PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

Un « bobinage »... sans bobine

LE « GYRATEUR »

6e PARTIE
Suite voir n° 1773

TOUT CE QUI PRECEDE ETAIT EXPOSE DANS UN BUT PRECIS !

Les lecteurs s'en doutent. Tout ce long préambule sur la transposition de fréquence était là pour nous permettre de diversifier les possibilités du gyrateur, autorisant ainsi la réalisation de filtres passe-bande (ou coupe-bande) à partir des passe-bas (ou passe-haut), dans le but d'y remplacer tous les bobinages par des gyrateurs.

Nous aurons ainsi obtenu des filtres tout à fait remarquables, qui, enfin, s'expliquent et se prévoient sans avoir à assimiler les intégrales elliptiques, le calcul matriciel, les fonctions de Bessel... et autres distractions pour « maso-matheux ». Mieux encore, vous allez pouvoir imaginer, sans l'aide de personne, des structures de filtres fort complexes, partant de modèles simples. Cela vous récompense tout de même d'avoir suivi jusqu'ici des explications... un peu ardues par moment.

Pour l'utilisation des gyrateurs, il y a, nous le savons, une petite ombre au tableau : ils ne pourront remplacer que des bobinages ayant une extrémité à la masse. Il faudra donc que le filtre « de départ » (le passe-bas ou passe-haut que nous allons transposer en passe-bande ou coupe-bande) ne comporte que :

– des condensateurs ayant une extrémité à la masse ;
– des bobinages ayant une extrémité à la masse.

Le filtre de la figure 43a ne remplit pas cette deuxième condition.

PARTONS D'UN FILTRE ACTIF PASSE-BAS « TRANSPOSABLE »

Rappelons ici que l'on nomme « filtre actif » un filtre qui n'emploie que des amplificateurs opérationnels, des résisteurs et des condensateurs, sans aucun bobinage (évidemment : sus à l'ennemi !).

Le schéma de la figure 44 représente un filtre actif de second ordre (sur la partie de sa courbe à forte atténuation, celle-ci rejoint une droite de pente – 12 dB/octave), passe-bas, à réponse de Butterworth.

L'auteur reconnaît volontiers que ce filtre est un peu compliqué, nécessitant deux amplificateurs opérationnels, alors qu'on peut faire un excellent filtre actif de second ordre avec un seul amplificateur opérationnel.

Oui mais... le schéma du filtre plus simple utilise au moins un condensateur qui n'a aucun fil à la masse, il n'est donc pas « transposable ».

La valeur de résistance du résisteur R_3, égale à 0,63 fois celle des résisteurs R, condition nécessaire pour avoir la réponse de Butterworth, résulte d'un calcul pas trop méchant. Pour ceux qui voudraient savoir à quoi correspond ce 0,63, pour vérifier leurs calculs, précisons qu'il s'agit de l'inverse de la valeur :

$3 - \sqrt{2} = 1{,}5858$

Assez curieusement, le montage du second amplificateur opérationnel, A_2, est très analogue à celui de A_2 dans le gyrateur de la figure 16.

Les valeurs de résistance des résisteurs R_1 et R_2 sont peu importantes (de 2,2 à 33 kΩ), à condition qu'elles soient égales.

Dans un tel filtre, si l'on désigne par f_0 (pour ne pas confondre avec le F_0 que nous

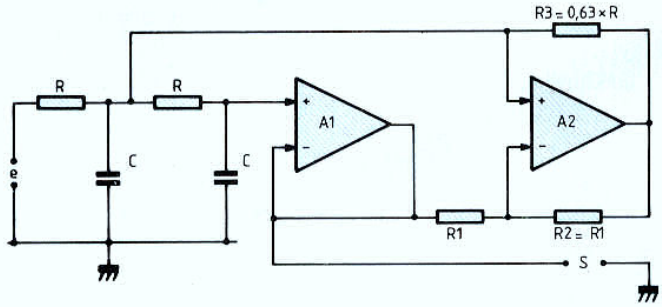


Fig. 44. – Filtre actif passe-bas, à réponse de Butterworth, assez compliqué il est vrai, mais ayant l'avantage d'utiliser des condensateurs tous reliés à la masse, donc permettant la « transposition » du filtre en passe-bande.

utiliserons tout à l'heure) la fréquence :
$f_0 = 1/2\pi R C$
et si on l'étudie en remplaçant la fréquence f par le rapport :
$x = f/f_0$
on obtient les atténuations ci-dessous en fonction de x :

x	0,4	0,7	1,0	1,32	1,5	2,0	5,0	10	f/f_0
1°	0,1	0,93	3,0	6,0	7,8	12,3	28	40	dB
2°	0,6	1,7	3,0	4,4	5,1	7,0	14,1	20	dB

La ligne 1° donne les atténuations du filtre de la figure 44, alors que, dans la ligne 2°, nous avons indiqué l'atténuation, à la même fréquence, du filtre passe-bas R-C de la figure 45, à titre de comparaison. Nous avons muni ce second filtre d'un amplificateur opérationnel de gain unité en sortie, pour pouvoir « charger » sa sortie sans inconvénient, l'impédance de sortie étant devenue nulle.
On voit donc que le filtre de la figure 44 atténue beaucoup moins que celui de la figure 45 pour les valeurs de x inférieures à 1 (pour les fréquences inférieures à f_0), et beaucoup plus que lui quand x est plus grand que l'unité (c'est-à-dire pour $f > f_0$).

La première qualité du filtre de la figure 44 (faible atténuation pour f faible) tient à sa réponse « plate au maximum » (réponse de Butterworth). Sa seconde qualité (forte atténuation pour f grand) tient au fait que le filtre de la figure 44 est « du second ordre », sa transmission descendant de 12 dB/octave, alors que le filtre R-C de la figure 45 est du « premier ordre », sa transmission descendant de 6 dB/octave.

PRETS ? ALORS TRANSPOSONS !

Pour passer du filtre de la figure 44 à un passe-bande transposé, il suffira, nous l'avons vu, de placer, en parallèle sur chaque condensateur C, un bobinage qui l'accorde sur la fréquence F_0.
Les lecteurs l'ont immédiatement deviné, les « bobinages », que nous allons placer en parallèle avec les condensateurs C, seront des gyrateurs. On réalisera donc le filtre passe-bande de la figure 46.

Les lecteurs ne seront pas surpris de rencontrer encore un amplificateur opérationnel, A_3, en entrée, pour disposer d'une impédance d'entrée infinie. Ne lésinons pas : il y a déjà six amplificateurs opérationnels dans le montage (deux dans chaque gyrateur, A_1 et A_2 pour le filtre actif), alors, six ou sept... c'est presque pareil. On a intérêt à utiliser des modèles quadruples, comme le TL 074 CP.

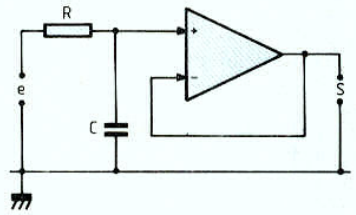


Fig. 45. – Filtre R-C passe-bas du premier ordre, que l'on va comparer à celui de la figure 44. L'amplificateur opérationnel de gain unité en sortie est là pour faciliter l'utilisation du filtre.

Prenons un exemple numérique. Nous voudrions réaliser un filtre passe-bande transmettant la bande 2 000-3 000 Hz, avec une atténuation de 3 dB pour 2 kHz et pour 3 kHz.

ON PART DU « PASSE-BAS »

Le passe-bas « de départ » (avant transposition) sera du type de celui de la figure 44, avec une valeur f_0 de 1 kHz, car il a bien une atténuation de 3 dB à 1 kHz. On y arrive, par exemple avec :
$R_4 = R_5 = R = 15{,}9\ k\Omega$
$C_1 = C_2 = 10\ nF$

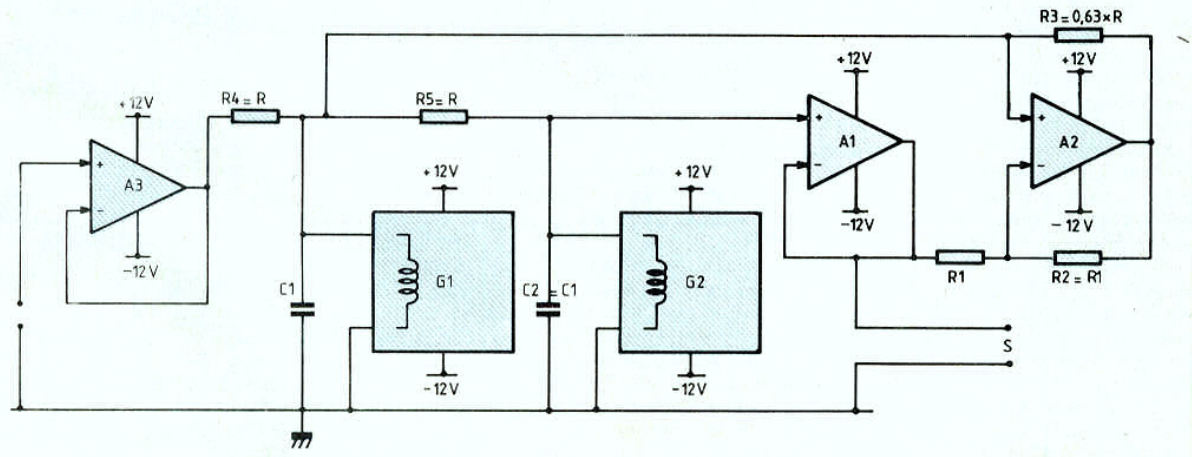


Fig. 46. – Transposition en passe-bande du filtre de la figure 44 : on a simplement accordé les deux condensateurs par des « bobinages » (qui sont, en réalité, des gyrateurs) sur la fréquence F_0.

cela impose, pour R_3, la valeur 0,63 × 15,9 kΩ, ce qui donne heureusement 10 kΩ à très peu de chose près.
Pour les 15,9 kΩ, on pourra s'en approcher très près en mettant, pour chacune, un résisteur de 27 kΩ en parallèle avec un autre de 39 kΩ.
Pour R_1 et R_2, les valeurs ne sont pas critiques : nous prendrons, par exemple, 3,3 kΩ.
Et voilà notre filtre de départ. Nous en connaissons déjà la réponse, elle est donnée dans le tableau que nous venons de voir, en sachant que x est la fréquence en kilohertz, puisqu'il est égal à f/f_0 et que f_0 = 1 kHz.
Autrement dit, il a une atténuation donnée par le tableau ci-contre.

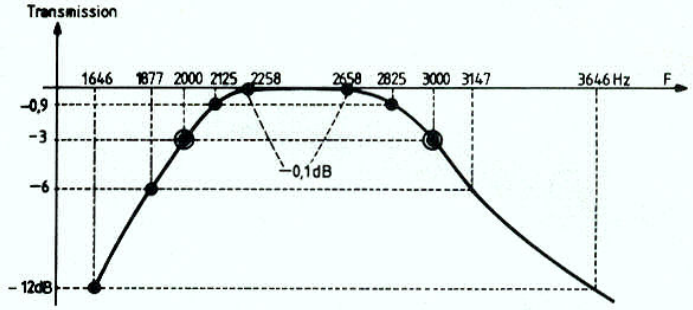


Fig. 47. – Détails de la courbe de transmission du filtre de la figure 46, obtenue par transposition de celle du filtre de la figure 44, et rigoureusement conforme à celle que l'on peut relever expérimentalement, les gyrateurs se comportant comme des bobinages « parfaits ».

Fréquence :	400	700	1 000	1 320	2 000	Hz
Atténuation :	0,1	0,9	3,0	6,0	12,3	dB

ET ON LE TRANSPOSE

Nous voulons le transposer en un passe-bande et obtenir, comme réponse, la courbe de la figure 47.
Nous commençons par chercher la fréquence F_0. Le passe-bande à obtenir doit avoir une bande à 3 dB de 2 000 à 3 000 Hz (largeur : 1 000 Hz). Donc, pour – 3 dB (qui donne, sur le filtre passe-bas, F_3 = 1 000 Hz), nous aurons :
F_1 = 2 000 ; F_2 = 3 000
On en déduit F_0, moyenne géométrique de 2 000 et 3 000 (racine carrée de leur produit), soit :
F_0 = 2 450 Hz
Il faudra donc accorder, dans le filtre de la figure 46, les deux condensateurs C de 10 nF par un « bobinage parallèle (ayant un coefficient de self-induction L), sur la fréquence de 2 450 Hz. Le calcul de L est très facile, la fréquence F_0 de 2 450 correspondant à une pulsation :
$\omega = 2 \pi F_0 = 15\,394$ rd/s
Le condensateur C vaut 10 nF = 10^{-8} F, donc L vaut :
$L = 1/C\,\omega^2 = 0{,}42$ H
Nous savons que, dans le gyrateur de la figure 18, le coefficient de self-induction équivalent est :
L = KRC × P/M, soit L = KRC si P = M
car on prend généralement P = M dans le gyrateur.
Une règle pratique veut que l'on essaie de prendre, pour le condensateur C du gyrateur, une valeur du même ordre que celle des condensateurs extérieurs au gyrateur, accordant ceux-ci sur une fréquence donnée. Cela nous amène donc à prendre une valeur de 10 nF pour le condensateur du gyrateur.
On doit donc réaliser :
$L = 0{,}42 = 10^{-8}\,K\,R$
soit : $K\,R = 4{,}2 \cdot 10^7$

On y arrive, par exemple, avec R = 8,2 kΩ et K = 5,15 kΩ
Cette dernière valeur n'est pas normalisée en série E 12, mais il existe, dans la série E 24, des 5,1 kΩ. A défaut, une 4,7 kΩ en série avec une 470 Ω convient.
Si l'on veut faire les choses très bien, on réalise les deux gyrateurs, chacun avec le résisteur K constitué d'un résisteur fixe de 4,7 kΩ et d'un résisteur ajustable de 1 kΩ. On peut ainsi, avec un générateur BF, ajuster exactement chaque gyrateur en parallèle sur le condensateur de 10 nF sur lequel il doit être branché, de telle sorte que chaque ensemble condensateur-gyrateur ait une fréquence de résonance de 2 450 Hz.

QUELQUES VALEURS SUR LA COURBE

La figure 47 indique plusieurs points sur la courbe de réponse du passe-bande. Ces valeurs ont été calculées comme nous l'avons indiqué ci-dessus, sans se fatiguer comme on va le voir.
Nous connaissons déjà les deux fréquences correspondant à l'atténuation de 3 dB, puisque nous avons supposé, au départ, qu'elles étaient 2 000 et 3 000 Hz.
Calculons, par exemple, les deux fréquences f_1 et f_2 pour lesquelles l'atténuation est 6 dB.
Le tableau des atténuations du passe-bas nous montre que c'est à la fréquence f_3 = 1 320 Hz qu'il atténue de 6 dB.
Les fréquences f_1 et f_2 ont donc une différence d de 1 320 Hz et une moyenne géométrique g de 2 450 Hz. Leur moyenne arithmétique a est donc :
$a = \sqrt{(2\,450)^2 + (1\,320/2)^2} = 2\,537$ Hz
Ces fréquences sont donc :
a – d/2 et a + d/2, soit :
$f_1 = 2\,537 - 660 = 1\,877$ Hz
et
$f_2 = 2\,537 + 660 = 3\,197$ Hz

SI VOUS N'AIMEZ PAS REPETER TROP LES CALCULS...

... alors allumez votre ordinateur (ou votre calculatrice programmable). Le programme, en Basic, est donné ci-dessous :

```
10 REM CALCUL DES FREQUENCES TRANSPOSEES
20 HOME
30 INPUT "DIFFERENCE (F TROIS)";D
40 INPUT "MOYENNE GEOMETRIQUE (F ZERO)";F
50 LET A = SQR(F*F+(D*D/4))
60 LET B = A – D/2 : LET H = A + D/2
70 PRINT : PRINT "FREQUENCE BASSE = ";B;" Hz"
80 PRINT : PRINT "FREQUENCE HAUTE = ";H;" Hz"
90 PRINT : INPUT "AUTRE CALCUL (O/N)";R$
100 IF R$="O" THEN GOTO 20
110 IF R$<>"N" THEN GOTO 90
120 PRINT : PRINT "AU REVOIR" : END
```

Programme en Basic

A noter, en 20, l'instruction d'effacement « HOME », ce qui permet aux lecteurs de reconnaître l'ordinateur de l'auteur : un Apple II (OK, ce n'est pas à la pointe du progrès, mais c'est infiniment mieux que rien). Quant aux LET des lignes 50 et 60, ils sont facultatifs sur l'Apple, mais certains ordinateurs les exigent.

