4} = 1,8 \text{ V}$$

ou moins si le potentiel de ligne descend à moins de 10 V, ce qui arrive fréquemment, suivant le type d'appareil.

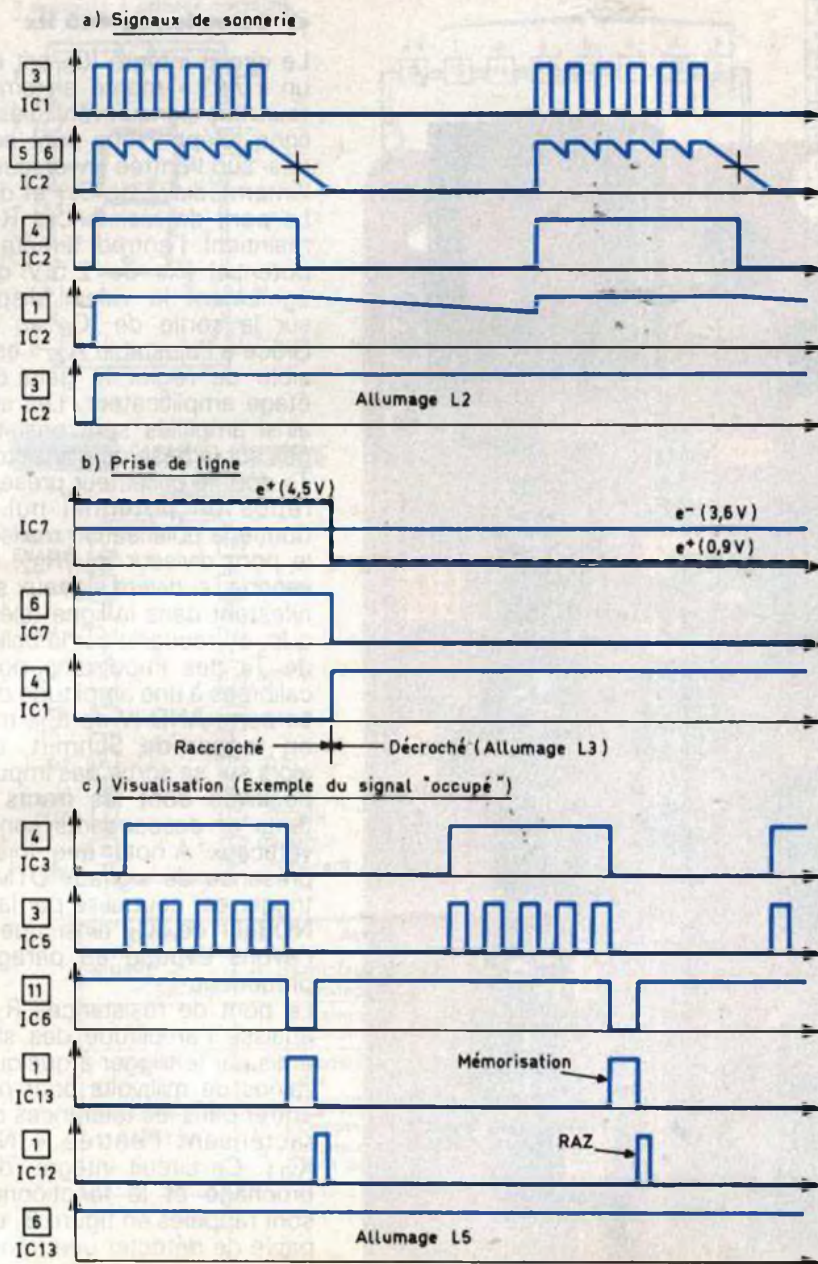
En définitive, tant que le combiné reste raccroché, le potentiel e⁺ est nettement supérieur à celui qui caractérise e⁻, et la sortie de IC₇ présente un état haut, ce qui permet à la porte AND I de IC₂ d'être passante et de remplir son office lors de la détection des signaux de sonnerie, ainsi que nous l'avons évoqué en paragraphe précédent. La porte NOR II

de IC₁ inverse cette situation ; sa sortie présente alors un état bas. Le transistor T₃ est bloqué.

Inversement, si on décroche le combiné, la sortie de IC₇ passe à un état bas étant donné que le potentiel, e⁺ devient inférieur à celui de e⁻. La sortie de la porte NOR II de IC₁ présente un état haut et le transistor T₃ se sature. La LED L₃ s'allume.

d) Chiffrage

C'est le circuit intégré référencé IC₁₀ qui est chargé de mettre en évidence les signaux DTMF relatifs au chiffrage. Il s'agit d'un circuit spécialement prévu pour cette mission : le SSI 202, dont le brochage et le fonctionnement sont rappelés en figure 6. Les signaux DTMF émis par le poste téléphonique lors d'un chiffrage sont acheminés sur l'entrée « IN » de IC₁₀ par l'intermédiaire de C₈, de R₁₄ et de A₁ dont le curseur permet le prélèvement d'une fraction plus ou moins importante du potentiel. Du fait que



5 Quelques courbes relevées sur le montage.

l'entrée « IN 1633 » est reliée en permanence à un état haut, le circuit ne décode pas la quatrième colonne du clavier, à savoir les touches A, B, C et D, dont la fréquence commune est de 1 633 Hz. IC₁₀ ne restitue donc que les chiffres de 0 à 9, ainsi que les touches * et #. Le quartz Q pilote la base de temps interne du circuit. La sortie « DV » passe à l'état haut dès qu'un signal DTMF est reconnu comme acceptable. Elle est reliée à l'entrée « EN », ce qui permet au codage de sortie de se

manifeste sur les sorties D₁, D₂, D₄ et D₈. On pourra également retenir que, lors de la réception d'un signal DTMF, la sortie de la porte NOR III de IC₁ présente un état bas, qui est exploité en guise de sécurité et de fiabilité supplémentaires dans le décodage de la tonalité 440 Hz, que nous développerons dans le paragraphe suivant.

On notera que, du fait que l'entrée « H/28 » est soumise à un état haut, ce sont les quatre premières colonnes du tableau de décodage de la figure 6 qui

constituent les règles de décodage.

De 1 à 9, il s'agit simplement du classique comptage binaire. En revanche, pour le « 0 », le codage de sortie de IC₁₀ correspond à la notation binaire 1010 (sens de lecture D₈ → D₁) qui est le 10 en notation habituelle.

En dehors de la réception des signaux DTMF, les sorties D₁ à D₈ sont déconnectées de la structure interne du circuit intégré : c'est le 3^e état, encore appelé état de haute impédance. Mais la présence des résistances R₁₉ à R₂₂ force les sorties à un état haut permanent dans ce cas.

Le lecteur vérifiera que, pour les chiffres de 1 à 9, les entrées A, B, C et D de IC₉ (qui est un décodeur BCD → 7 segments, le CD 4511) reçoivent directement le codage binaire normal pour lequel ce circuit a été conçu. Par exemple, en appuyant sur la touche 7 du clavier téléphonique, il se produit un signal DTMF qui est le résultat de la superposition des deux fréquences sinusoïdales de 852 Hz et de 1 209 Hz. Les sorties D₁ à D₈ présentent alors la configuration « 0111 » directement transmise aux entrées A, B, C et D de IC₉. Ce dernier alimente alors les segments a, b et c de l'afficheur 7 segments à cathode commune par l'intermédiaire des résistances de limitation R₂₄, R₂₅ et R₂₆.

En dehors de la réception des signaux DTMF, les entrées A, B, C et D de IC₉ sont soumises en permanence à un état haut, par le jeu du fonctionnement des portes AND, NOR et NAND montées entre IC₁₀ et IC₉. Selon les règles de fonctionnement de IC₉, rappelées également en figure 6, tous les segments de l'afficheur sont alors éteints.

Si on appuie sur la touche « 0 », le lecteur peut constater que les règles de fonctionnement relatives aux portes, évoquées ci-dessus, permettent de détecter la position binaire particulière « 1010 ».

Cela a pour conséquence la présentation de la configuration « 0000 » sur les entrées A, B, C et D de IC₉, ce qui provoque l'allumage du « zéro » de l'afficheur. Enfin, si on appuie sur les touches * ou #, ces mêmes portes font présenter aux entrées A, B, C et D de IC₉ une valeur binaire supérieure à 9, ce qui aboutit à l'extinction complète de l'afficheur.