Et voilà ! Maintenant, si vous préférez la vérification expérimentale, attaquez le filtre de la figure 46 avec un générateur BF, et relevez sa courbe. Un avertissement préalable : si vous ne trouvez pas les résultats de la courbe 47, c'est qu'il y a une erreur de valeur de composant, de branchement ou de mesure quelque part.

La concordance de la théorie et de la pratique est... émouvante avec les gyrateurs et les circuits qu'on peut réaliser en les utilisant.

POURQUOI PAS UN « COUPE-BANDE » ?

Pour montrer à quel point le gyrateur est intéressant, nous envisagerons la réalisation d'un filtre « coupe-bande ». Les lecteurs objecteront qu'il y en a déjà eu un (fig. 23), mais notre but n'est pas le même.

Le filtre de la figure 23 est du type « à crevasse », éliminant une fréquence donnée, avec une descente aussi rapide que possible de l'atténuation de part et d'autre de cette fréquence ; c'est le véritable « notch filter ». Celui que nous voulons réaliser doit atténuer, autant que possible, une bande assez large.

Malheureusement, l'atténuation dans cette bande sera d'autant plus réduite que la bande est étroite.

On le voit tout de suite si l'on transpose (fig. 48) la courbe d'un passe-haut. A chaque valeur de transmission t correspond, sur la courbe du passe haut, une fréquence F_3. Sur le filtre transposé, comportant des circuits tous accordés sur la fréquence F_0, nous aurons la courbe en traits mixtes, avec une transmission t pour deux fréquences F_1 et F_2, telles que :

$F_2 - F_1 = F_3$

$F_1 \times F_2 = F_0^2$

Evidemment, nous aurons bien, en principe, une atténuation infinie à la fréquence F_0, puisqu'elle correspond à la transposition de la fréquence « zéro » pour le passe-haut, fréquence à laquelle l'atténuation d'un passe-haut est infinie.

N'oublions pas que, dans les figures représentant des courbes et leurs transposées, l'axe des fréquences est gradué en linéaire (pas en graduation logarithmique), pour matérialiser l'égalité de F_3 et de $F_2 - F_1$.

LE PASSE-HAUT DE DEPART

Nous partirons d'un passe-haut d'ordre deux (certains diront que c'est un « passe-haut double », spécial pour la danse espagnole du même nom... ou presque). Pour le réaliser, nous allons transformer par « dualité » le passe-bas de la figure 44 (fig. 49), tout simplement en y remplaçant les condensateurs par deux bobinages.

Oui, nous entendons d'ici les hurlements des spécialistes des filtres actifs : « C'est de la folie ! Un filtre actif est précisément fait pour **éliminer** les bobinages ! Réaliser un passe-haut actif comme celui de la figure 49 relève de l'internement d'urgence ! »

Tout à fait vrai. Le filtre de la figure 49 ne sera jamais réalisé, il n'est là que comme étape intermédiaire, purement abstraite, pour arriver au coupe-bande. On obtiendra ce dernier en faisant les coupures aux points marqués « X » sur la figure 49, pour y insérer des condensateurs C, égaux, chacun formant avec le bobinage L en série avec lui un circuit résonnant série, accordé sur F_0.

On pourrait objecter que le fait de mettre des condensateurs en série avec les bobinages n'a pas supprimé ces derniers. Exact, mais tout le monde a déjà deviné que ces deux bobinages ne sont là, eux aussi, que pour disparaître, remplacés par des gyrateurs, et le coupe-bande est réalisé.

La réponse du filtre passe-haut de la figure 49 se déduit tout simplement de celle du filtre de la figure 44, en y remplaçant f_0 par $R/2\pi L$ (au lieu de $f_0 = 1/2\pi RC$), et en désignant par x le rapport f_0/f (au lieu de f/f_0).

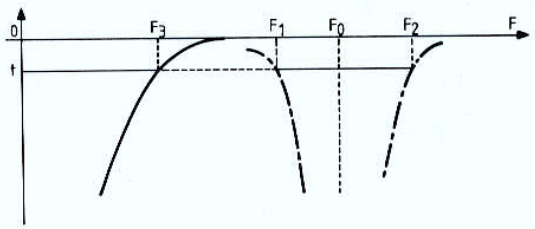


Fig. 48. – A partir de la courbe de réponse d'un filtre passe-haut (en trait plein), on a, par transposition, celle du filtre coupe-bande (en traits mixtes) transposé. La bande coupée est large, ce n'est plus un filtre « crevasse » (notch filter) comme l'était celui de la figure 23.

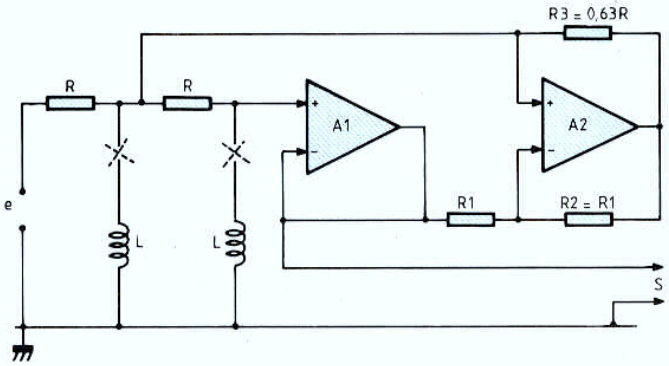


Fig. 49. – Filtre passe-haut actif (à ne jamais réaliser ainsi) obtenu par « transformation duale » à partir du passe-bas de la figure 44. Il n'est représenté que pour être transposé en coupe-bande, par insertion, aux points marqués « X », de condensateurs en série avec les « bobinages » L (qui seront, évidemment, remplacés par des gyrateurs).

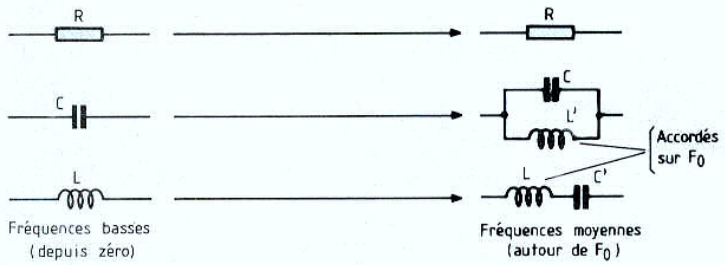


Fig. 50. – Rappel de la transposition de fréquence, qui se fait en accordant les condensateurs C par des bobinages parallèle L', les bobinages L par des condensateurs série C', de telle sorte que L-C' et L'-C résonnent sur F_0.

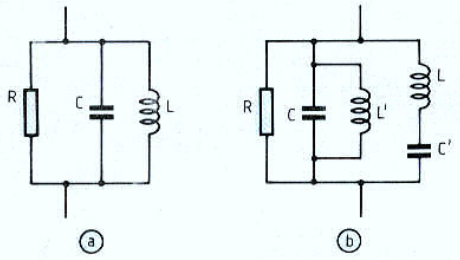


Fig. 51. – Le circuit résonnant parallèle amorti (a) peut être transposé et donner le circuit (b).

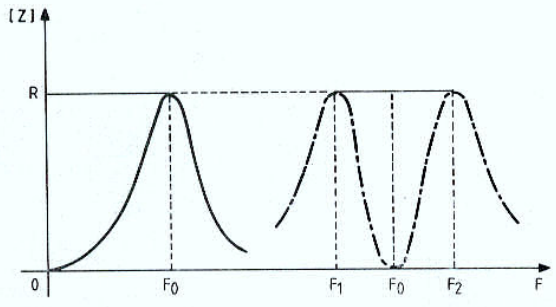


Fig. 52. – On obtient la courbe de réponse du circuit de la figure 51 (b) (en traits mixtes), à partir de celle du circuit de la figure 51 (a), par transposition. On a ainsi obtenu un circuit « résonnant à deux fréquences », dont l'étude est toute faite, la courbe toute tracée. Il aurait été difficile de concevoir directement le circuit de la figure 51 (b), et beaucoup plus ardu encore d'en calculer la réponse sans utiliser la transposition de fréquence.

QUE FAIRE D'AUTRE AVEC LES GYRATEURS ?

Voilà bien la question la plus délicate que l'on puisse poser, car la réponse est exactement celle d'un constructeur bien connu : « les seules limites à l'emploi de l'instrument sont celles de votre imagination ».

Ces explications fort longues étaient essentiellement destinées à familiariser le lecteur avec le monde des filtres, en évitant tout calcul compliqué, tout développement mathématique, et en incitant les utilisateurs à concevoir eux-mêmes des structures et à en prévoir les performances.

Avant de passer à un autre chapitre des réalisations électroniques, nous ferons un tout petit retour sur la transposition de fréquence, pour montrer ses immenses possibilités.

D'abord, résumons (fig. 50) les principes de cette transposition. Si nous partons des éléments R, C et L utilisés dans des circuits étudiés à fréquence basse (à partir de zéro), nous leur ferons correspondre :

au résisteur R... un résisteur R identique

au condensateur C... un circuit résonnant parallèle (accord F_0)

au bobinage L... un circuit résonnant série (accord F_0)

Alors, imaginons que nous considérions, comme circuit de départ, le circuit résonnant parallèle amorti (fig. 51a). Il résonne sur une fréquence propre f_0, pour laquelle son impédance est maximale et égale à R.

Transposons-le (fig. 51b), en choisissant comme fréquence F_0 une valeur bien plus élevée que f_0. La figure 52 nous montre comment, à partir de la courbe d'impédance du circuit de la figure 51a, nous obtenons celle du circuit transposé (en traits mixtes).

Nous avons obtenu une sorte de « circuit chameau » (deux bosses), c'est-à-dire un circuit oscillant à **deux** fréquences de résonance. Remarquable, non ? Voilà une méthode pour avoir un circuit oscillant que l'on peut accorder sur deux fréquences différentes sans avoir à commuter des éléments.

L'étude directe du circuit de la figure 51b est faisable... mais plutôt éprouvante, même pour un ingénieur entraîné.

Et d'ailleurs... si l'on avait l'idée (perverse) de transposer le circuit de la figure 51b, en choisissant une fréquence centrale F' encore bien plus grande que F_0, on aurait un circuit à **quatre bosses,** capable de résonner sur quatre fréquences différentes sans commutation.

Ce circuit lui-même pourrait... non, l'auteur ne suggère plus rien, ne tenant pas à voir des lecteurs armés lui dire : « Ne transposez plus, ou on tire ! »

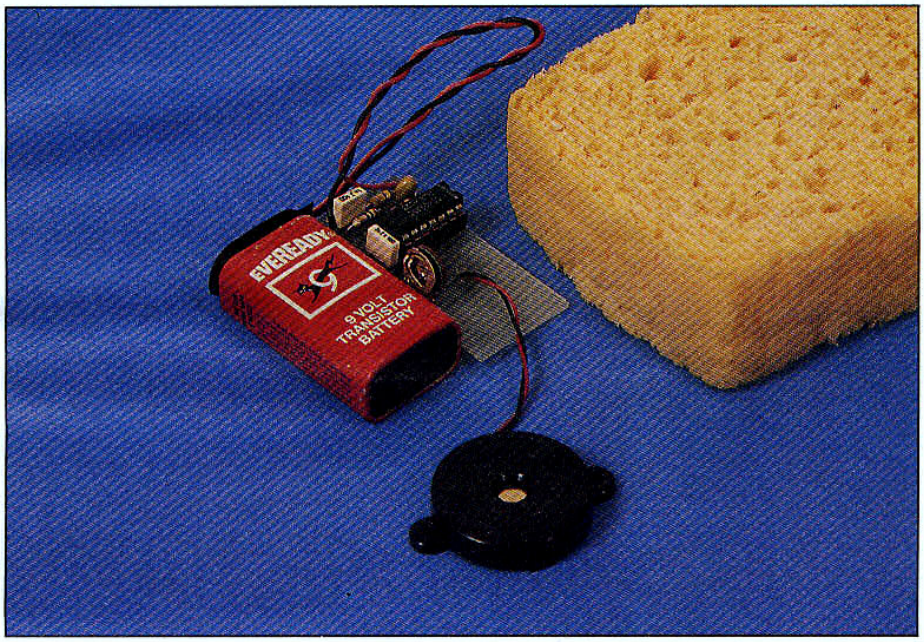
Ce dernier développement sur la transposition permet, lui aussi, de laisser les lecteurs donner libre cours à leur imagination. Que ceux qui ont eu des idées originales à ce sujet écrivent. On se souvient du concours réalisé vers les années 1970, auprès des amateurs, pour trouver toutes les utilisations possibles du fameux « 555 ». Il y eut, si la mémoire de l'auteur est fidèle, près de 7 000 réponses, dont une forte proportion comportait des idées originales.

J.-P. OEHMICHEN

Rectificatif. – Dans notre n° 1772, deux paragraphes ont été inversés : « Deux valeurs pratiques » devait suivre « Une petite digression sur les impédances » au lieu de le précéder.

REALISATION Flash

ALARME ANTIFUITE ECONOMIQUE



A QUOI ÇA SERT ?

Ce petit montage est destiné à vous éviter des désagréments dus à l'arrivée d'eau (ou autres liquides) dans des endroits qui n'ont pas spécialement été prévus pour eux. Une alarme d'inondation ou antifuite, baptisée économique car elle ne consomme pas beaucoup d'énergie, sauf lorsqu'elle entre en service. Si, après avoir colmaté les fuites d'un lave-linge, vous installez notre alarme à même le sol sec, en cas d'arrivée d'eau, le signal sonore retentira. Même trois mois plus tard, la pile n'aura pas eu le temps de se décharger...