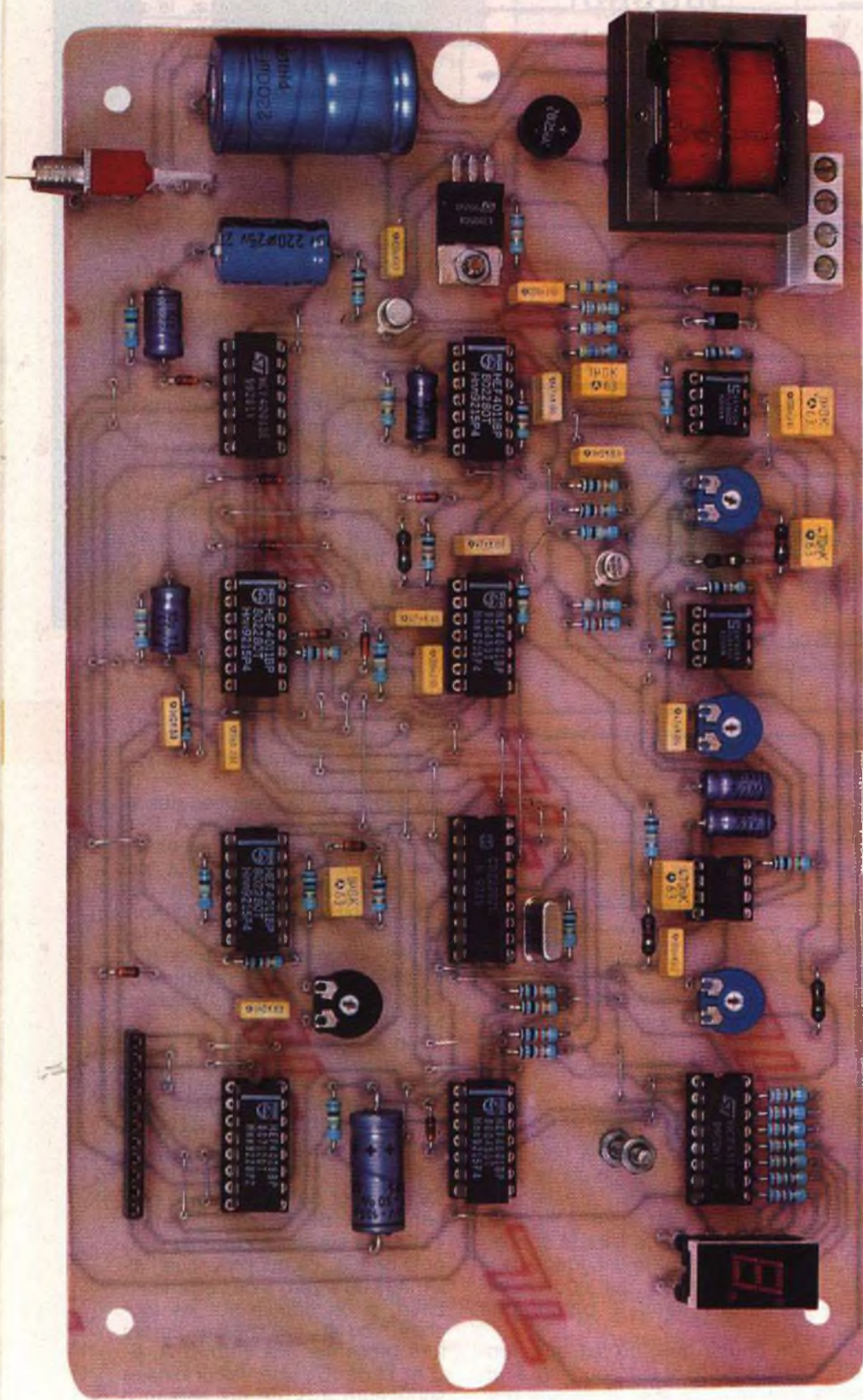


Photo 2 - La carte principale est prête à recevoir la platine d'affichage.
70 N° 173 ELECTRONIQUE PRATIQUE

c) Détection du 440 Hz

Le circuit intégré IC₈ est encore un « 741 » monté en amplificateur. Les signaux véhiculés par la ligne téléphonique sont acheminés sur l'entrée inverseuse par l'intermédiaire de C₂₇ et de R₁₅. Le pont de résistances R₁₇/R₁₈ maintient l'entrée directe à un potentiel fixe de 2.5 V qui est également la valeur disponible sur la sortie de IC₈ au repos. Grâce à l'ajustable A₂, il est possible de régler le gain de cet étage amplificateur. Les signaux ainsi amplifiés sont ensuite dirigés sur la base du transistor PNP T₈ dont le collecteur présente au repos un potentiel nul étant donné la polarisation réalisée par le pont diviseur R₃₁/R₃₂. En revanche, si divers signaux se manifestent dans la ligne téléphonique, on recueille sur le collecteur de T₈ des impulsions positives calibrées à une amplitude de 5 V. La porte AND IV de IC₃, montée en trigger de Schmitt, délivre alors sur sa sortie des impulsions positives dont les fronts montants et descendants sont bien verticaux. A noter que, lors de la présence de signaux DTMF, ce trigger est neutralisé par la porte NOR III de IC₁ ainsi que nous l'avons évoqué au paragraphe précédent.

Le pont de résistances R₃₈/R₃₉ abaisse l'amplitude des signaux émis par le trigger à quelques dizaines de millivolts pour pouvoir entrer dans les tolérances qui caractérisent l'entrée « IN » de IC₁₁. Ce circuit intégré, dont le brochage et le fonctionnement sont rappelés en figure 6, est capable de détecter une fréquence bien précise. Il s'agit d'un décodeur de tonalité. Sa base de temps est régie par l'association A₃-C₁₂. Sa fréquence de détection s'exprime par la relation :

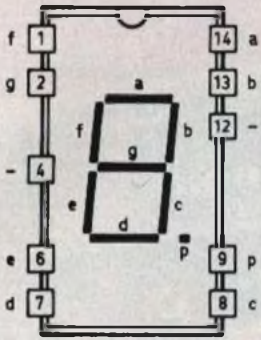
$$F = \frac{1}{1.1 \cdot A_3 \cdot C_{12}}$$

Grâce à l'ajustable A₃, il est alors possible de régler IC₁₁ sur la fréquence particulière de 440 Hz. Pour cette valeur, la sortie « OUT », normalement forcée à l'état haut au repos par R₃₆, présente alors un état bas.

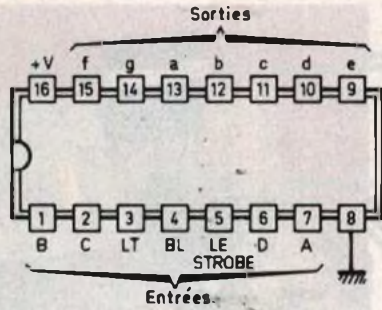
f) Base de temps et comptage

En cas de détection d'un signal caractérisé par une fréquence de 440 Hz, la sortie de la porte

Afficheur MAN 74 A
7 segments à cathode commune



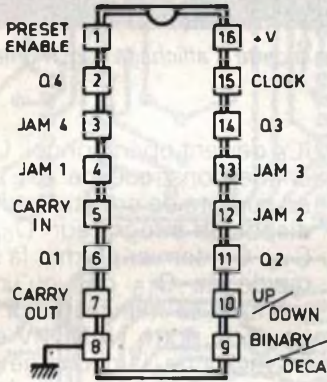
CD 4511 Décodeur BCD → 7 segments



X Niveau indifférent
* Dépend du niveau des entrées A, B, C, D au moment de la transition 0→1 sur LE
0 Niveau logique 0 (état bas)
1 Niveau logique 1 (état haut)

LE	BL	LT	D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g	Affichage
X	X	0	X	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	8
X	0	1	X	X	X	X	0	0	0	0	0	0	0	Éteint
0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0
0	1	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	0
0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0
0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0
0	1	1	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0
0	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
0	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0
0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0
0	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	0
0	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	X	X	X	X	*	*	*	*	*	*	*	*

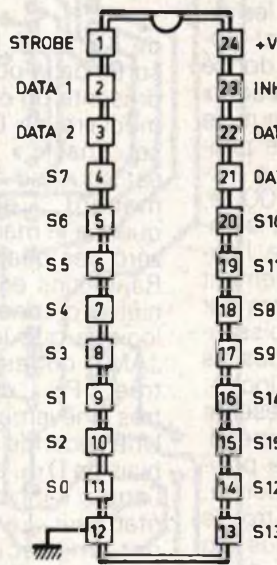
CD 4029 Compteur - décompteur BCD/binaire



Q1	Q2	Q3	Q4
0	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	0	0	1
5	1	0	1
6	0	1	1
7	1	1	1
8	0	0	0
9	1	0	0
10	0	1	0
11	1	1	0
12	0	0	1
13	1	0	1
14	0	1	1
15	1	1	1

Entrée	Etat	Action
BINARY / DECADE	1	Comptage binaire
	0	Comptage BCD
UP / DOWN	1	Comptage
	0	Décomptage
PRESET	1	Prépositionnement
ENABLE	0	Non prépositionnement
CARRY IN	1	Compteur bloqué
	0	Compteur avance (front positif sur (CLOCK))

CD 4014 Décodeur binaire → 16 sorties linéaires



INHIBIT	DATA				Etat haut sur:
	4	3	2	1	
0	0	0	0	0	S0
0	0	0	0	1	S1
0	0	0	1	0	S2
0	0	0	1	1	S3
0	0	1	0	0	S4
0	0	1	0	1	S5
0	0	1	1	0	S6
0	0	1	1	1	S7
0	1	0	0	0	S8
0	1	0	0	1	S9
0	1	0	1	0	S10
0	1	0	1	1	S11
0	1	1	0	0	S12
0	1	1	0	1	S13
0	1	1	1	0	S14
0	1	1	1	1	S15
1	X	X	X	X	0 sur toutes les sorties

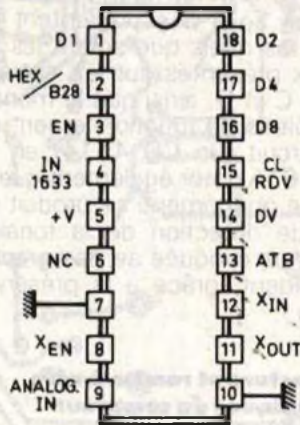
(X) Etat indifférent

6 Brochage des circuits intégrés

551 202 Décodeur DTMF

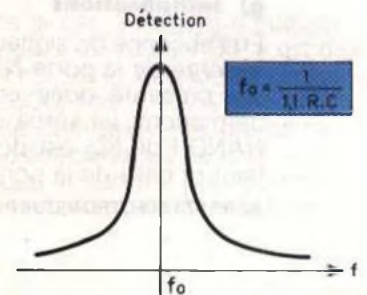
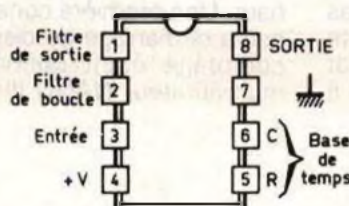
Tableaux de décodage

	HEX/B28 +1				HEX/B28 -0			
	D8	D4	D2	D1	D8	D4	D2	D1
1	0	0	0	1	0	0	0	0
2	0	0	1	0	0	0	0	1
3	0	0	1	1	0	0	0	1
4	0	1	0	0	0	1	0	0
5	0	1	0	1	0	1	0	1
6	0	1	1	0	0	1	1	0
7	0	1	1	1	0	0	0	0
8	1	0	0	0	1	0	0	1
9	1	0	0	1	1	0	1	0
10	1	0	1	0	1	1	0	1
11	1	0	1	1	1	1	0	0
12	1	1	0	0	1	1	1	0
13	1	1	0	1	0	0	1	1
14	1	1	1	0	0	1	1	1
15	1	1	1	1	1	0	1	1
16	0	0	0	0	1	1	1	1



Fréquences DTMF	Fréquences DTMF			
	1209Hz	1336Hz	1477Hz	1633Hz
697Hz	1	2	3	A
770Hz	4	5	6	B
852Hz	7	8	9	C
941Hz	*	0	#	D

LM 507 Décodeur de tonalité



NAND IV de IC₄ passe à l'état haut. De ce fait, le multivibrateur constitué par les portes NAND III et IV de IC₅ devient opérationnel. Il délivre sur sa sortie des créneaux dont la période dépend essentiellement de la position du curseur de A₄ et de C₁₇. Nous verrons plus loin pourquoi cette période devra être de l'ordre de 140 ms. La diode D₅ assure une décharge plus rapide de C₁₇ de manière que cette capacité soit plus rapidement prête pour être sollicitée lors de la reprise du signal après une pause courte ; cela est notamment le cas du signal d'acheminement. Les portes NAND I et II de IC₅ constituent un trigger de Schmitt qui alimente l'entrée « Clock » du compteur IC₁₂. Il s'agit d'un CD 4029 dont le brochage et les règles de fonctionnement sont rappelés en **figure 6**. Etant donné que l'entrée « Binary-Décade » est soumise à un état haut, le compteur évolue suivant le principe du comptage binaire, c'est-à-dire de la position 0 (0000, sens de lecture Q₄ → Q₁) à la position 15 (1111). Puisque l'entrée « Up-Down » est également reliée à un état haut, le compteur « compte » par valeurs croissantes au rythme des fronts positifs présentés sur l'entrée « Clock ». La sortie « Carry-Out » présente un état haut dans le cas général. Elle passe à l'état bas si la position extrême 1111 est atteinte. Dans ce cas, le trigger se trouve neutralisé. Nous verrons plus loin qu'en début de tonalité le compteur IC₁₂ part toujours de la position zéro étant donné qu'une remise à zéro a eu lieu précédemment.

Dans le cas de la tonalité continue, le multivibrateur fonctionne de façon permanente. Quant au trigger NAND I et II de IC₅, il laissera passer 15 impulsions et neutralisera IC₁₂ sur la position extrême. La sortie « Carry-Out » présente alors un état bas, ce qui permet au transistor PNP T₇ de se saturer. Cela a pour conséquence l'allumage de la LED L₇ qui visualise ainsi la présence de la tonalité continue.

g) Initialisations

En l'absence de signaux 440 Hz, la sortie de la porte NAND IV de IC₄ présente donc un état bas permanent. La sortie de la porte NAND I de IC₆ est donc à l'état haut ; et celle de la porte NAND II

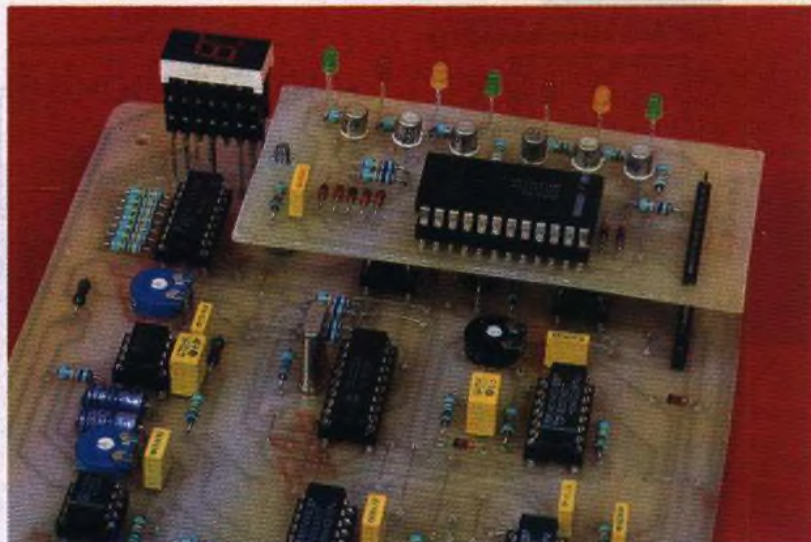


Photo 3. — L'afficheur à sept segments et la carte d'affichage sont montés sur la platine principale.

de IC₆ est à l'état bas. Enfin, la sortie de la porte NAND II de IC₄ présente un état haut. Par l'intermédiaire de D₁₁, l'entrée « Preset Enable » du compteur IC₁₂ est soumise à un état haut permanent. Cela a pour conséquence le maintien sur la position zéro des quatre sorties Q₁ à Q₄. Rappelons en effet que ces dernières prennent le même niveau logique que les entrées JAM₁ à JAM₄ correspondantes si l'entrée « PE » est soumise, même très brièvement, à un état haut. Une seconde conséquence par le biais de D₁₈, est la soumission de l'entrée « Inhibit » de IC₁₃ à un état haut. Le circuit intégré IC₁₃ est un décodeur binaire → 16 sorties. Si l'entrée « INH » est reliée à un état haut, toutes les sorties S₀ à S₁₅ présentent un état bas quels que soient les niveaux présentés sur les entrées A, B, C et D, ainsi que le montre le tableau de fonctionnement de ce circuit (un CD 4514) en **figure 6**. A noter également que le même phénomène se produit en cas de détection de la tonalité continue évoquée au paragraphe précédent, grâce à la présence de D₁₇.