LE SCHEMA

Le montage utilise un seul circuit intégré, un C.MOS. Ce type de composant ne consomme d'énergie que lors de changements d'état. Donc, en attente, la consommation sera pratiquement nulle, inférieure même au courant d'autodécharge de la pile. Le circuit intégré est un quadruple trigger de Schmitt à deux entrées. Le montage se compose de plusieurs éléments. Le « a » est un détecteur, au repos, l'entrée 2 est à la masse, la sortie de la porte est à l'état haut, la porte « b » est montée en inverseur, elle met la broche 9 à la masse, inhibant cette porte NAND. En présence d'humidité entre les deux électrodes, la tension sur

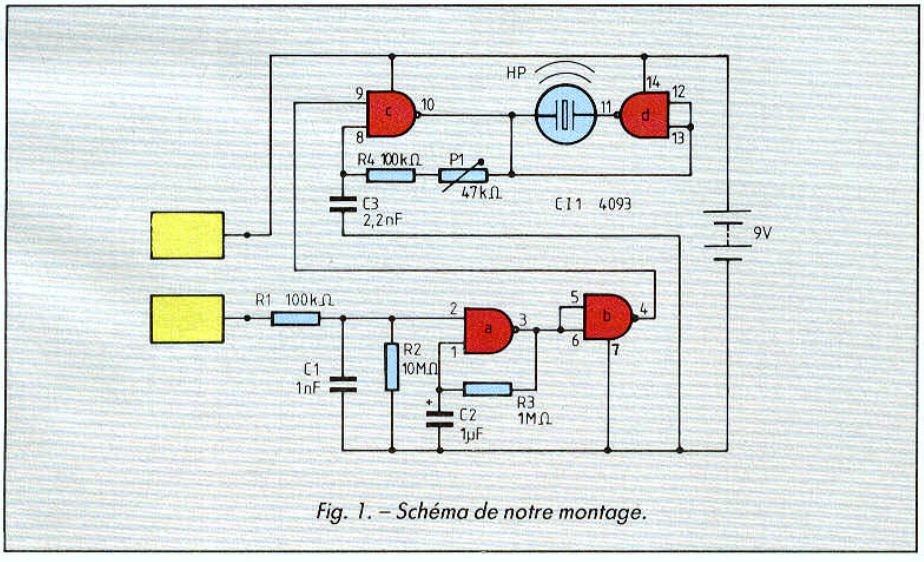
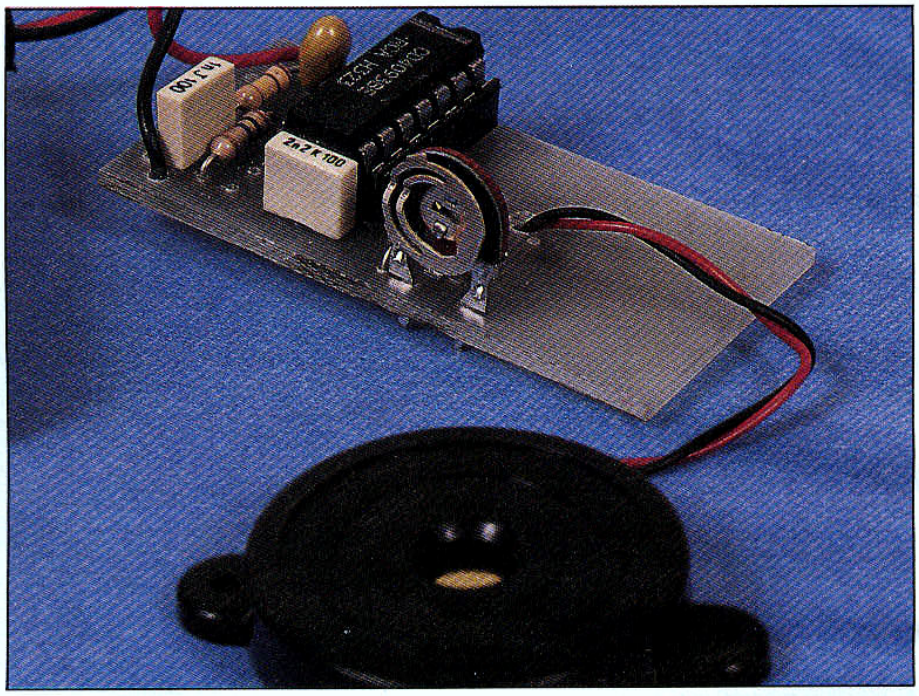


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

ALARME ANTIFUITE ECONOMIQUE



« 2 » augmente ; dès qu'elle dépasse le seuil, la porte « a » fonctionne en oscillateur à très basse fréquence, la sortie 3 passe alternativement de l'état haut à l'état bas. La porte « c » fonctionne elle aussi en oscillateur, cette fois à fréquence audible. Le potentiomètre P_1 permet d'accorder l'oscillateur local sur la fréquence de résonance du résonateur piézoélectrique.

Ce transducteur est relié entre les sorties de deux portes, la « d » étant montée en inverseur, elle sert à doubler la tension envoyée aux bornes du transducteur pour augmenter le niveau sonore. Le découpage du son aigu est là pour une perception supérieure à celle d'un son continu. Autre avantage du découpage : on divise pratiquement par deux la consommation.

REALISATION

Pas de problème particulier hormis le respect de l'orientation des composants comme celle des condensateurs au tantale ou celle du circuit intégré. Les composants seront installés sur un circuit imprimé bien nettoyé, une résistance de fuite risquant de produire le même effet que la présence d'eau sur les électrodes, notamment dans le cas d'un fonctionnement en milieu humide. La sensibilité de l'alarme aux mauvais déclenchements peut être réduite en jouant sur la valeur de R_2. En baissant sa valeur, on diminue la sensibilité. Les électrodes sont branchées entre le point positif de l'alimentation et la résistance R_1. Les électrodes seront réalisées comme vous le désirez : circuit imprimé étamé, fil de cuivre étamé, fil d'acier inoxydable, etc.

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W 5 %

R_1, R_4 : 100 kΩ
R_2 : 10 MΩ
R_3 : 1 MΩ

Condensateurs

C_1 : 1 nF MKT 5 mm
C_2 : 1 µF tantale goutte 10 V
C_3 : 2,2 nF MKT 5 mm

Semi-conducteurs

CI_1 : circuit intégré CMOS CD 4093 ou équivalent

Divers

P_1 : potentiomètre ajustable vertical 47 kΩ
HP : buzzer piézo sans électronique intégrée
Pile 9 V, connecteur de pile, boîtier

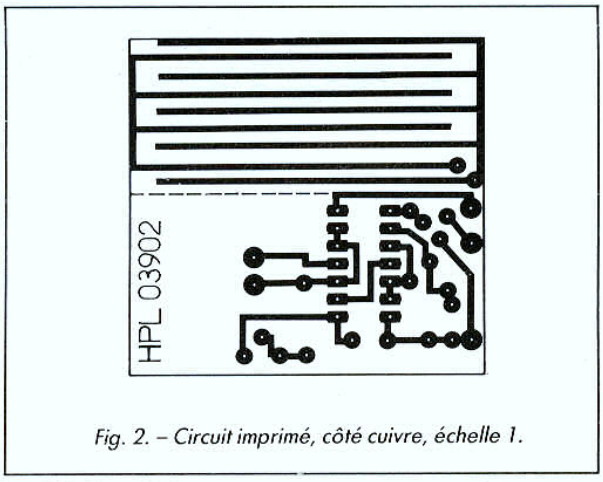


Fig. 2. – Circuit imprimé, côté cuivre, échelle 1.

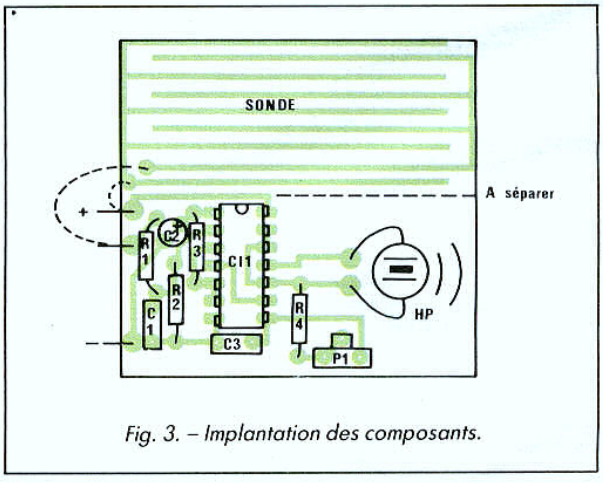


Fig. 3. – Implantation des composants.

REALISATION Flash

INTERPHONE POUR MOTO

A QUOI ÇA SERT ?

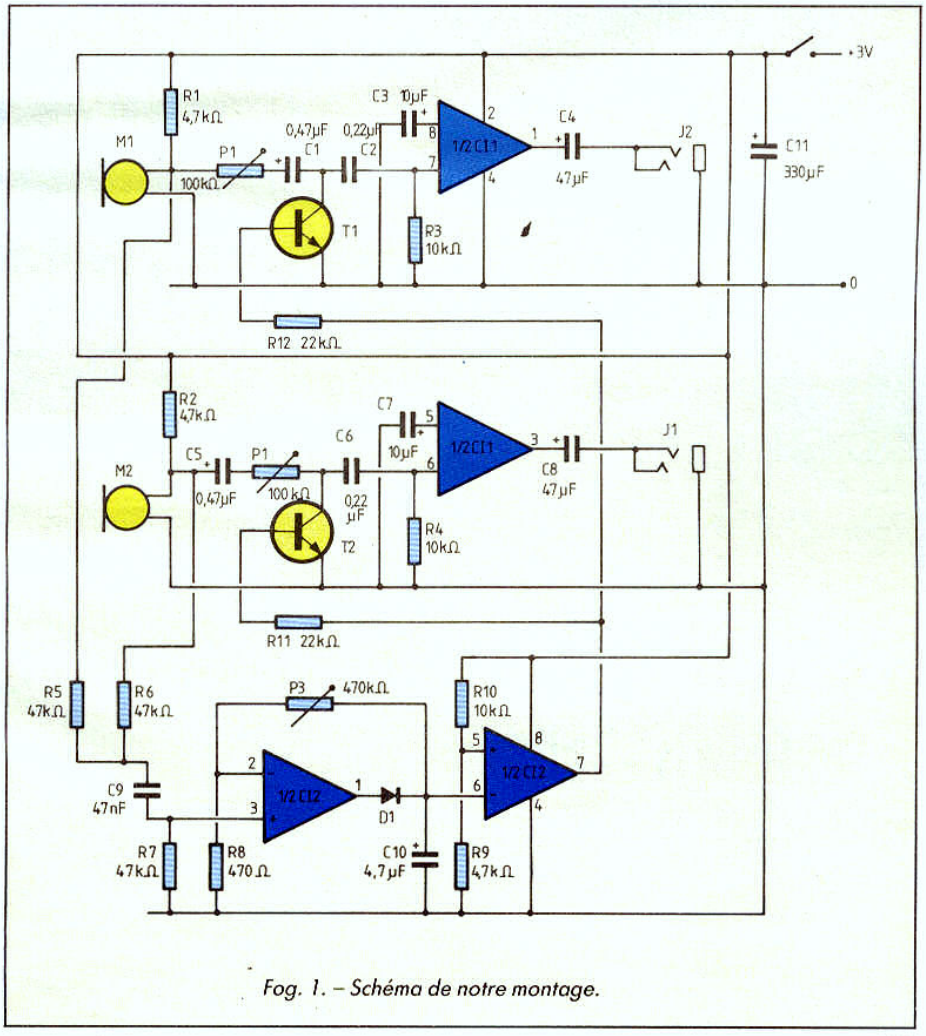
L'interphone pour moto est un instrument de communication entre le passager et le conducteur. Tous deux ont leur casque et ne peuvent donc pas communiquer. Nous vous proposons ici un interphone complètement autonome qui assurera cette liaison et rendra les longs déplacements nettement plus supportables...

LE SCHEMA

Le principe, c'est de munir le pilote et le conducteur d'un micro et d'un casque. Le signal du micro du pilote est amplifié et transmis au casque arrière et inversement. Chacun peut donc parler et se faire entendre de l'autre. Nous avons donc ici deux micros à électret dont le signal de sortie est envoyé vers l'entrée d'un amplificateur. Comme nous avions besoin de deux amplis de puissance et que nous voulions éviter d'utiliser des piles 9 V, chères et de faible capacité, nous avons utilisé un ampli basse tension qui nous permet un travail sous 3 V. Cet ampli est un TDA 2822M de SGS Thomson et que l'on trouve aussi chez Telefunken sous la référence U 2822. Le gain de cet ampli est suffisant pour que l'on puisse sortir toute la puissance avec la tension de sortie du micro à électret. Ici, le micro travaille en proximité, c'est-à-dire avec un signal de sortie important. Un circuit annexe traite la tension de sortie du micro et commande la coupure du son lorsqu'aucun interlocuteur n'est en action (shunt de la modulation par T_1 et T_2). On évite la fatigue et on économise un peu d'énergie. Avec des piles alcalines, l'autonomie sera d'environ 10 000 km sur route !

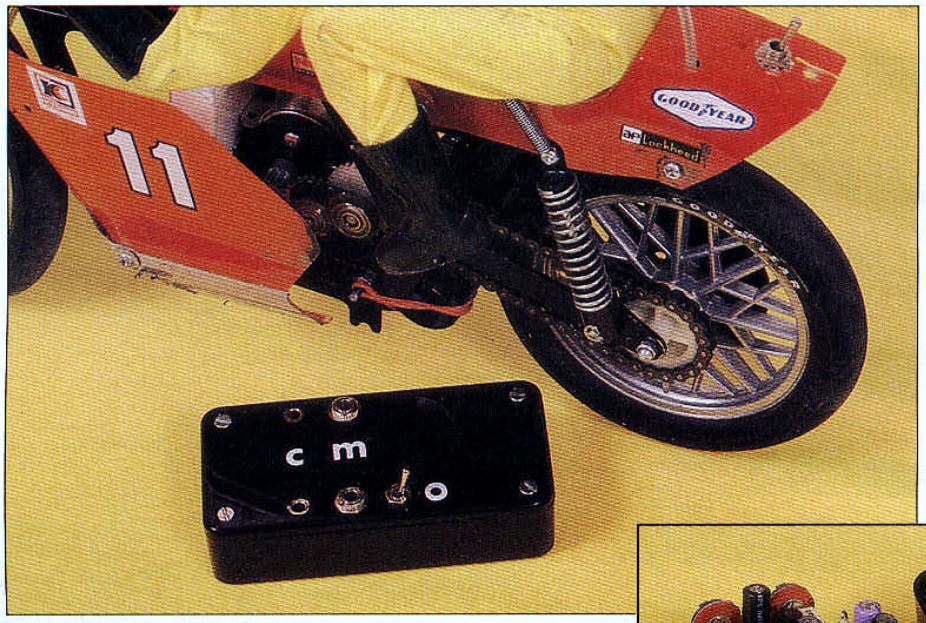
REALISATION

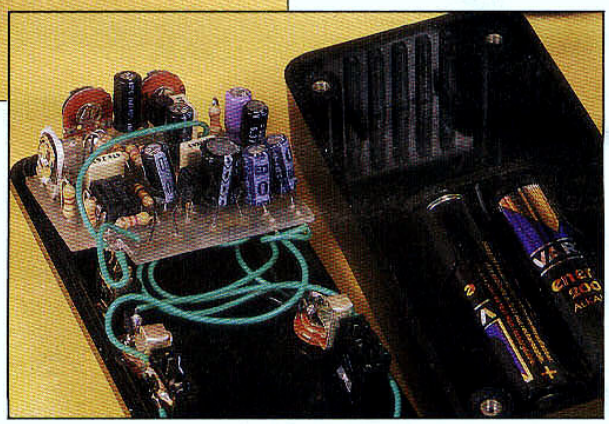
Le circuit imprimé est prévu pour l'installation dans un boîtier CP 12 M, les piliers de fixation (trop encombrants) seront fraisés pour permettre d'enfoncer le support de piles, même opération pour les rainures de fixation qui devront laisser un peu plus de passage aux prises pour les jacks. Certains composants ont été placés verticalement pour des raisons d'encombrement. Les piles sont reliées au circuit par des pinces formées dans de la corde à piano (fil d'acier). Le circuit imprimé sera maintenu par le couvercle du boîtier. N'oubliez pas de respecter les précautions d'usage concernant le câblage, compte tenu de la densité, nous ne recommanderons pas l'utilisation de supports pour les circuits intégrés.



Fog. 1. – Schéma de notre montage.

INTERPHONE POUR MOTO





NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W 5 %

R_1, R_2, R_9 : 4,7 kΩ
R_3, R_4, R_{10} : 10 kΩ
R_5, R_6, R_7 : 47 kΩ
R_8 : 470 Ω
R_{11}, R_{12} : 22 kΩ

Condensateurs

C_1, C_5 : 0,47 µF chimique radial
C_2, C_6 : 0,22 µF MKT 5 mm
C_3, C_7 : 10 µF chimique radial 6,3 V
C_4, C_8 : 47 µF chimique radial 6,3 V
C_9 : 47 nF MKT 5 mm
C_{10} : 4,7 µF chimique radial
C_{11} : 330 µF chimique radial 6,3 V

Semi-conducteurs

T_1, T_2 : transistor NPN BC548, BC338, etc.
CI_1 : circuit intégré TDA 2822 M
CI_2 : circuit intégré LM 358
D_1 : diode silicium 1N 4148

Divers

M_1, M_2 micros à électret, avec jack mono. J_1, J_2, prise jack pour châssis 3,5 mm stéréo. Coupleur de piles 2 AA à plat. Interrupteur. Boîtier ABS CP 12 M. Jack mono femelle pour châssis pour les micros.

P_1, P_2 : potentiomètres ajustables pour CI de 100 kΩ
P_3 : potentiomètre ajustable pour CI de 470 kΩ

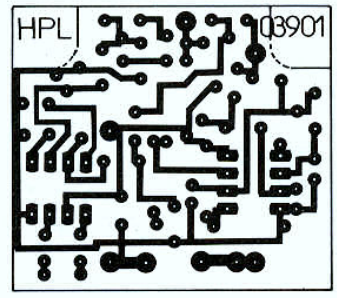


Fig. 2. – Circuit imprimé, côté cuivre, échelle 1.