h) Lecture et remise à zéro périodiques du compteur

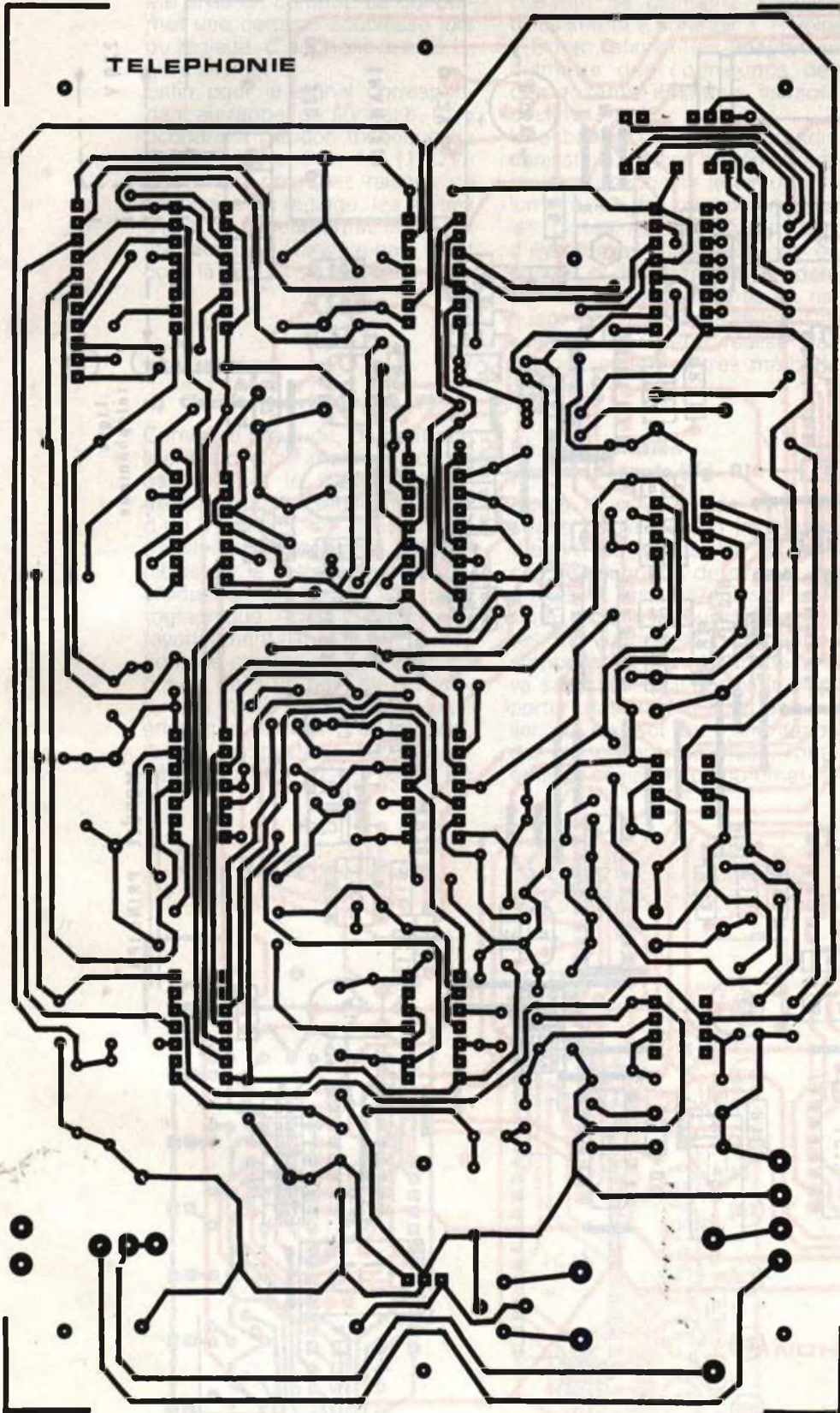
Dès qu'un signal 440 Hz se manifeste dans la ligne téléphonique, la sortie de la porte NAND IV de IC₄ passe à l'état haut. Une première conséquence est le démarrage du dispositif de comptage étant donné que le multivibrateur NAND III et IV de

IC₅ devient opérationnel. Une seconde conséquence est la prise en compte de cet état haut par le dispositif intégrateur D₆/ R₅₁/ C₁₅. Ce dernier permet la charge rapide de C₁₅ dès qu'un front montant se manifeste sur la sortie de la porte NAND IV de IC₄. En revanche, la décharge de C₁₅ ne peut se réaliser que très lentement, par l'intermédiaire de R₅₁. Il en résulte, lors des signaux « acheminement » et « occupation », un état haut permanent sur la sortie de la porte NAND II de IC₆. En revanche, pour le signal correspondant au « rappel de sonnerie », l'intégration apportée par R₅₁ et C₁₅ est insuffisante, si bien qu'un second étage intégrateur est prévu pour cette situation. Il s'agit de D₇, R₅₂ et C₁₆, si bien que sur la sortie de la porte NAND II de IC₄ on relève un état bas dans tous les cas. Cela a pour conséquence :

- le passage de l'entrée « INH » de IC₁₃ à l'état bas, ce qui rend ce circuit intégré opérationnel ;
- le passage de l'entrée « PE » de IC₁₂ à l'état bas, ce qui autorise le comptage normal.

La fin d'un « BIP » de 440 Hz, quelle que soit d'ailleurs sa durée (acheminement, occupation, rappel de sonnerie) se traduit par un front descendant sur la sortie de la porte AND II de IC₃. Le résultat de cette variation de potentiel est le déclenchement de la bascule monostable que constituent les portes NAND III et IV de IC₆. Cette bascule délivre alors sur sa sortie une impulsion négative dont la durée est entièrement déterminée par les valeurs de R₄₁ et

TELEPHONIE



de C₁₉. Dans le cas présent, cette impulsion a une durée de l'ordre de 0,3 ms. La porte NAND I de IC₄ inverse cette impulsion négative en impulsion positive qui se trouve acheminée sur l'entrée « Strobe » de IC₁₃. Cette opération a pour résultat le figeage des bascules internes de IC₁₃ sur la position binaire qu'occupaient les entrées A, B, C et D à ce moment précis. Il s'agit donc bien d'une lecture instantanée du contenu du compteur IC₁₂ suivie d'une mémorisation. Le lecteur l'aura compris : le compteur IC₁₂ travaille ici en véritable chronomètre pour déterminer la durée des « BIP » de 440 Hz.

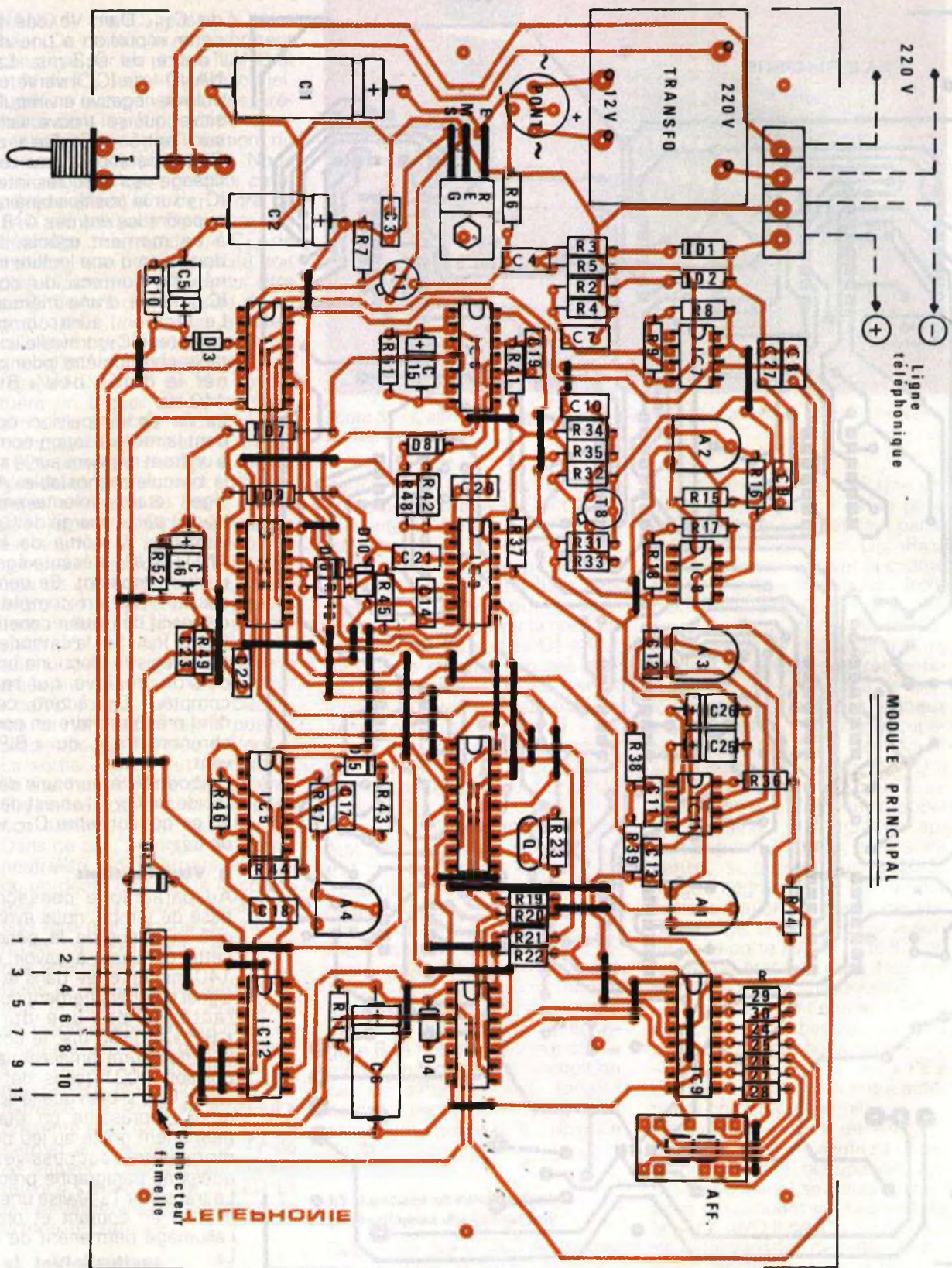
La fin de l'impulsion commandant la mémorisation correspond à un front montant sur la sortie de la bascule monostable. Avec un léger retard, volontairement introduit par la charge de C₂₀ à travers R₄₂, la sortie de la porte AND I de IC₃ présente également un front montant. Ce dernier est aussitôt pris en compte par le dispositif dérivateur constitué par C₂₁ et R₄₉. Sur la cathode de D₉, on enregistre alors une brève impulsion positive qui remet le compteur IC₁₂ à zéro, ce qui le rend prêt à prendre en compte le chronométrage du « BIP » suivant.

La diode D₈ assure une décharge rapide de C₂₀. Il en est de même en ce qui concerne D₁₀ vis-à-vis de C₂₁.

1) Visualisations

Au paragraphe consacré à la base de temps, nous avons évoqué la valeur de la période de cette dernière, à savoir environ 140 ms. En effet, dans le cas du signal d'acheminement qui se caractérise par une durée de « BIP » de 100 ms, le compteur IC₁₂ ne pourra jamais dépasser la position 0001 (sens de lecture Q₄ → Q₁), si bien que la sortie S₁ de IC₁₃ présente un état haut permanent grâce au jeu des mémorisations successives évoquées au paragraphe précédent. Le transistor T₄ réalise une amplification en courant et provoque l'allumage permanent de la LED L₄.

Dans le cas du signal d'occupation où la durée du « BIP » est de 500 ms, IC₁₂ occupera la position $500/140 + 1 = 4$ (0100) en fin de comptage, ce qui correspond à la sortie S₄ de IC₁₃. A noter que la sortie S₅ a également



8 Implantation des composants de la carte principale.

été prise en compte, ce qui permet une certaine souplesse lors du réglage. C'est donc la LED L₅ qui s'allume.

Enfin pour le signal correspondant au rappel de sonnerie, IC₁₂ occupera la position théorique de $1700/140 + 1 = 13$ (1101). Également pour des raisons de souplesse de réglage, les sorties S₁₂ et S₁₄ encadrantes ont aussi été retenues. Dans ce cas, c'est donc la LED L₆ qui s'allume.

REALISATION

a) Circuits imprimés (fig. 7)

Comme d'habitude, on peut réaliser les circuits imprimés soit en passant par le stade intermédiaire de la réalisation manuelle d'un « mylar » en utilisant les transferts « Mecanorma » disponibles sur le marché, soit par reproduction directe par voie photographique. Après exposition au rayonnement ultraviolet et révélation, les circuits imprimés seront gravés dans un bain de perchlorure de fer. Ils subiront ensuite un énergique rinçage. Par la suite, toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de

0,8 mm de diamètre. Certains trous seront à agrandir à 1, voire 1,3 mm, afin de les adapter au diamètre des connexions des composants auxquels ils sont destinés.

Une bonne habitude à prendre consiste à vérifier systématiquement, en exposant le circuit à la lumière, et par transparence, si les pistes ne comportent pas d'éventuelles microcoupures ou encore si des contacts accidentels entre pistes voisines ne risquent pas de se produire. Cet examen devra être réalisé très soigneusement et très méthodiquement.

b) Implantation des composants (fig. 8)

Après la soudure de tous les straps de liaison, on implantera d'abord les diodes, les résistances, les supports de circuits imprimés et les ajustables. Par la suite, ce sera le tour des capacités, des transistors et des autres composants, plus volumineux. Il va sans dire qu'il convient d'apporter un soin tout à fait particulier au respect de l'orientation des composants polarisés. Toute erreur à ce niveau compromet to-

talement les chances d'un bon fonctionnement du montage.

Le connecteur du module « Affichage » sera soudé côté cuivre. Ce module est fixé sur le module principal d'une part par le connecteur, d'autre part par une vis de 3 mm de diamètre avec des écrous formant entretoises dont la hauteur est réglable. Attention également au respect de la polarité du raccordement avec la ligne téléphonique.

c) Réglages et mises au point

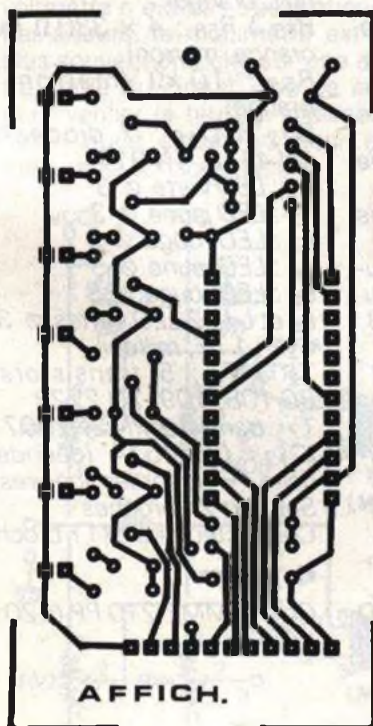
Réglage de l'ajustable A₁

Cet ajustable sert à présenter sur l'entrée du décodeur DTMF une fraction plus ou moins grande du potentiel variable des signaux caractérisant le chiffre. Le potentiel augmente si on tourne le curseur dans le sens des aiguilles d'une montre. Généralement, la position médiane du curseur convient.

Réglages de l'ajustable A₂

Il détermine le gain de l'amplification du 440 Hz prélevé sur la ligne téléphonique. Ce gain augmente si on tourne le curseur dans le sens inverse des aiguilles

7a Dessin du circuit imprimé de la carte d'affichage.



8a Implantation des composants de la carte d'affichage.

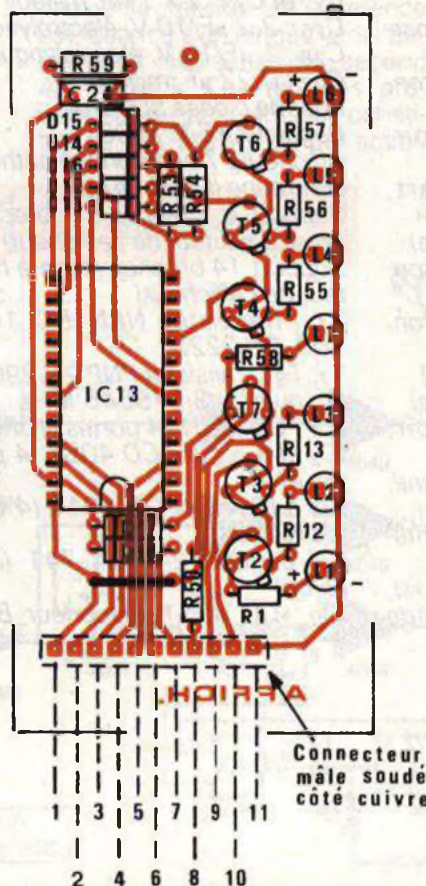


Photo 4. - Détail sur la carte d'affichage à DEL.



d'une montre. Egalement pour cet ajustable, la position médiane donne de bons résultats.