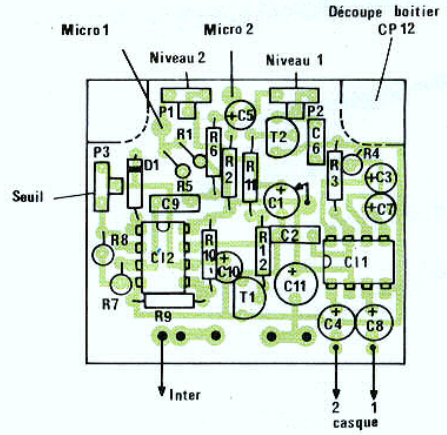


Fig. 3. – Implantation des composants.

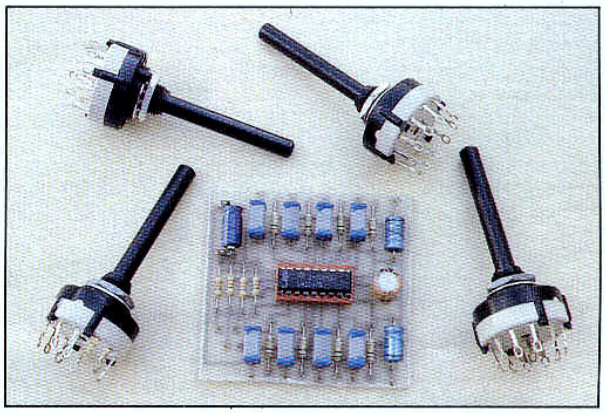
REALISATION Flash

COMMUTATEUR D'ENTREES A COMMANDE ELECTRIQUE

A QUOI ÇA SERT ?

Si vous avez déjà réalisé un amplificateur haute fidélité, vous avez certainement dû apprécier le câblage du commutateur d'entrées et sa profusion de fils blindés (pour éviter les ronflements) avec les inévitables masses que l'on ne sait jamais où relier.
Si, de plus, il vous a pris l'envie de télécommander cet ampli, vous avez dû vous rendre compte que, mis à part l'ajout d'un moteur, il n'y avait guère de solution pour faire tourner votre commutateur.

Le montage que nous vous proposons aujourd'hui permet de résoudre d'un coup tous ces problèmes puisque c'est un commutateur d'entrées stéréo à commande électrique. Il peut donc être monté tout contre les prises d'entrées elles-mêmes auxquelles il est relié par des fils très courts qui peuvent être non blindés. La sélection d'entrée est assurée par mise à la tension d'alimentation d'une patte sur laquelle n'est présente qu'une tension continue. La liaison commutateur-circuit se fait donc en fil ordinaire ; de plus,



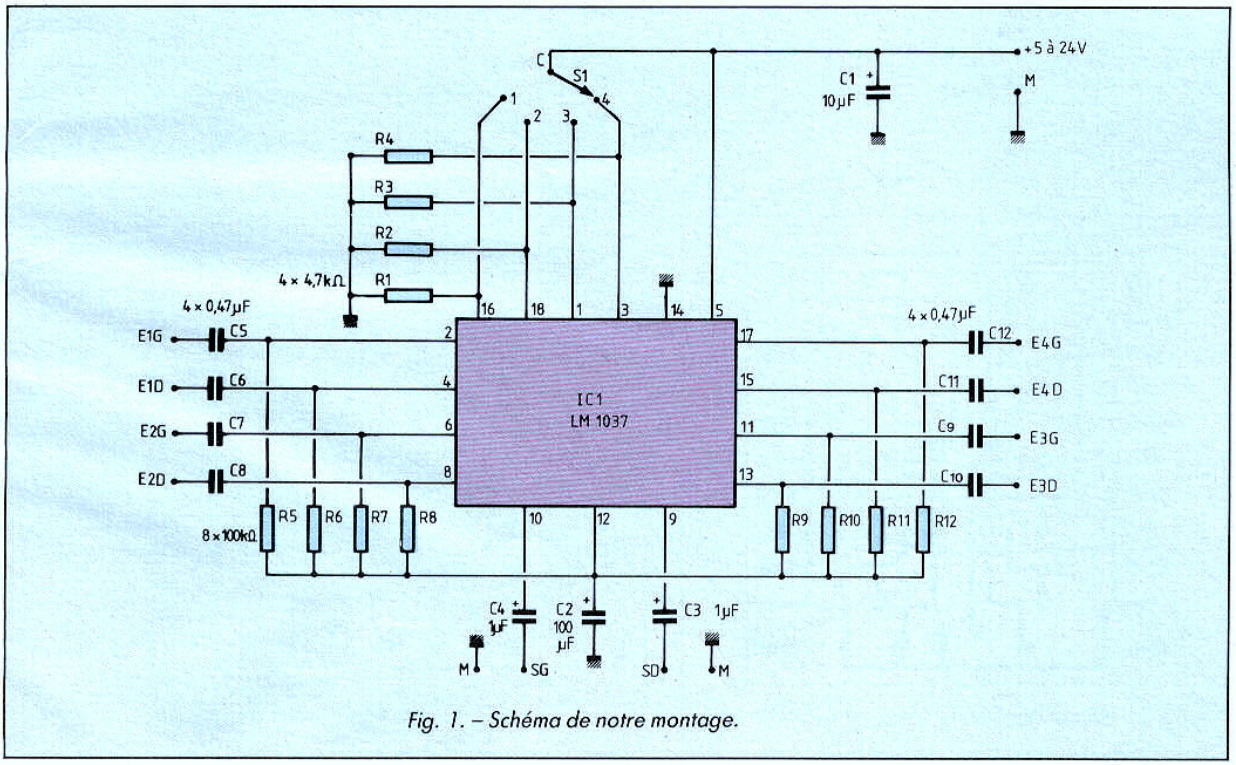


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

COMMUTATEUR D'ENTREES A COMMANDE ELECTRIQUE

moyennant une interface appropriée, une commande du circuit par la sortie d'un récepteur de télécommande est parfaitement possible.

LE MONTAGE

Si le principe du montage n'est pas nouveau, sa réalisation nécessitait il y a encore peu de temps pas mal de composants. Ce n'est plus le cas aujourd'hui avec un circuit intégré de National Semiconducteur prévu spécialement à cet effet : le LM 1037.

Ce circuit supporte quatre entrées stéréo et, si cela ne suffit pas, il peut être cascadé avec d'autres boîtiers analogues.

Le schéma d'utilisation est fort simple, comme vous pouvez le constater. L'accès aux entrées se fait par des condensateurs d'isolement de 0,47 µF tandis que l'impédance de ces dernières est fixée à 100 kΩ par R_5 à R_{12}.

Les pattes de sélection des entrées sont ramenées à la masse par des résistances, la sélection étant assurée par mise à la tension d'alimentation de l'une des pattes 16, 18, 1 ou 3.

L'alimentation peut varier de 5 à 24 V, ce qui permet l'intégration du montage dans virtuellement n'importe quel amplificateur, ce que confirme l'impédance de sortie très faible (10 Ω typique) qui permet donc de piloter n'importe quel étage correcteur de tonalité.

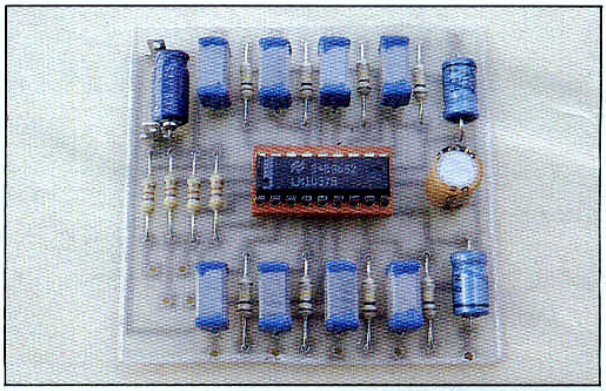
LA REALISATION

La réalisation est fort simple en raison de la disposition judicieuse des pattes du boîtier qui permet un tracé de circuit imprimé simple et logique. Faites seulement attention à la « permutation » gauche droite visible au niveau de l'entrée 3 par rapport aux trois autres entrées ; ce n'est pas une erreur de dactylographie, mais c'est bien dû au circuit intégré.

Le fonctionnement du montage est immédiat, et les caractéristiques obtenues sont excellentes puisque l'on peut citer :

- une bande passante de 300 kHz ;
- une distorsion inférieure à 0,04 % ;
- un fonctionnement pour un signal d'entrée allant de 5 mV à 3 V efficaces (alimentation minimale de 12 V dans ce dernier cas) ;
- une séparation des voies meilleure que 70 dB.

Autant dire que le montage fait aussi bien que nombre de commutateurs mécaniques plus ou moins bien câblés !



Si vous souhaitez télécommander ce circuit à partir d'un récepteur à infrarouge ou ultrasons par exemple, il vous suffit de réaliser une interface entre ce dernier et le LM 1037 de façon à ne relier au positif de l'alimentation que celle des pattes 16, 18, 1 ou 3 qui correspond à l'entrée à sélectionner (en fait, il suffit d'amener la patte voulue à une tension supérieure à 2 V pour que la commutation ait lieu, les entrées de commande du LM 1037 étant compatibles TTL). Le courant de commande de ces entrées est très faible puisqu'il est inférieur au milliampère.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC_1 : LM 1037 de National Semiconducteur

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1, R_2, R_3, R_4 : 4,7 kΩ
R_5 à R_{12} : 100 kΩ

Condensateurs

C_1 : 10 µF 25 V
C_2 : 100 µF 25 V
C_3, C_4 : 1 µF 25 V
C_5 à C_{12} : 0,47 µF mylar

Divers

S_1 : commutateur 1 circuit 4 positions

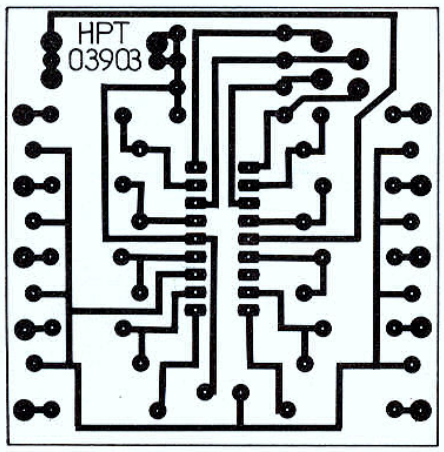


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

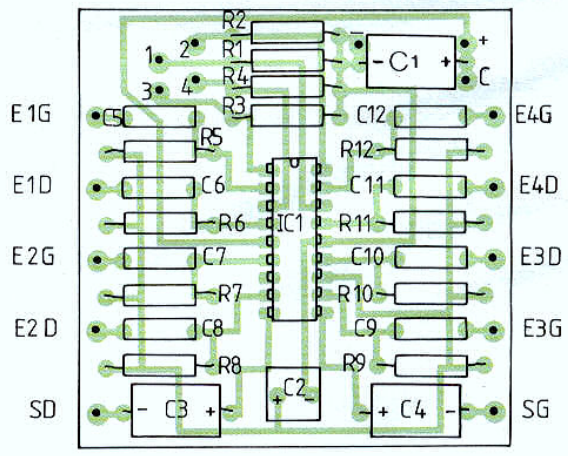


Fig. 3. – Implantation des composants.

REALISATION Flash

36 WATTS DANS UNE BOITE D'ALLUMETTES

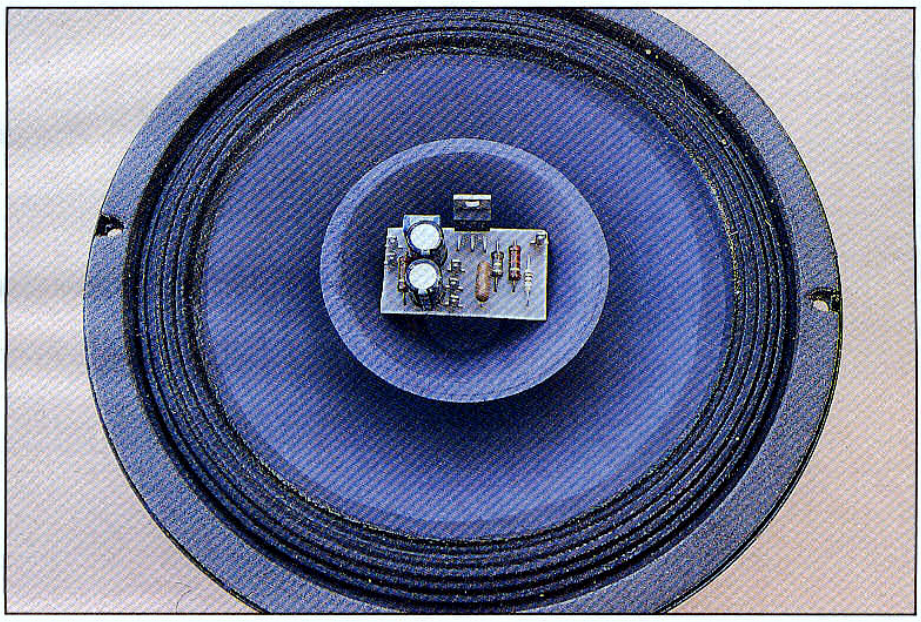
A QUOI ÇA SERT ?

Le montage que nous vous proposons aujourd'hui n'est pas vraiment original de par sa fonction puisqu'il s'agit d'un amplificateur haute fidélité de puissance, capable de délivrer une puissance efficace de 36 W. Ce qui est plus intéressant, en revanche, c'est sa taille qui, hors radiateur du seul et unique circuit intégré utilisé, est de l'ordre de celle d'une boîte d'allumettes petit format.

De ce fait, il est très facile à intégrer, soit dans un montage existant en remplacement d'un amplificateur plus ancien et moins performant, soit dans une réalisation nouvelle de votre cru où la place est comptée.

Petit par la taille, notre ampli n'en est pas pour autant petit par les performances puisque l'on peut citer à son actif :

- Une bande passante en puissance de 70 kHz.
- Une puissance efficace de 36 W sur 4 et 8 Ω.
- Une vitesse de variation de la tension de sortie de 8 V/µs.
- Une tension continue résiduelle en sortie de 1 mV.
- Une protection totale contre les absences de charge, les courts-circuits et les échauffements excessifs.
- Une réjection d'alimentation de 90 dB qui autorise une alimentation composée d'un simple pont de diodes et d'un condensateur chimique de filtrage, sans avoir à craindre les ronflements.
- Un prix de revient dérisoire, inférieur à 100 F par amplificateur.



LE SCHEMA

Une fois n'est pas coutume, le circuit utilisé n'est pas un « TDA quelque chose » mais un LM 675 de National Semiconductor. Ce circuit intégré, conçu comme un amplificateur opérationnel de puissance, se prête, en effet, fort bien à la réalisation d'un amplificateur haute fidélité et permet d'offrir les caractéristiques intéressantes vues ci-avant.