Réglage de l'ajustable A₃

Il s'agit de réaliser l'accord de la base de temps interne du décodeur de tonalité avec le 440 Hz. Il suffit pour cela de brancher un mesureur sur la sortie 8 de IC₁₁ (résistance R₃₆) et de rechercher le potentiel nul en tournant très lentement le curseur de A₃ dans un sens ou dans l'autre en par-

tant de sa position médiane. On décrochera le combiné pour obtenir la tonalité continue de 440 Hz.

Réglage de l'ajustable A₄

Dans un premier temps, le curseur de cet ajustable sera placé en position médiane. Ensuite, en appelant un abonné à qui on demandera de ne pas décrocher, on obtiendra le signal caractéristique du rappel de sonnerie. Toujours à l'aide d'un mesureur, on

cherchera à obtenir un état haut sur la sortie S₁₃ de IC₁₃ (diode D₁₅). Le rang des sorties sollicitées augmente si on tourne le curseur de A₄ dans le sens des aiguilles d'une montre.

Le montage est maintenant entièrement opérationnel. Rappelons que tout branchement sur une ligne téléphonique est normalement soumis à l'agrément de France Télécom.

Robert KNOERR

LISTE DES COMPOSANTS

a) Module principal

39 straps (25 horizontaux, 14 verticaux)
R₂ et R₃ : 2 x 470 k Ω (jaune, violet, jaune)
R₄ : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
R₅ et R₆ : 2 x 22 k Ω (rouge, rouge, orange)
R₇ et R₈ : 2 x 10 k Ω (marron, noir, orange)
R₉ : 27 k Ω (rouge, violet, orange)
R₁₀ et R₁₁ : 2 x 100 k Ω (marron, noir, jaune)
R₁₄ à R₁₆ : 3 x 1 k Ω (marron, noir, rouge)
R₁₇ à R₂₂ : 6 x 10 k Ω (marron, noir, orange)
R₂₃ : 1 M Ω (marron, noir, vert)
R₂₄ à R₃₀ : 7 x 330 Ω (orange, orange, marron)
R₃₁ : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
R₃₂ : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
R₃₃ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
R₃₄ à R₃₆ : 3 x 10 k Ω (marron, noir, orange)
R₃₇ : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
R₃₈ : 15 k Ω (marron, vert, orange)
R₃₉ : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
R₄₀ à R₄₄ : 5 x 10 k Ω (marron, noir, orange)
R₄₅ et R₄₆ : 2 x 100 k Ω (marron, noir, jaune)
R₄₇ : 1 M Ω (marron, noir, vert)
R₄₈ : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
R₄₉ : 10 k Ω (marron, noir, orange)
R₅₁ et R₅₂ : 2 x 470 k Ω (jaune, violet, jaune)
A₁ : ajustable 4,7 k Ω , implantation horizontale, pas de 5,08
A₂ et A₃ : 2 ajustables 100 k Ω , implantation horizontale, pas de 5,08

A₄ : ajustable 220 k Ω , implantation horizontale, pas de 5,08
D₁ et D₂ : 2 diodes 1N4004, 4007
D₃ à D₁₁ : 9 diodes-signal 1N4148, 1N914
C₁ : 2 200 μ F/24 V, électrolytique
C₂ : 220 μ F/10 V, électrolytique
C₃ : 0,1 μ F, milfeuil
C₄ : 0,22 μ F, milfeuil
C₅ : 22 μ F/10 V, électrolytique
C₆ : 100 μ F/10 V, électrolytique
C₇ et C₈ : 2 x 1 μ F, milfeuil
C₉ : 0,47 μ F, milfeuil
C₁₀ : 1 nF, milfeuil
C₁₁ : 0,47 μ F, milfeuil
C₁₂ : 47 nF, milfeuil
C₁₃ : 0,1 μ F, milfeuil
C₁₄ : 0,22 μ F, milfeuil
C₁₅ : 2,2 μ F/10 V, électrolytique
C₁₆ : 10 μ F/10 V, électrolytique
C₁₇ : 1 μ F, milfeuil
C₁₈ : 1 nF, milfeuil
C₁₉ à C₂₁ : 3 x 47 nF, milfeuil
C₂₂ et C₂₃ : 2 x 1 nF, milfeuil
C₂₅ : 2,2 μ F/10 V, électrolytique
C₂₆ : 1 μ F/10 V, électrolytique
C₂₇ : 0,22 μ F, milfeuil
Pont de diodes 500 mA
Régulateur 5 V 7805
Afficheurs 7 segments à cathode commune (MAN 74A)
Support à wrapper 14 broches (mise à hauteur de l'afficheur)
Support 14 broches (mise à hauteur de l'afficheur)
T₁ : transistor NPN BC 108, 109, 2N 2222
T₇, T₈ : transistor PNP 2N 2907
Q : quartz : 3,579545 MHz
IC₁ : CD 4001 (4 portes NOR)
IC₂ et IC₃ : 2 x CD 4081 (4 portes AND)
IC₄ à IC₆ : 3 x CD 4011 (4 portes NAND)
IC₇ et IC₈ : 2 x μ A 741 (ampli-op)
IC₉ : CD 4511 (décodeur BCD \rightarrow 7 segments)

IC₁₀ : SSI 202 (décodeur DTMF)
IC₁₁ : LM 567 (décodeur de tonalité)
IC₁₂ : CD 4029 (compteur-décompteur BCD/binaire)
3 supports à 8 broches
6 supports à 14 broches
2 supports à 16 broches
1 support à 18 broches
Transformateur
220 V/12 V/2 VA
Bornier soudable 4 plots
Interrupteur monopolaire (pour circuit imprimé)
Connecteur femelle (11 broches)

b) Module affichage

1 strap
R₁ : 330 Ω (orange, orange, marron)
R₁₂ et R₁₃ : 2 x 330 Ω (orange, orange, marron)
R₅₀ : 10 k Ω (marron, noir, orange)
R₅₃ et R₅₄ : 2 x 10 k Ω (marron, noir, orange)
R₅₅ à R₅₈ : 4 x 330 Ω (orange, orange, marron)
R₅₉ : 10 k Ω (marron, noir, orange)
D₁₂ à D₁₈ : 7 diodes-signal 1N4148, 1N914
L₁ : LED verte \varnothing 3
L₂ : LED jaune \varnothing 3
L₃ : LED rouge \varnothing 3
L₄ : LED jaune \varnothing 3
L₅ : LED rouge \varnothing 3
L₆ et L₇ : 2 LED vertes \varnothing 3
C₂₄ : 1 nF, milfeuil
T₂ à T₆ : 5 transistors NPN BC 108, 109, 2N 2222
T₇ : transistor PN 2N2907
IC₁₃ : CD 4514 (décodeur binaire \rightarrow 16 sorties linéaires)
Support 24 broches
Connecteur mâle (11 broches)

c) Divers

Coffret MMP 210 PP (220 x 140 x 45)

DES MINUTERIES AUTO-ALIMENTEES



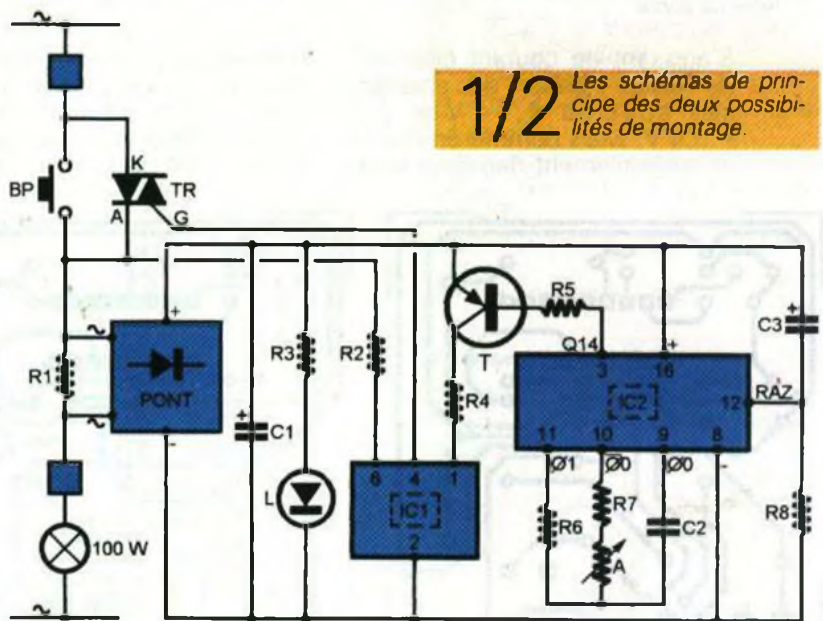
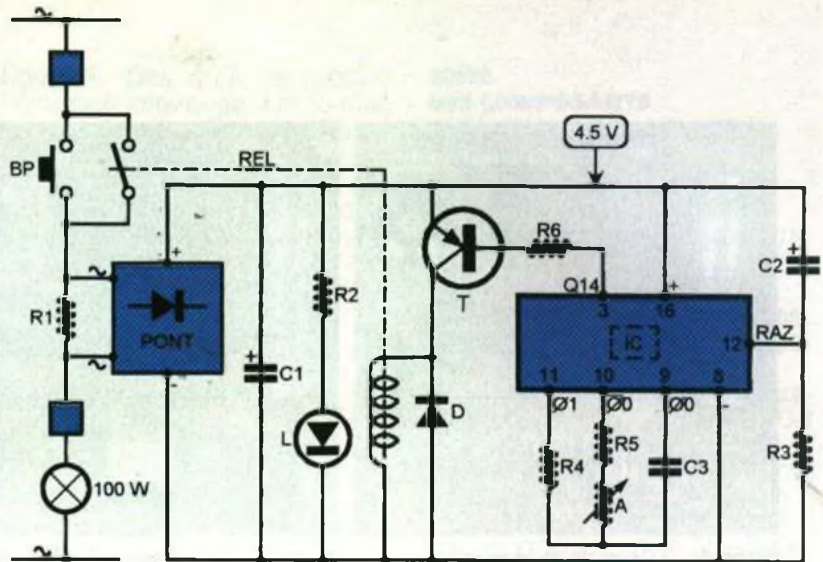
Les minuteries secteur déjà décrites dans notre revue nécessitent toujours une alimentation directe. Or, dans beaucoup de cas, le problème qui se pose usuellement consiste à installer une minuterie en lieu et place d'un interrupteur existant, c'est-à-dire en un endroit où l'on ne dispose pas des deux phases du secteur. Une solution courante réside dans la pose d'un dispositif à chronométrie mécanique. Les deux montages que nous vous proposons dans cet article sont des versions électroniques donnant entière satisfaction.

I - LE PRINCIPE

L'astuce consiste à monter dans le circuit d'alimentation de l'ampoule à commander une résistance chutrice de faible valeur aux bornes de laquelle on recueille quelques volts de tension alternative. Après redressement des deux alternances on dispose du potentiel continu nécessaire au fonctionnement du montage électronique. Ce dernier se réduit à un compteur de grande capacité et à base de temps réglable. La fin de la temporisation est exploitée pour couper l'alimentation de la lampe et donc de l'auto-alimentation de la minuterie. Deux systèmes sont proposés pour contrôler l'alimentation de l'ampoule :

- le relais miniature
- l'opto-triac.

Chacune de ces deux solutions présente en effet l'avantage d'isoler totalement le circuit de commande du circuit de puissance. Les deux modules se caractérisent par des dimensions permettant leur logement sous



1/2 Les schémas de principe des deux possibilités de montage.

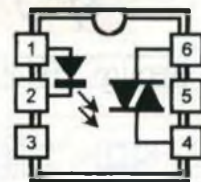
des couvercles, dans les boîtiers scellés dans le plâtre et destinés à contenir un classique interrupteur.

II - LE FONCTIONNEMENT (fig. 1, 2 et 3)

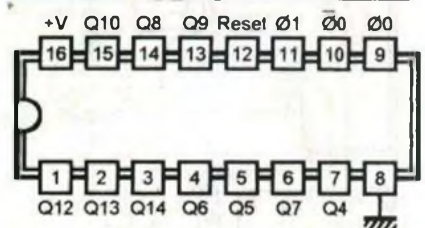
a) La source d'énergie

Que l'on utilise la solution du triac ou celle du relais, une résistance chutrice de 10Ω est insérée en série avec l'ampoule d'utilisation. Pour une ampoule de 100 W, l'intensité absorbée est de $100 \text{ W} / 220 \text{ V} = 0,454 \text{ A}$. Aux bornes de la résistance, on relève alors un potentiel alternatif de valeur : $10 \Omega \times 0,454 \text{ A} = 4,54 \text{ V}$. La puissance dissipée dans la résistance est de $4,54 \text{ V} \times 0,454 \text{ A} = 2 \text{ W}$, ce qui est minime. L'intensité de l'éclairage de l'ampoule d'utilisation n'est donc pas affectée.

MOC 302
Opto - Triac



Compteur binaire
14 étages avec oscillateur



3 Brochages des circuits intégrés.



Photo 1. - Ce module dispose d'un relais de sortie.

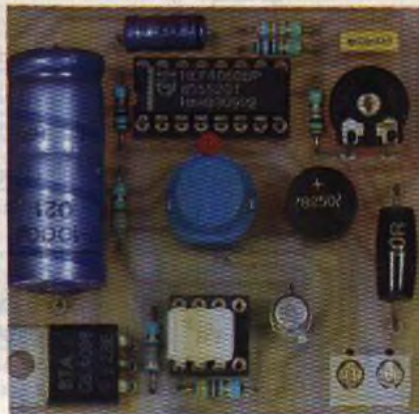
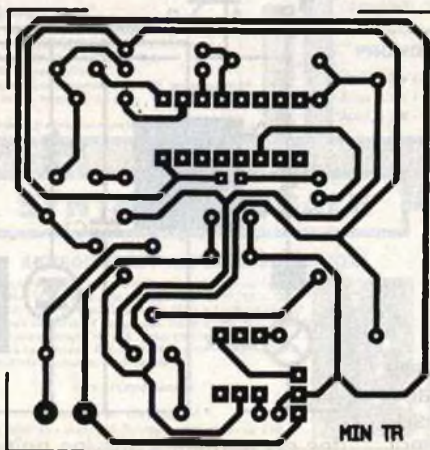
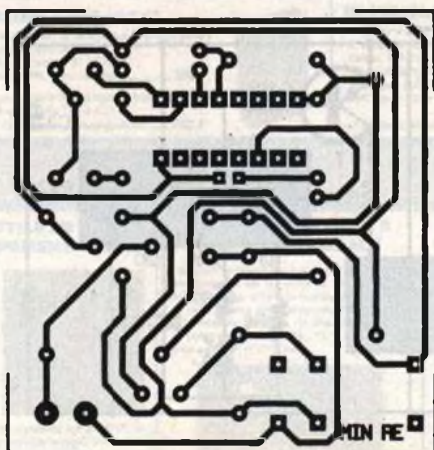


Photo 2. - La minuterie à opto-triac.

S'agissant de courant alternatif, les valeurs « crête » des alternances sont de $4,54 \text{ V} \times \sqrt{2} = 6,4 \text{ V}$. Mais comme on réalise un redressement des deux alter-

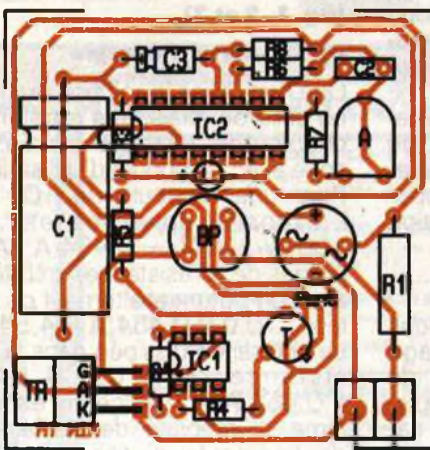
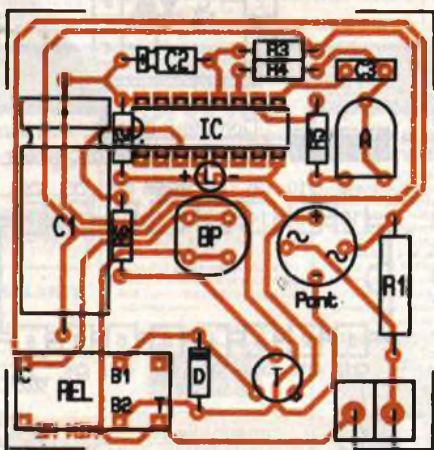
nances par un pont de diodes, la tension « crête » se trouve réduite à $6,4 \text{ V} - 1,2 \text{ V} = 5,2 \text{ V}$. Il convient en effet de tenir compte du potentiel de jonction de deux



4/5 Dessins des circuits imprimés avec leurs implantations.