Sa mise en œuvre est fort simple comme vous pouvez le constater puisqu'il est monté en amplificateur non inverseur dont le gain est fixé par le rapport $R_2//R_1$. Une cellule R-C classique compense les variations d'impédance de la charge en fonction de la fré-

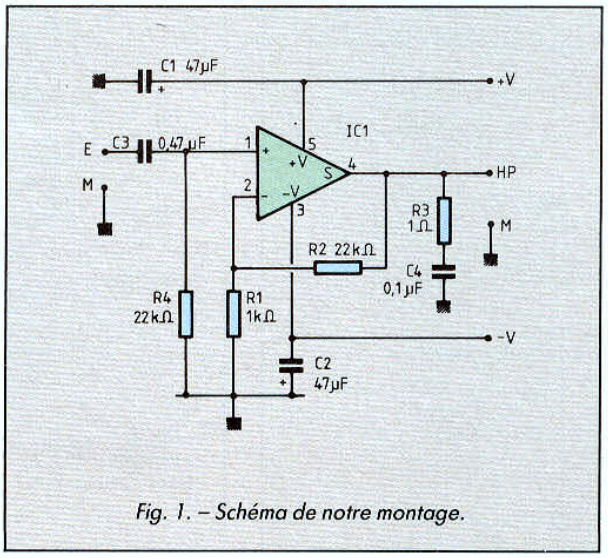
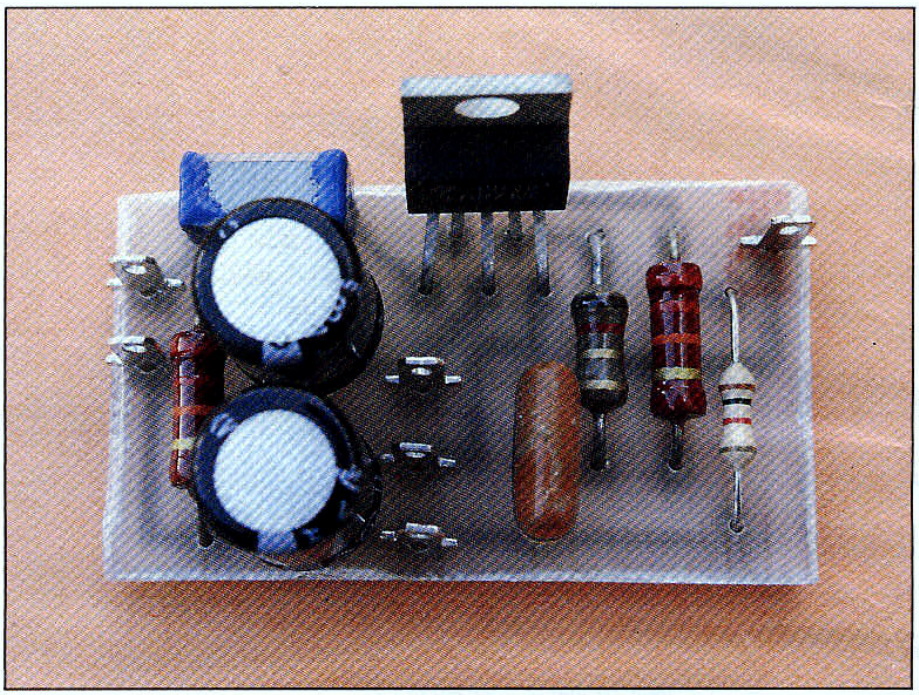


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

36 WATTS DANS UNE BOITE D'ALLUMETTES

quence, tandis que deux condensateurs chimiques découplent l'alimentation au niveau du boîtier.
La résistance R_4 fixe l'impédance d'entrée et permet à notre module de faire suite à n'importe quelle table de mixage ou préamplificateur existant.
L'alimentation est symétrique et n'a pas besoin d'être stabilisée. Il faut juste s'assurer qu'elle ne peut en aucun cas dépasser ± 30 V, qui est la valeur maximale admise par le LM 675. Ne choisissez surtout pas pour cela un transformateur avec des enroulements 30 V car, à vide et après redressement, on dispose d'environ 1,4 fois la tension efficace délivrée par le transformateur, ne l'oubliez pas !



LE MONTAGE

Un schéma aussi simple ne peut conduire qu'à une réalisation fort simple également. C'est notre cas comme vous pouvez le constater à l'examen du minuscule circuit imprimé qui, pourtant, supporte tous les composants.
Le LM 675 devra évidemment être fixé sur un radiateur, soit directement, auquel cas ce dernier sera isolé car le boîtier du LM 675 est relié au pôle négatif de l'alimentation, soit en utilisant les traditionnels mica et rondelles d'isolement. Il ne faudra pas manquer, dans ce cas, d'enduire le mica de graisse aux silicones pour assurer une bonne conductibilité thermique.
Le fonctionnement est immédiat dès la dernière soudure effectuée. Le montage est absolument exempt de tendance à l'oscillation mais il faut, comme pour tout amplificateur de ce type, prendre soin d'utiliser du fil de diamètre suffisant (10/10 de mm est un minimum) pour le relier aux alimentations et aux haut-parleurs.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC_1 : LM 675 National Semiconductor

Résistances 1/2 ou 1/4 W, 5 %

R_1 : 1 kΩ
R_2, R_4 : 22 kΩ
R_3 : 1 Ω 1/2 W

Condensateurs

C_1, C_2 : 47 µF 40 V radiaux
C_3 : 0,47 µF mylar
C_4 : 0,1 µF mylar

Divers

Radiateur pour IC_1

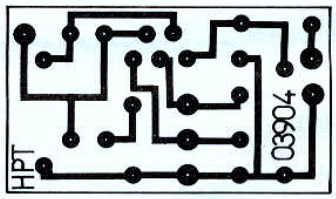


Fig. 2. Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

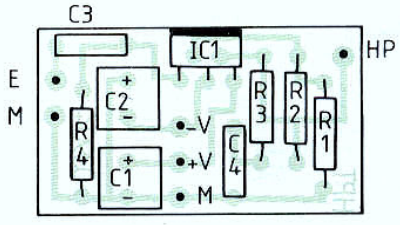


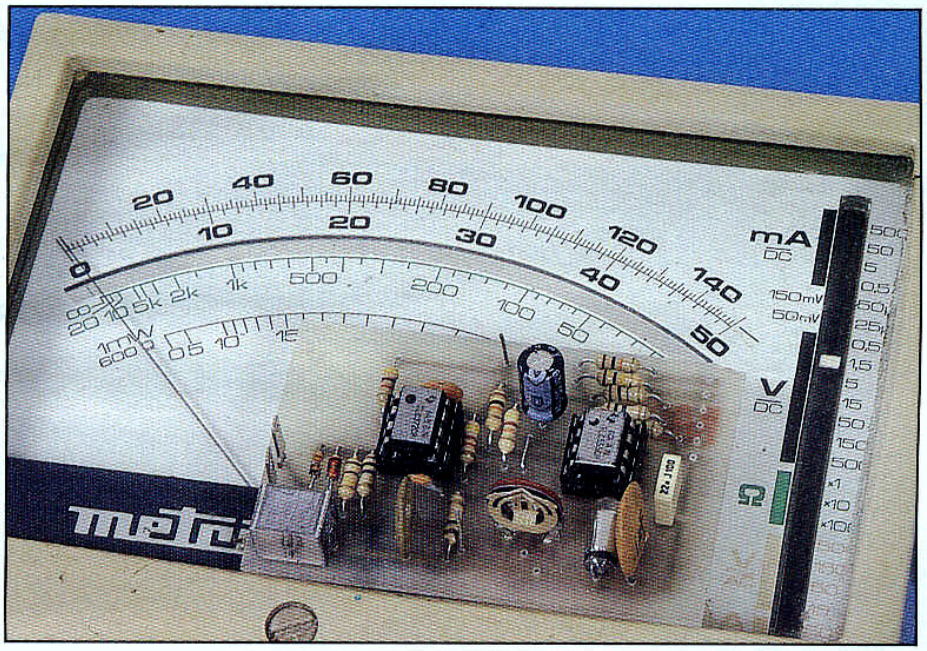
Fig. 3. Implantation des composants.

REALISATION Flash

FREQUENCEMETRE ANALOGIQUE

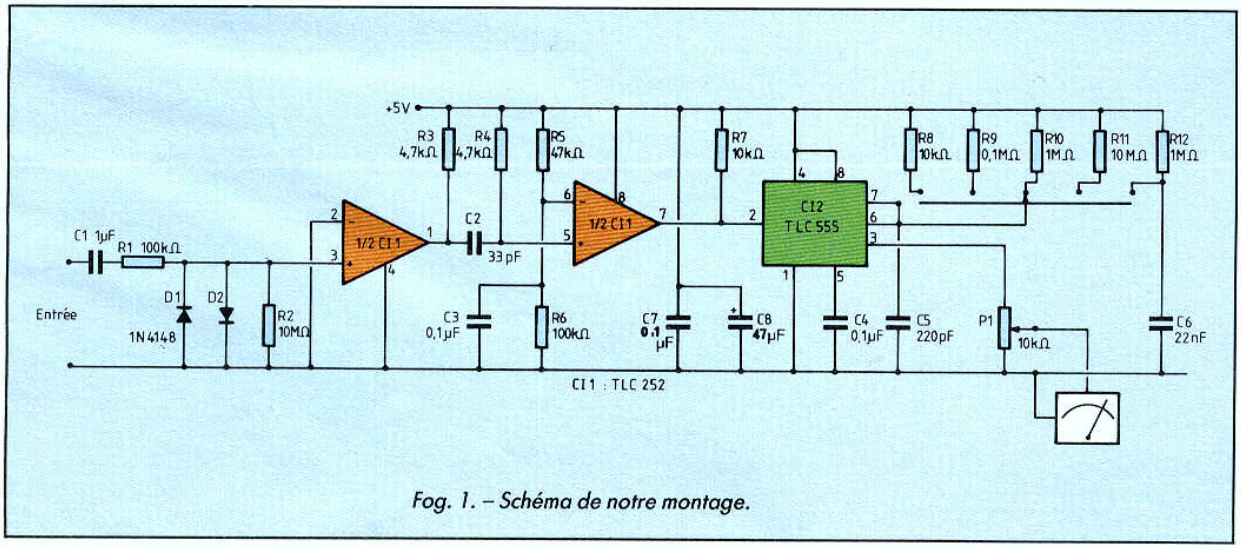
A QUOI ÇA SERT ?

Ce montage est un périphérique destiné à étendre les possibilités de votre contrôleur universel qu'il soit analogique ou numérique. A moins que vous n'installiez en sortie un galvanomètre afin de réaliser un instrument complet. Autre utilisation : un tachymètre ou un compte-tours, selon ce que vous injecterez à l'entrée...



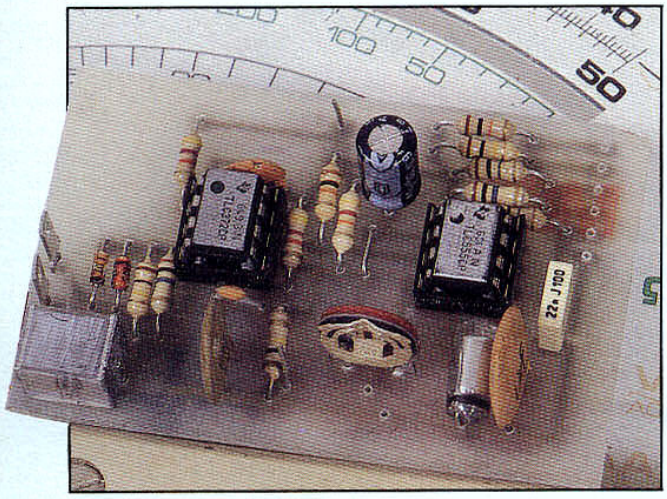
LE SCHEMA

Le principe de base de ce fréquencemètre est de fabriquer des impulsions de largeur constante à l'aide d'un monostable. Celui-ci est déclenché par le signal dont on veut mesurer la fréquence. A chaque passage au zéro du signal d'entrée, le monostable basculera. Plus la fréquence



Fog. 1. – Schéma de notre montage.

FREQUENCEMETRE ANALOGIQUE



sera haute et plus les impulsions seront rapprochées. On mesure alors la valeur moyenne de la tension en sortie.

Le montage comprend un circuit d'écrêtage qui protège l'entrée du circuit intégré. La tension arrive sur un comparateur dont une entrée est au potentiel de la masse. Le signal de sortie est carré. La sortie est dérivée par C_2 et R_4. Le second comparateur assure la mise en forme de l'impulsion et permet de disposer d'un signal de commande d'amplitude convenable. Le monostable est constitué par un « timer » 555 dont nous avons pris la version à faible consommation en LINCMOS de Texas. Suivant la fréquence à mesurer, on commutera la constante de temps par l'intermédiaire de la résistance ; pour les fréquences très basses, on change également le condensateur. L'alimentation se fait par une tension stabilisée de 5 V, ses fluctuations se retrouvent en sortie. La sensibilité atteint 1 mV aux fréquences moyennes et hautes, elle diminue aux fréquences basses. La plage de mesure va de 2 Hz à 200 kHz.

REALISATION

Pas de problème de réalisation, le commutateur sera relié aux résistances déterminant la constante de temps. On aura intérêt à installer le montage dans un coffret métallique qui assurera un blindage, les impédances des composants internes étant élevées. L'emploi de comparateurs introduit aux faibles fréquences des perturbations dans la lecture : la pente faible du signal entraîne des oscillations au voisinage du zéro, partiellement éliminées par l'interdiction de redéclenchement du monostable, la précision est rétablie en augmentant la tension d'entrée, donc la pente. Si vous utilisez un galvanomètre, n'oubliez pas de prévoir une résistance série. Le réglage de P_1 se fait en injectant une fréquence connue à l'entrée.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W 5 %

R_1, R_6 : 100 kΩ
R_2 : 10 MΩ
R_3, R_4 : 4,7 kΩ
R_5 : 47 kΩ
R_7 : 10 kΩ
R_8 : 10 kΩ 1 %
R_9 : 100 kΩ 1 %
R_{10}, R_{12} : 1 MΩ 1 %
R_{11} : 10 MΩ 1 %

Condensateurs

C_1 : 1 µF MKT 10 mm
C_2 : 33 pF céramique
C_3, C_7 : 0,1 µF céramique
C_4 : 100 nF MKT 5 mm
C_5 : 220 pF polystyrène
C_6 : 22 nF MKT 5 mm (100 fois C5)
C_8 : 47 µF 6,3 V

Semi-conducteurs

CI_1 : circuit intégré TLC 252, ou équivalent (LM 393 par ex.)
CI_2 : circuit intégré TLC 555
D_1, D_2 : diode silicium 1N4148

Divers

P_1 : potentiomètre ajustable vertical 47 kΩ
Commutateur 1 circuit 5 positions

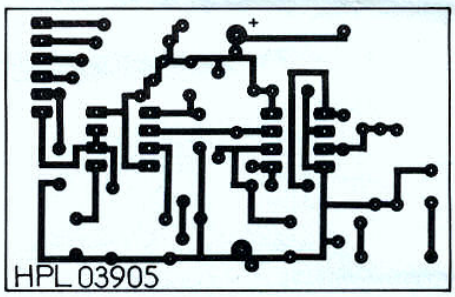


Fig. 2. – Circuit imprimé, côté cuivre, échelle 1.

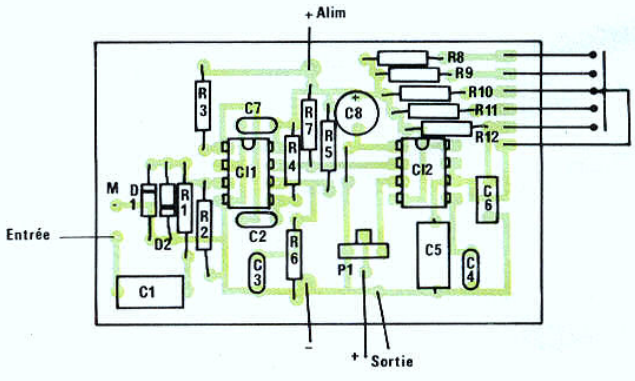


Fig. 3. – Implantation des composants.

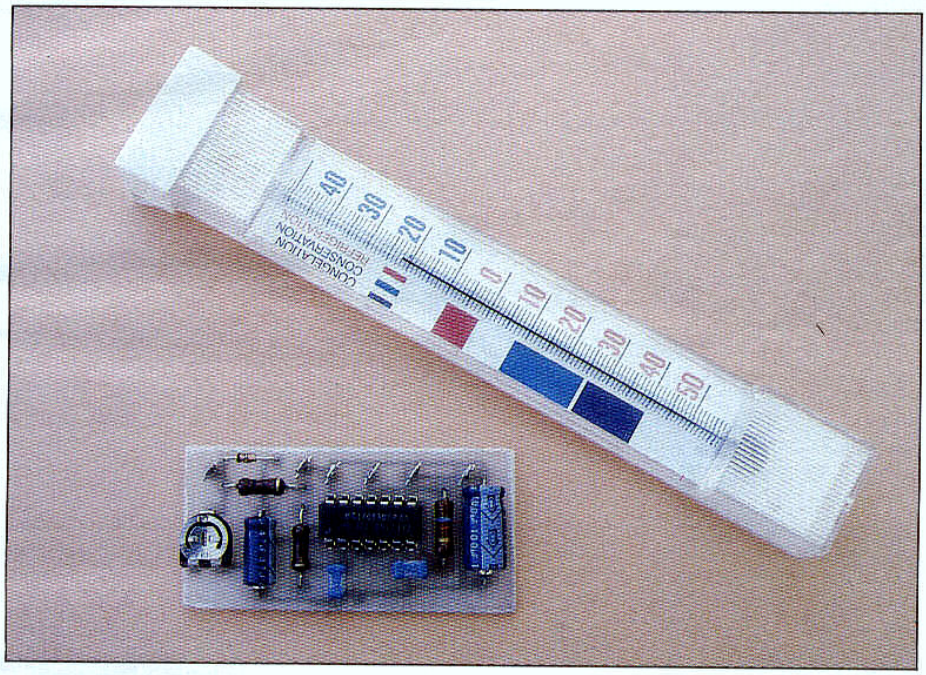
REALISATION Flash

UNE ALARME POUR CONGELATEUR

A QUOI ÇA SERT ?

Si un certain nombre de congélateurs sont équipés d'une alarme sonore qui se déclenche lorsque la porte reste ouverte trop longtemps, ce n'est malheureusement pas encore le cas de tous les modèles. En outre, aucun réfrigérateur ne dispose d'un tel système alors que les risques de maintien de la porte en position ouverte sont certains, surtout dans les familles comportant des enfants en bas âge.

Notre montage permet d'équiper très facilement tout appareil de ce type, que ce soit un réfrigérateur ou un congélateur, sans nécessiter aucune intervention mécanique ou électrique sur l'appareil. Son coût très faible et sa simplicité de réalisation sont des attraits supplémentaires non négligeables.



LE SCHEMA

Comme nous venons de l'annoncer ci-avant, notre montage ne demande aucune modification ou intervention sur le congélateur à surveiller ; il ne peut donc utiliser comme information d'ouverture celle délivrée par les contacteurs de porte, dont sont généralement munis ces appareils, pour faire allumer l'éclairage intérieur.

Pour savoir si la porte est ouverte ou fermée, notre montage mesure donc tout simplement l'intensité lumineuse présente dans le congélateur, au moyen d'une banale pho-

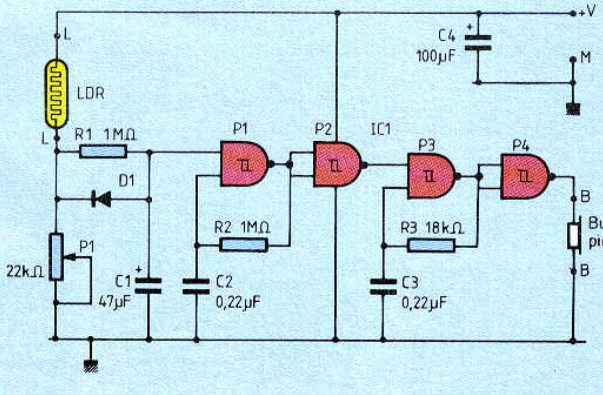
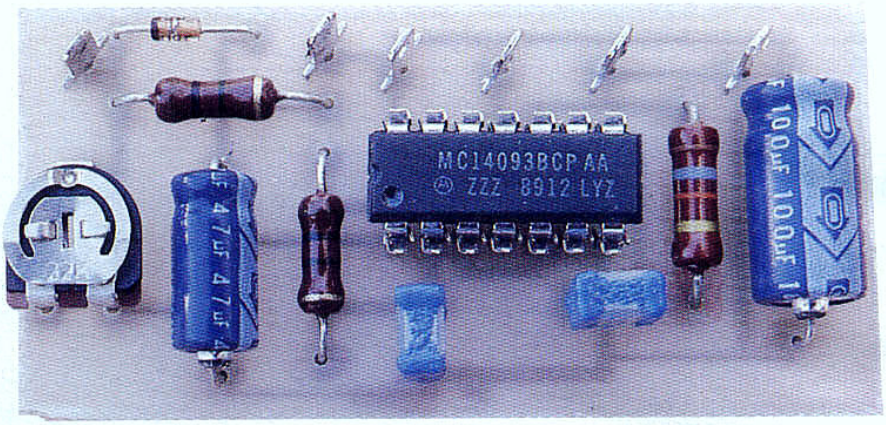


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

UNE ALARME POUR CONGELATEUR



torésistance ou LDR si vous préférez.

Comme vous pouvez le constater à l'examen du schéma, celle-ci est placée dans la branche d'un pont diviseur, connecté à l'entrée d'une porte à trigger de Schmitt réalisée en technologie CMOS. Tant que la LDR est dans l'obscurité, sa résistance est très grande et la porte est bloquée alors que, quand la LDR est exposée à la lumière, sa résistance diminue et permet l'ouverture de la porte.

Cependant, comme il ne faut pas que l'alarme retentisse lors de chaque accès au congélateur, mais seulement si la porte de ce dernier reste ouverte trop longtemps, l'ouverture de la porte (logique !) ne peut avoir lieu que lorsque le condensateur C_1 s'est chargé au travers de la résistance R_1, ce qui, avec les valeurs choisies, donne environ 45 secondes.

Le potentiomètre P_1 permet d'ajuster la sensibilité du montage en fonction de la LDR utilisée et des conditions d'éclairage ambiant.

Lorsque la charge de C_1 autorise le fonctionnement du montage, celui-ci fait émettre au buzzer piézo connecté en sortie une suite de tonalités aiguës à une cadence régulière. En effet, les portes P_3 et P_4 constituent un oscillateur à fréquence audible alternativement bloqué et validé par l'oscillateur très basse fréquence réalisé avec les portes P_1 et P_2. Le signal ainsi généré attire en effet plus facilement l'attention qu'une simple tonalité continue.

Compte tenu de la très faible consommation du montage, surtout en veille, une simple pile de 9 V suffit à l'alimenter pour de longs mois.

LE MONTAGE

L'approvisionnement des composants et la réalisation ne présentent aucune difficulté, et le montage fonctionne dès la dernière soudure effectuée. La LDR peut être quelconque mais, surtout, ne la remplacez pas par une photo-diode comme nous l'avons déjà vu faire ; cela n'a rien à voir, surtout dans le cas de ce schéma.

Pour ce qui est de l'implantation dans le congélateur ou le réfrigérateur à surveiller, nous vous recommandons de placer le montage à l'extérieur, ne serait-ce que pour mieux entendre le buzzer. Seule la LDR sera placée « au frais ». Elle sera reliée au montage par deux fils très fins qui passeront sans problème soit dans le joint de porte soit dans le joint pâteux qui entoure les canalisations de fluide réfrigérant.

La place de la LDR pourra être choisie de deux façons : soit sous l'ampoule d'éclairage intérieur de l'appareil si celle-ci fonctionne convenablement et si vous la remplacez quand elle est grillée, soit très près de l'ouverture de la porte afin de capter la moindre lueur venant de l'extérieur. Le potentiomètre P_1 pourra alors être ajusté pour donner un déclenchement fiable.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC_1 : 4093 CMOS
LDR : LDR de n'importe quel type
D_1 : 1N914 ou 1N4148

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1, R_2 : 1 MΩ
R_3 : 18 kΩ

Condensateurs

C_1 : 47 µF 15 V
C_2, C_3 : 0,22 µF mylar
C_4 : 100 µF 15 V

Divers

P_1 : potentiomètre ajustable pour CI de 22 kΩ
Buzzer piézo
Support 14 pattes pour IC_1 (facultatif)

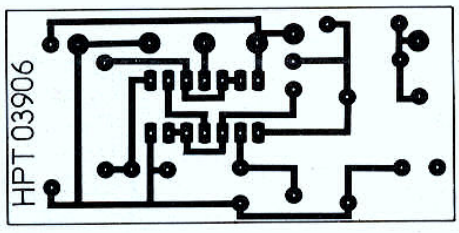


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

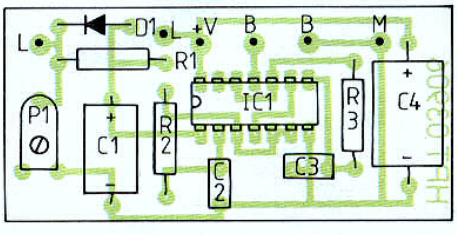


Fig. 3. – Implantation des composants.

LE JOURNAL DES O.M.

L'ANTENNE DOUBLE-WINDOW (8 bandes)

Cet aérien représente une des nombreuses solutions au problème posé par le trafic sur plusieurs bandes, avec la même antenne. Ici, c'est une solution universelle – ou presque – puisque la description pratique qui fait suite aboutit à un système rayonnant qui couvre toutes les bandes – WARC compris –, depuis 3,5 jusqu'à 29,7 MHz dans de très bonnes conditions, sans pour autant entrer en compétition avec une Yagi cinq éléments, par exemple ! Il faut bien s'entendre là-dessus.

La partie majeure de l'antenne est un dipôle de 41,50 m de long, alimenté au tiers de sa longueur – d'où la référence à la très archaïque et néanmoins vénérable Hertz-Conrad-Windom qui a connu des heures de gloire impérissable dans les années trente et même un peu plus tard, et que tout le monde, ou presque, a pratiquement oubliée de nos jours.

C'est précisément l'emplacement de l'alimentation au tiers qui constitue en fait l'originalité de ce qui n'est qu'un doublet.

Mais pourquoi un tiers ? Parce que, dès qu'il s'agit de fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences, le point d'adaptation le plus favorable, c'est-à-dire de valeur la plus faible, se déplace de part et d'autre du centre vers les extrémités et c'est précisément au voisinage du tiers de la longueur totale qu'elle est la plus faible, au moins sur les fréquences qui sont des multiples **pairs** de la fréquence de résonance, soit ici 3,5 MHz, où l'aérien se comporte comme un doublet demi-onde, encore que sa longueur soit quelque peu excessive car sa résonance tombe légèrement hors bande. Mais cela résulte d'une volonté délibérée, car il faut se souvenir que les points de résonance harmoniques ne sont pas des multiples rigoureux de la fondamentale. En effet, une antenne qui résonne en demi-onde présente une résonance en onde entière sur 7,2 MHz, et 14,5 MHz en double onde. C'est ce qui explique que la partie filaire la plus importante a été fixée à sa longueur critique de 41,50 m qui favorise la résonance dans les bandes hautes (entre 7 et 28 MHz). Cela dit, sur 80 mètres, l'antenne est assez mal adaptée, du fait de la prise d'alimentation au tiers en particulier, mais son fonctionnement peut être considéré comme satisfaisant, malgré cette concession. Sur 7 MHz, on trouve un fonctionnement en onde entière et une impédance au point d'attaque de l'ordre de 300 Ω. Sur 14 MHz, l'antenne fonctionne en double-onde, dans de bonnes conditions, avec un léger gain par rapport à un dipôle demi-onde. Cette particularité se confirme sur 28-29 MHz, où le fonctionnement est cette fois en quatre ondes.

C'est ce principe qui a été utilisé dans les antennes de type FD4 (Fritzel). Quant à la deuxième partie, qui mesure très précisément 14,07 m, elle vient combler la lacune des bandes 10 et 21 MHz. Sur la première, même schéma que pour 3,5 MHz : l'antenne résonne en demi-onde, légèrement trop courte, pour tenir compte du fait que 21 est plus que le double de 10. De ce fait, l'antenne est un peu trop longue sur 15 mètres. Elle convient plus particulièrement pour la partie inférieure de la bande réservée à la télégraphie. Restent les deux bandes de 18 à 24 MHz où l'ensemble de l'aérien se comporte également très bien avec un fonctionnement en 2,5 et 3,5 longueurs d'onde respectivement. Donc, dans l'ensemble un bon compromis sur toutes les bandes. L'impédance au point d'alimentation étant de l'ordre de 300, on peut imaginer alimenter l'aérien au moyen d'une ligne commerciale de type Twin Lead, de qualité émission. Cette solution allie la simplicité à la logique, mais les sorties d'émetteurs sont rarement prévues pour cela. En revanche, la plupart des boîtes de couplage comportent une sortie symétrique. A défaut, il est possible de réaliser un adaptateur symétriseur et transformateur d'impédance de rapport 4/1, qui sera inséré au centre de l'antenne et permettra l'alimentation au moyen d'un câble coaxial 75 Ω.

L'ADAPTATEUR SYMETRISEUR (Balun à large bande)

La réalisation d'un tel circuit est parfaitement à la portée d'un amateur et, dans la mesure où on veut bien se limiter à une puissance de 500 W – ce qui est très au-delà de la puissance autorisée –, cette opération ne présente aucune difficulté. Au reste, voici comment procéder.

Prendre un tore de ferrite de type T 200 Amidon qui servira de support en même temps que de noyau magnétique. On se munira par ailleurs de fil souple multibrins, sous gaine, de 15/10 mm... Une longueur totale de 2 mètres est plus que suffisante. Couper le fil approximativement par le milieu, après l'avoir convenablement

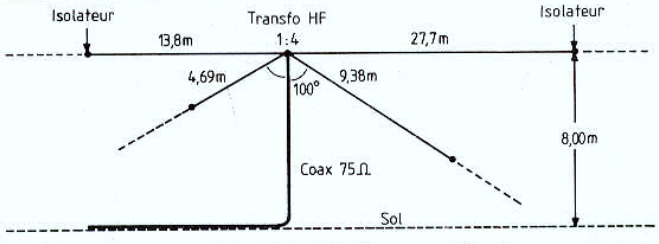
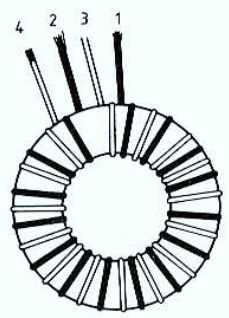


Fig. 1. – Une antenne Window toutes bandes.

étiré. Après avoir recouvert le matériau magnétique du tore de ruban adhésif, de manière à le protéger mécaniquement, on bobinera, deux fils en main, 16 tours, de manière à parvenir au résultat de la figure 2A. Le meilleur moyen de repérer les deux enroulements serait sans doute de prendre deux fils de couleur différente, mais on peut, avec un peu d'attention, s'y retrouver. La seule précaution à prendre est évidemment de relier les extrémités 2 et 3 ensemble, de manière que les enroulements se trouvent en série et que le point commun soit le point milieu, lequel reçoit la gaine du câble coaxial 75 Ω. La totalité du bobinage se trouve en série dans l'antenne (fig. 2B).

Dans la pratique, le tout est enfermé dans un boîtier plastique, muni au fond d'un socle S.O. 238, qui émerge à l'intérieur du boîtier, au centre du tore ferrite. L'antenne est coupée, par construction, au tiers de sa longueur par un isolateur, et les deux fils sortant du boîtier sont raccordés de part et d'autre.

Précaution à prendre : faire en sorte que le câble s'éloigne bien perpendiculairement par rapport à la direction du fil principal.



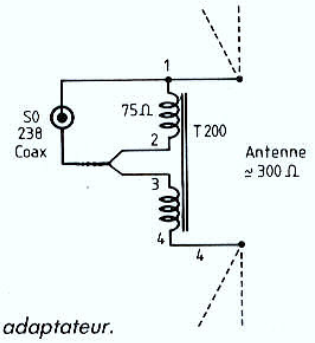


Fig. 2. – Le Balun adaptateur.

Résultats relevés sur une antenne réalisée selon ces données : le R.O.S. constaté est de :

3,5 – 3,8 = 1,2 à 1,6/1
7 – 7,1 = 1,5 à 2/1
10,1 – 10,2 = 1,2/1
14 – 14,35 = 1,25/1
18,1 à 18,2 = 1,1/1
21 à 21,4 = 1,2 à 1,6/1
24... = 1,4/1
28 à 29,7 = 1,1 à 1,2/1

Ce qui est tout à fait satisfaisant et conforme à la théorie.