Version "Relais"

Version "Opto-triac"



En série avec récepteur 192H

En série avec récepteur 192H

diodes au silicium, c'est-à-dire deux fois 0,6 V.

La capacité de forte valeur C_1 réalise le filtrage de ce potentiel redressé. Si aucun débit n'existait, on obtiendrait une tension rigoureusement continue de 5,2 V. En réalité, la consommation du montage (LED de signalisation, relais ou LED infrarouge de l'opto-triac) représente entre 15 et 20 mA. Il en résulte un potentiel très légèrement ondulé de l'ordre de 4,5 V tout à fait apte à assurer le fonctionnement correct de l'ensemble.

La LED rouge L dont le courant est limité par une résistance signale que le montage est sous tension.

Pour démarrer la minuterie, il suffit d'appuyer sur le bouton-poussoir qui shunte soit les contacts du relais, soit l'anode et la cathode du triac. A ce moment, l'alimentation s'établit et s'auto-entretient. Elle se coupe à la fin de la temporisation.

Si la puissance contrôlée était plus importante, par exemple deux ampoules de 100 W, la résistance chutrice pourrait être d'une valeur plus faible : 5,1 Ω seulement. Il suffit de refaire le calcul suivant l'exemple traité plus haut.

b) La temporisation

Le circuit intégré IC est un CD 4060. Il s'agit d'un compteur binaire de quatorze étages avec oscillateur incorporé. Son brochage est rappelé en figure 3. Reportons-nous à la figure 1 pour des questions de cohérence dans les notations de composants. Sur la sortie O_0 , on relève un créneau carré dans la période qui se détermine au moyen de la relation :

$$T = 2,2 \times (R_5 + A) \times C_3$$

Ainsi, suivant la position du curseur de l'ajustable A, cette période est de :

- 2,2 ms au minimum
- 50,6 ms au maximum.

Si « t » est la période en O_0 , sur une sortie Q_i du compteur, la période du créneau obtenu, étant donné le montage en cascade des étages binaires internes, est de : $T \times 2^i$. Ainsi, sur la sortie Q_{14} , la période du signal est égale à $2^{14} \times t = 16\,384 \times t$.

Au moment de la mise sous tension du montage, la capacité C_2 se charge à travers R_3 , ce qui se traduit par une impulsion positive sur l'entrée RAZ. Le compteur est ainsi remis automatiquement à zéro. En particulier, la sortie Q_{14} présente un état bas. Nous verrons ultérieurement que la temporisation atteint sa fin de course lorsque Q_{14} passe à l'état haut. Cela se réalise au bout d'une demi-période du créneau disponible sur Q_{14} , c'est-à-dire au bout de 8 192 t.

Si l'ajustable A est au minimum, la temporisation globale est donc de $8\,192 \times 2,2\text{ ms} = 18\,022\text{ ms}$, soit 18 secondes. Au maximum, cette valeur atteint $8\,192 \times 50,6 = 414\,515\text{ ms}$, soit 415 secondes ou 6 minutes et 55 secondes. Bien entendu, grâce au curseur de l'ajustable A, toutes les valeurs intermédiaires peuvent être obtenues.

c) Première version : utilisation d'un relais (fig. 1)

Le transistor PNP T comporte dans son circuit collecteur le bobinage d'un relais 5 V (1 RT). Tant que la sortie Q_{14} est à l'état bas, le transistor T est saturé. En conséquence, le relais est fermé. Ses contacts d'utilisation assurent l'alimentation de la lampe. Lorsque la sortie Q_{14} passe à l'état haut en fin de temporisation, le courant émetteur-base à travers R_6 cesse. Le transistor se bloque et le relais s'ouvre. L'alimentation de l'ampoule est arrêtée ; il en est de même pour le circuit électronique de commande étant donné qu'il n'existe plus de potentiel aux bornes de la résistance chutrice R_1 .

La diode D protège le transistor T des effets liés à la surtension de self qui se manifestent surtout au moment de la coupure.

Le relais utilisé est un relais Siemens miniature. Il se caractérise par une résistance interne de sa bobine de $320\ \Omega$. Grâce à ses contacts au rhodium, son pouvoir de coupure est de 2 A.

d) Seconde version : utilisation d'un opto-triac (fig. 2)

Le transistor T alimente par son collecteur la diode infrarouge d'un opto-triac, par l'intermédiaire d'une résistance de limitation R_4 . Il s'agit d'un MOC 3021 dont le brochage est rappelé en

figure 3. Dès qu'il se produit l'émission infrarouge, l'opto-triac devient passant. En particulier, il permet l'établissement d'un courant entre la cathode et la gâchette du triac de puissance, à travers la résistance R_2 . L'alimentation est ainsi établie jusqu'à la fin de la temporisation, comme pour le montage précédent.

III - LA REALISATION

a) Les circuits imprimés (fig. 4)

Ils restent simples et la configuration des pistes n'est pas serrée. Ils peuvent être obtenus par application directe des éléments de transfert Mecanorma sur le cuivre de l'époxy. Après gravure dans un bain de perchlorure de fer, toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains seront à agrandir pour les adapter au diamètre des connexions des composants plus volumineux comme l'ajustable, la capacité électrolytique ou le bornier de raccordement.

b) L'implantation des composants (fig. 5)

On implantera d'abord les résistances, les supports de CI, les capacités et le transistor. On finira par l'ajustable, le pont redresseur, le bouton-poussoir, la LED, le relais ou le triac, ainsi que le bornier de raccordement.

Le bouton-poussoir occupe le centre géométrique des modules. On peut ainsi utiliser le couvercle en PVC d'une prise d'antenne de télévision dans lequel il suffira d'adapter le trou central au bon diamètre pour permettre le passage du bouton. Un second trou est à exécuter pour la LED de signalisation.

Robert KNOERR

LISTE DES COMPOSANTS

Version « Relais »

R_1 : 10 Ω /3 W (bobinée)
 R_2 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R_3 : 33 k Ω (orange, orange, orange)
 R_4 : 1 M Ω (marron, noir, vert)
 R_5 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_6 : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)

A : ajustable 220 k Ω , implantation horizontale, pas de 5,08 (noyau isolé)

Pont de diodes 1,5 A

D : diode 1N4004

L : LED rouge \varnothing 3

C_1 : 1 000 μ F/16 V électrolytique

C_2 : 22 μ F/16 V électrolytique

C_3 : 0,1 μ F milfeuil

T : transistor PNP 2N2907

IC : CD 4060 (compteur binaire 14 étages)

Support 16 broches

Relais Siemens 5 V/1 RT (V 23040)

Bouton-poussoir (pour circuit imprimé)

Bornier soudable 2 plots

Version « opto-triac »

R_1 : 10 Ω /3 W (bobinée)
 R_2 : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)

R_3 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)

R_4 : 470 Ω (jaune, violet, marron)

R_5 : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)

R_6 : 1 M Ω (marron, noir, vert)

R_7 : 10 k Ω (marron, noir, orange)

R_8 : 33 k Ω (orange, orange, orange)

A : ajustable 220 k Ω , implantation horizontale, pas de 5,08 (noyau isolé)

Pont de diodes 1,5 A

L : LED rouge \varnothing 3

C_1 : 1 000 μ F/16 V électrolytique

C_2 : 0,1 μ F milfeuil

C_3 : 22 μ F/16 V électrolytique

T : transistor PNP 2N2907

IC₁ : opto-triac MOC 3021

IC₂ : CD 4060 (compteur binaire 14 étages)

1 support 6 broches

1 support 16 broches

Bouton-poussoir (pour circuit imprimé)

TR : triac

Bornier soudable 2 plots

Minitel
 36 15
 code
 EPRAT