Robert PIAT (F3XY)

COFFRETS METAL Iskra

ZAC des Peupliers - 27, rue des Peupliers - BAT A
92000 NANTERRE - Fax : (1) 47.81.49.16

Documentation contre 4 timbres à **2,30 F.**

Série L C 6

Art	a	b	c	Dimensions Max. circuit imprimé B x C
LC630	60	100	132	94 x 118
LC640	60	150	132	144 x 118
LC650	60	200	132	194 x 118
LC660	60	250	132	244 x 118

Série L C 7

LC730	80	100	132	94 x 118
LC740	80	150	132	144 x 118
LC750	80	200	132	194 x 118
LC760	80	250	132	244 x 118

Série L C 8

LC830	80	100	180	94 x 166
LC840	80	150	180	144 x 166
LC850	80	200	180	194 x 166
LC860	80	250	180	244 x 166
LC870	80	300	180	294 x 166

Série L C 9

LC930	100	100	130	94 x 166
LC940	100	150	180	144 x 166
LC950	100	200	180	194 X 166
LC960	100	250	180	244 X 166
LC970	100	300	180	294 x 166

Série L C 10

LC1030	120	150	220	144 x 206
LC1040	120	200	220	194 x 206
LC1050	120	250	220	244 x 206
LC1060	120	300	220	294 x 206
LC1070	120	350	220	344 x 206

TELEALARME A TRANSMISSION PAR LE SECTEUR

Nous vous avons présenté, dans notre numéro d'août 1989, la réalisation d'un module de transmission de données numériques par le secteur EDF. Nous vous avons alors annoncé deux exemples types d'applications : une télécommande secteur qui vous a été présentée récemment et une téléalarme ou télésurveillance que nous vous proposons aujourd'hui. Notre réalisation permet de disposer les capteurs de votre choix en n'importe quels points de votre habitation, aussi vaste soit-elle, et de récupérer les informations qu'ils transmettent au niveau d'un organe centralisateur qui peut être une centrale d'alarme ou tout autre système répondant à vos besoins. Cette façon de faire permet d'éviter de tirer des fils en tous sens pour protéger ou surveiller efficacement une habitation.

RAPPEL

Le synoptique de la figure 1 rappelle le principe de notre téléalarme. Des capteurs, qui peuvent être n'importe quels systèmes, suivis ou non d'électronique mais délivrant une information binaire sous forme, par exemple, d'un contact fermé ou ouvert, sont connectés sur des modules de transmission par le secteur commutés en position émission.

Vu le principe de nos modules, rappelons qu'ils peuvent être placés n'importe où tant qu'ils restent connectés à une même distribution électrique, c'est-à-dire à une installation desservie par un seul et même compteur EDF.

A l'endroit qui vous intéresse, un module, commuté, lui, en récepteur, centralise les informations en provenance des différents capteurs et peut donc signaler si tout se passe comme il faut ou si une ou plusieurs anomalies sont détectées.

Tout cela est bien beau, nous direz-vous, mais, si vous avez relu le *Haut-Parleur* d'août 1989, vous avez pu constater que tous nos modules émettaient sur la même fréquence ; vous êtes donc en droit de vous demander comment faire, au niveau du module récepteur, pour savoir quel capteur a déclenché l'alarme. Pour ce faire, nous faisons précéder chaque module émetteur d'un codeur générant une adresse unique. Au niveau du récepteur, un décodeur sait reconnaître ces adresses et peut donc dire quel est le capteur en cause.

La technologie des circuits employés permettant de différencier jusqu'à seize capteurs, nous avons dû simplifier un peu ce concept afin de ne pas concevoir un récepteur trop volumineux. Nous avons donc réduit le décodage à quatre groupes d'adresses que l'on appellera, dans la suite de cet article, des zones. Notre récepteur ne peut donc plus dire : c'est le capteur X qui est en cause, mais seulement : c'est un des capteurs de la zone A. Cette restriction volontaire n'est absolument pas gênante en utilisation domestique. Ainsi, nous avons réalisé pour notre besoin personnel l'application suivante.

Des capteurs d'anomalies telles que détection de gaz, de température, d'inondation, sont configurés en zone A ; nous savons donc qu'une alarme zone A signifie anomalie mais non pas intrusion. Deux groupes de capteurs d'intrusion, localisés en des points différents de notre domicile, sont configurés en zones B et C. En cas d'alarme zone B ou zone C, nous savons donc qu'il y a intrusion et de quel secteur elle provient.

La zone D est, pour l'instant, libre pour des extensions futures.

Si cela ne vous convainc pas que quatre zones sont suffisantes, rassurez-vous, nous vous expliquerons comment faire pour décoder jusqu'à seize zones, mais nous vous laisserons le soin de dessiner le circuit imprimé correspondant !

LE COUPLE 145026/145027

Le couple dont il s'agit est tout simplement le couple de circuits intégrés logiques CMOS utilisés au niveau des émetteurs et du récepteur pour accomplir les fonctions dont nous venons de parler. Ces circuits, bien distribués et peu coûteux, sont assez remarquables de par leurs possibilités et vu le faible nombre de composants externes qu'ils nécessitent. Examinons rapidement leur principe d'utilisation, en oubliant momentanément notre application de ce jour.

La figure 2 présente le schéma de mise en œuvre complet de ces deux circuits dans le cas le plus général qui soit.

Nous y voyons que le 145026 est émetteur de données au sens large du terme puisque, en fait, il émet une adresse et une donnée. L'adresse est codée sur les pattes A_1 à A_5 en logique ternaire (niveau haut, niveau bas et patte « en l'air »). La donnée est codée,

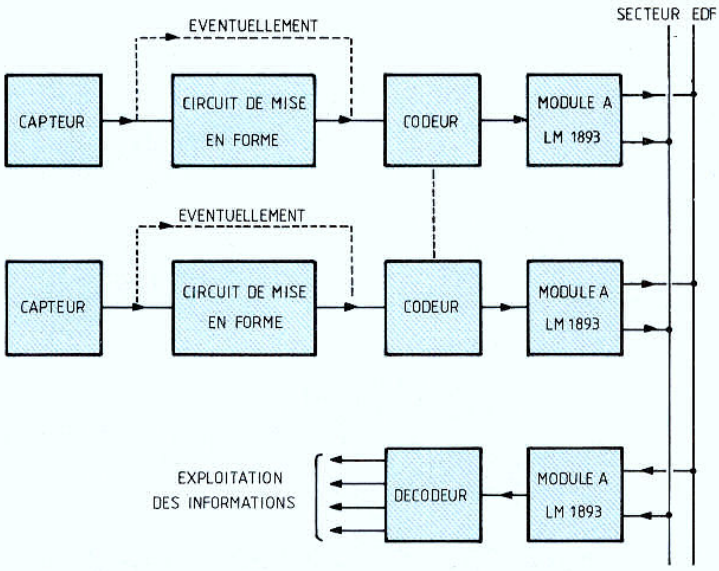


Fig. 1. – Synoptique de notre système de téléalarme.

quant à elle, sur les pattes D_6 à D_8 en logique binaire traditionnelle.

Lors de l'appui sur la touche TE, le 145026 envoie un train d'impulsions à une fréquence qui dépend de la valeur des éléments CTC, RTC et RS. Ce train d'impulsions représente deux fois de suite le codage des adresses et des données pour des raisons de sécurité de transmission. Si TE est maintenu au niveau bas, le circuit émet continuellement ses adresses et ses données.

Le récepteur, 145027, dispose lui aussi de 5 pattes d'adresses qui doivent être câblées comme celles de l'émetteur dont on veut qu'il reçoive les données. Si tel est le cas, dès que des informations arrivent sur sa patte 9, il vérifie la conformité de l'adresse reçue avec celle programmée sur ses pattes A_1 à A_5 et, si elle est identique, il décode les données qui suivent. Il attend alors d'avoir reçu une deuxième séquence

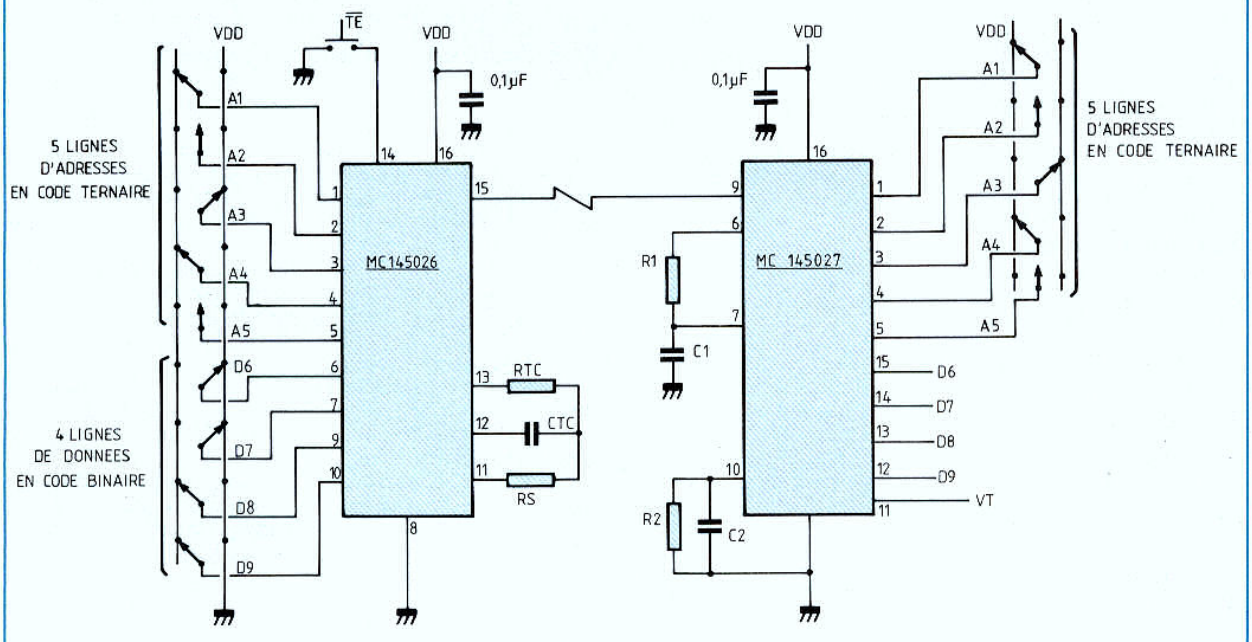


Fig. 2. – Principe d'utilisation du couple 145026-145027.

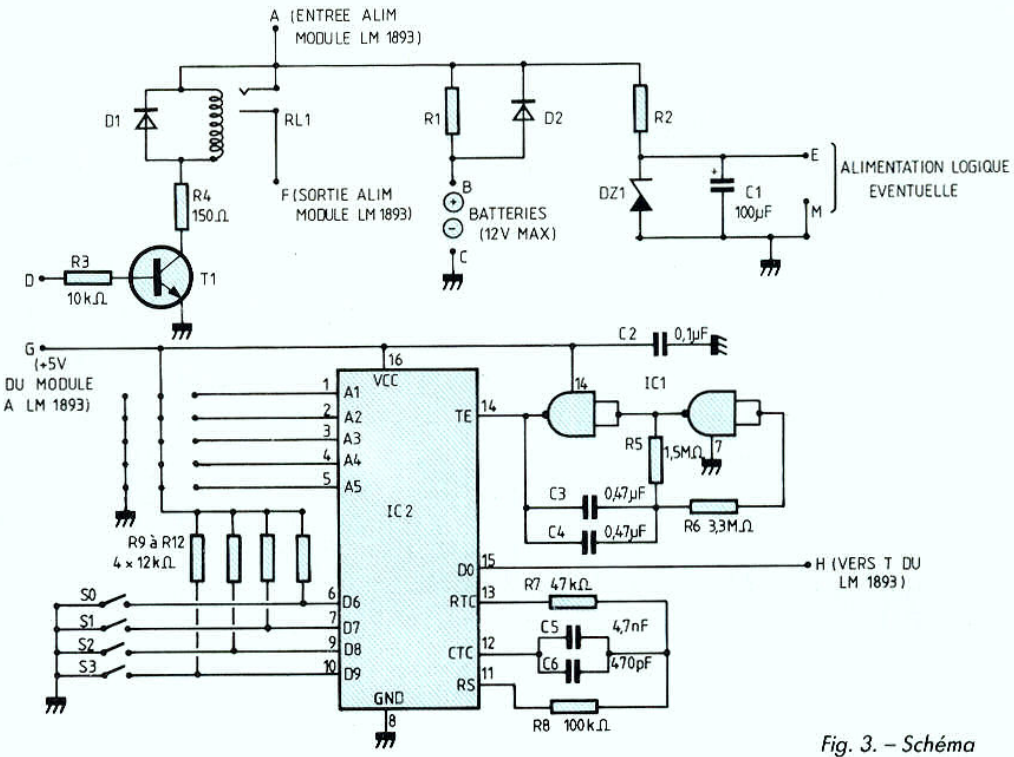


Fig. 3. – Schéma de notre émetteur.

identique pour fournir ces données en sortie sur ses pattes D_6 et à D_8 et pour activer le signal VT indiquant qu'une réception valide a eu lieu.
Pour que cela fonctionne correctement, les valeurs des éléments passifs R_1, C_1, R_2 et C_2 doivent être choisies en rapport avec la fréquence utilisée à l'émission.
Le support de transport des données entre les deux circuits peut être quelconque pourvu qu'il permette de fournir au 145027 des signaux aux normes logiques CMOS aussi proches que possible que ceux émis par le 145026. Nous utilisons, pour notre application, le secteur EDF, mais notre confrère Etienne Lémery a utilisé avec tout autant de succès une liaison infrarouge pour une application différente de la nôtre ; application qu'il vous a d'ailleurs présentée par ailleurs dans le *Haut-Parleur*.

Terminons cette rapide présentation des circuits en rappelant que ce sont de « vrais » circuits CMOS qui s'alimentent donc entre 3 et 18 V et dont la consommation est extrêmement faible.

NOTRE EMETTEUR

Le schéma complet de notre émetteur, hors module de transmission secteur bien sûr, vous est présenté figure 3. Il est un tout petit peu plus complexe que ce que nous venons de voir, pour des raisons fort simples que nous allons expliciter maintenant.

Avant de détailler les fonctions des divers éléments, rappelons, grâce à la figure 1, que notre module s'insère entre un capteur et un module d'émission/réception secteur à base de LM 1893 décrit dans le numéro d'août 1989 du *Haut-Parleur*.

Notre émetteur est en permanence en veille et maintient dans le même état le module à LM 1893 qui n'envoie donc rien sur le secteur. Ceci est réalisé au moyen du relais RL_1 qui est normalement au repos et qui coupe l'alimentation du LM 1893.

Si le capteur décèle une anomalie, il fait passer le point D au niveau haut (de + 3 à + 24 V par rapport à la masse), ce qui sature (T_1 et fait coller RL_1). Le module à LM 1893 se trouve alimenté et émet sur le secteur. Simultanément, notre montage se trouve aussi alimenté, et le 145026 fournit des données au LM 1893. En effet, le circuit intégré IC_1 est monté en oscillateur très basse fréquence et agit sur l'entrée TE du 45026 toutes les 5 secondes environ. Ce dernier génère donc toutes les 5 secondes un train d'informations.

Compte tenu de la configuration globale de notre système, l'adresse émise par le 145026 est figée une fois pour toutes au moyen de straps reliant A_1 à A_5 à la masse ou au + 5 V. Cette adresse doit bien évidemment être choisie identique pour tous les modules et identique à celle du module de réception que nous présenterons dans un instant.

Les données, en revanche, sont programmables au moyen de quatre mini-interrupteurs afin de coder l'émetteur pour correspondre à une des quatre zones prévues au niveau du récepteur.
Une des vocations premières de notre montage étant de faire de l'alarme, un petit élément annexe a été prévu sous

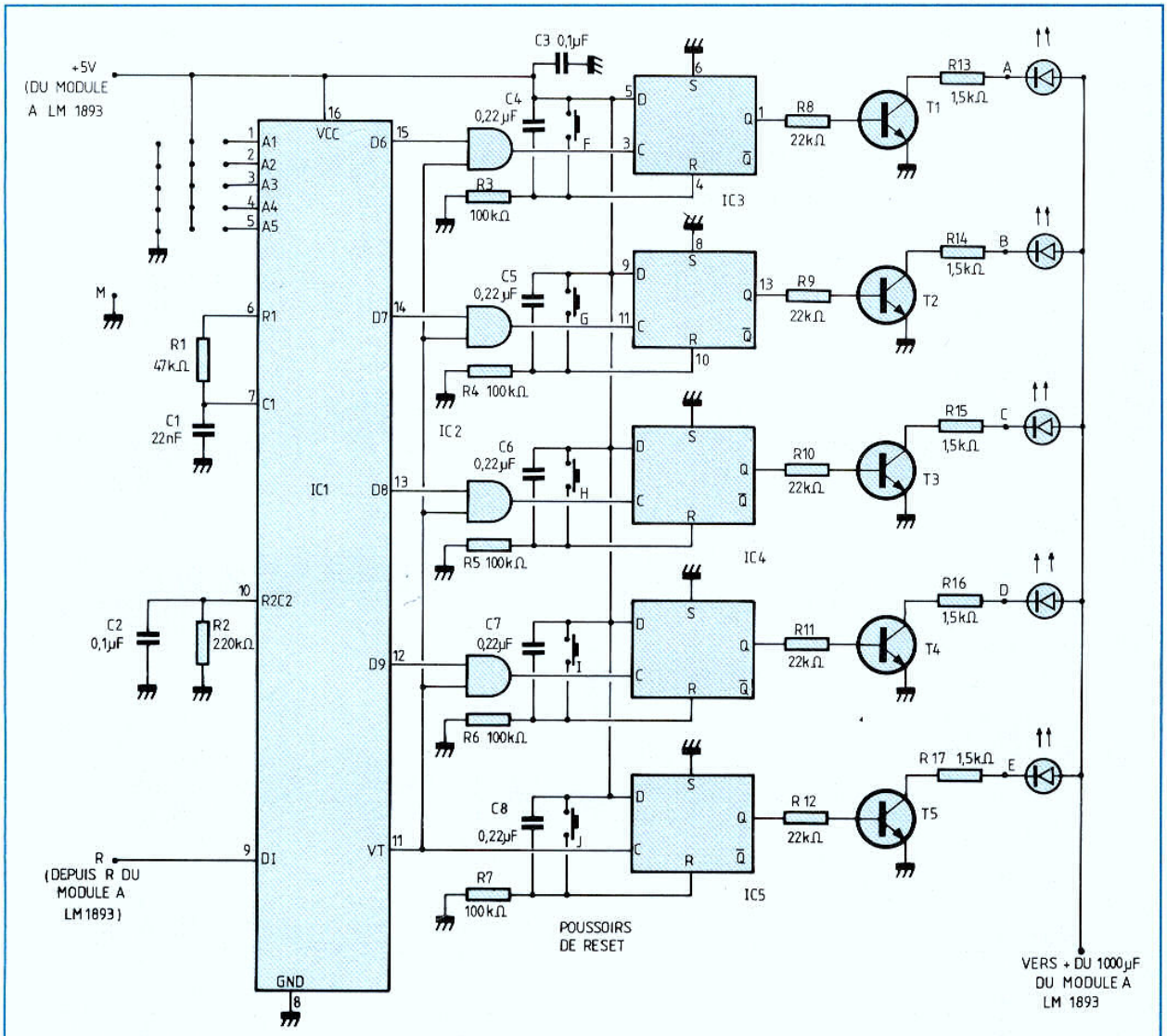


Fig. 4. – Schéma de notre récepteur.

la forme d'un circuit de maintien en charge d'une batterie qui peut ainsi alimenter en permanence, même en cas de coupure secteur, l'éventuelle logique qui suit le capteur.

Bien sûr, sans secteur, notre module à LM 1893 ne peut transmettre ses données, mais il peut se produire la situation suivante :

– Le secteur est présent, tout est normal.

– Panne EDF, disparition du secteur puis arrivée d'une alarme.

– Retour du secteur suite à la réparation de la panne.

Sans batterie de sauvegarde au niveau de la logique située derrière le capteur, la détection de l'alarme peut ne pas se produire. Avec la batterie, on est certain, si la logique a été prévue pour, que la détection sera mémorisée pour peu que l'absence de secteur ne dure pas trop longtemps. Cette circuiterie est, évidemment, facultative et adaptable à vos besoins.

NOTRE RECEPTEUR

Le schéma du récepteur vous est présenté figure 4. On reconnaît, sur sa gauche, la circuiterie de mise en œuvre du 145027, analogue à celle vue figure 2. L'entrée R du circuit reçoit bien évidemment les données fournies par le module à base de LM 1893 qui sont aux normes TTL ou CMOS alimenté sous 5 V, ce qui est le cas ici.

Les lignes d'adresses du 145027 sont évidemment câblées comme celles des émetteurs au moyen de fils, soudés à demeure, qui les relient à la masse ou au + 5 V. Les sorties de données, quant à elles, ar-

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS DE L'EMETTEUR

Semi-conducteurs

IC_1 : 4011 CMOS
IC_2 : 145026 CMOS
T_1 : BC 107, 108, 109, 547, 548, 549
D_1 : 1N914 ou 1N4148
D_2 : 1N4001 à 1N4007
DZ_1 : voir texte

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1, R_2 : voir texte
R_3 : 10 kΩ
R_4 : 150 Ω
R_5 : 1,5 MΩ
R_6 : 3,3 MΩ
R_7 : 47 kΩ
R_8 : 100 kΩ
R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12}, : 12 kΩ

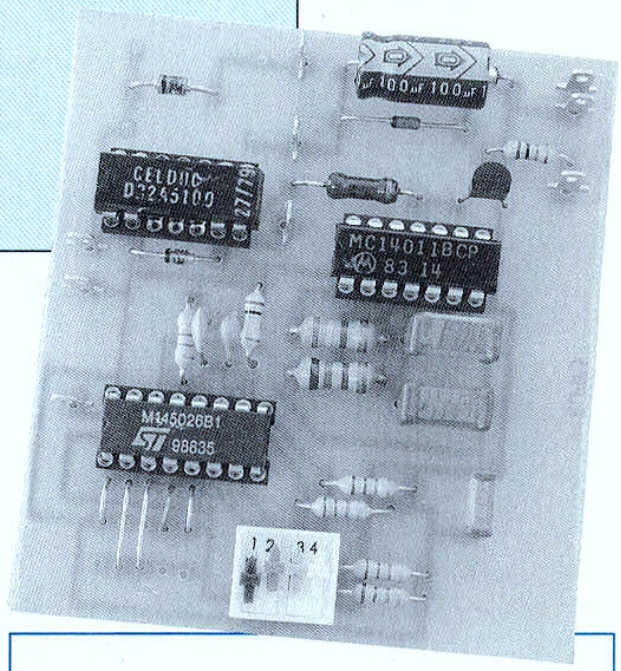
Condensateurs

C_1 : 100 µF 25 V
C_2 : 0,1 µF mylar
C_3, C_4 : 0,47 µF mylar
C_5 : 4,7 nF céramique
C_6 : 470 pF céramique

Divers

S_0 à S_3 : 4 mini-interrupteurs en boîtier DIL
RL_1 : relais DIL 12 V 1 contact travail (D32A5100 Celduc)
Batteries : voir texte

rivent sur les entrées d'horloge de quatre bascules D dont les entrées D sont reliées au + 5 V. De ce fait, ces bascules ne pourront basculer qu'une fois, faisant ainsi passer leurs sorties Q de l'état logique bas à l'état logique haut.
Pour que ces bascules ne soient pas déclenchées n'importe comment, les données issues du 145027 ne leur sont appliquées que si les portes ET réalisées grâce à IC_2 sont ouvertes, ce qui n'a lieu que lorsque le signal VT est au niveau haut. Comme ce signal indique une réception valide, tout se passe bien.
Les sorties des bascules D commandent les bases de transistors qui alimentent à leur tour des LED donnant ainsi une indication visuelle de la zone en défaut ou en alarme. Il est bien évident que, si vous voulez connecter ce montage à une centrale d'alarme existante par exemple, il faut prélever des signaux pour ce faire. La meilleure solution consiste à utiliser pour cela les collecteurs des transistors T_1 à T_5.



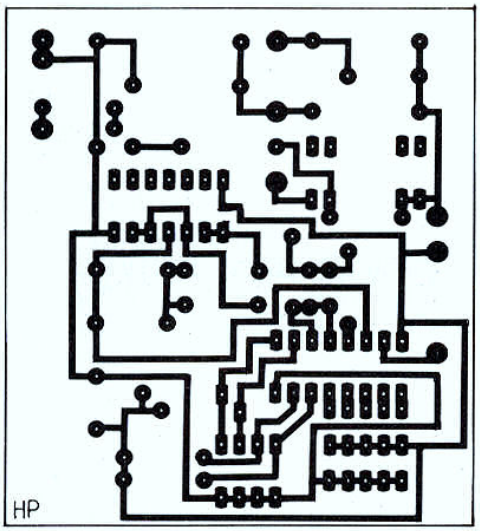


Fig. 7. – Circuit imprimé de l'émetteur, vu côté cuivre, échelle 1.

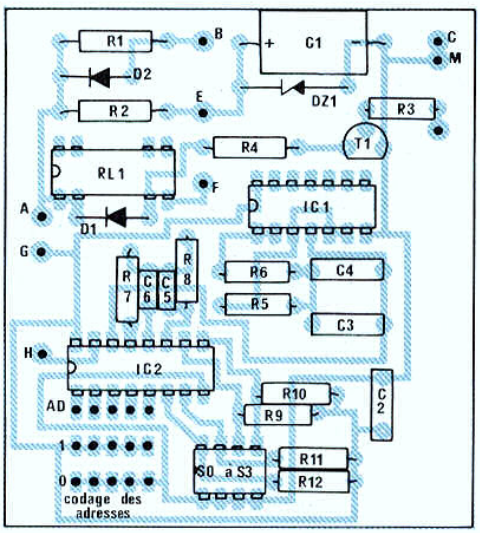


Fig. 9. – Implantation des composants de l'émetteur.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS DU RECEPTEUR

Semi-conducteurs

IC_1 : 145027 CMOS
IC_2 : 4081 CMOS
IC_3, IC_4, IC_5 : 4013 CMOS
T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 : BC 107, 108, 109, 547, 548, 549
LED : de n'importe quel type

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1 : 47 kΩ
R_2 : 220 kΩ
R_3, R_4, R_5, R_6, R_7 : 100 kΩ
R_8, R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12} : 22 kΩ
R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_{16}, R_{17} : 1,5 kΩ

Condensateurs

C_1 : 22 nF mylar
C_2, C_3 : 0,1 µF mylar
C_4, C_5, C_6, C_7, C_8 : 0,22 µF mylar

Divers : 5 poussoirs, contact fugitif en appuyant

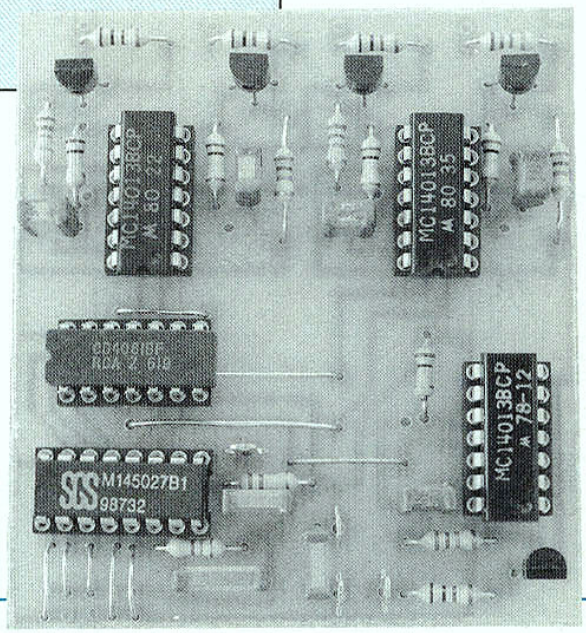
Ces derniers sont en effet à un niveau logique haut (voisin de + 15 V) en l'absence d'alarme et au potentiel de la masse en présence d'alarme. Une petite adaptation est peut-être à prévoir selon le mode d'activation des entrées de votre centrale d'alarme, mais cela ne devrait présenter aucune difficulté.

Compte tenu du mode de câblage des cinq bascules, vous avez certainement compris que les bascules A à D signalent la présence d'une alarme zone par zone, alors que la bascule E signale la présence de n'importe quelle alarme. Il faut donc en tenir compte lors de la connexion à une centrale d'alarme en fonction de vos désirs et des possibilités de celle-ci. Si elle ne dispose que d'une entrée de commande, vous utiliserez bien évidemment le signal issu de E alors que, si elle est multizone, vous utiliserez A, B, C et/ou D.

Toutes les bascules disposent d'une circuiterie de remise à zéro qui est double : automatique à la mise sous tension du montage et manuelle au moyen des poussoirs P_1 à P_5. Ces poussoirs indépendants permettent ainsi une remise à zéro manuelle par zone, ce qui offre un maximum de souplesse en présence d'alarmes d'origines multiples.

REALISATION

L'approvisionnement des composants ne devrait pas poser de problème, tant pour l'émetteur que pour le récep-



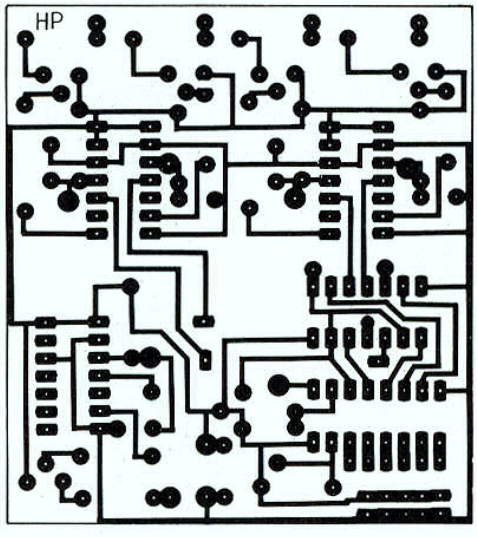


Fig. 8. – Circuit imprimé du récepteur, vu côté cuivre, échelle 1.

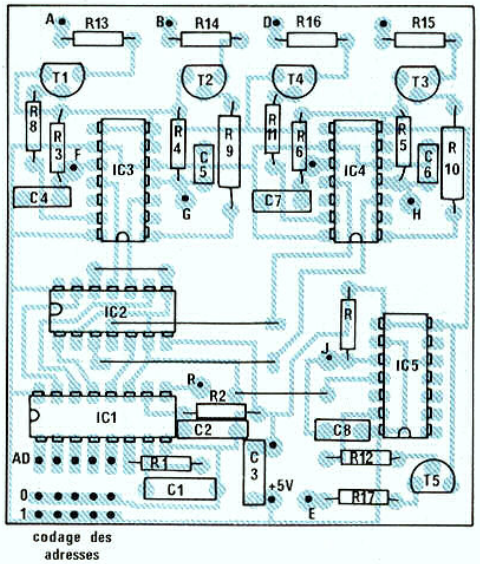


Fig. 10. – Implantation des composants du récepteur.

teur. Pour ce qui est du relais DIL de l'émetteur, nous avons indiqué une référence dans la marque Celduc, mais tout relais DIL collant sous 12 V et disposant d'au moins un contact travail peut convenir. Pour ce qui est des 145026 et 145027, on commence à les trouver chez la majorité des distributeurs ayant un bon rayon de circuits CMOS. Si le vôtre n'en a pas, dites-lui que les deux principaux fabricants sont Motorola et SGS/Thomson.

Quelques éléments sont à calculer en fonction de votre cas particulier et ne peuvent donc figurer dans la nomenclature. Nous en parlerons dans un instant lors de la phase de mise au point.

Nous avons dessiné, pour l'émetteur et pour le récepteur, des circuits imprimés de la même taille que ceux de notre module à base de LM 1893 afin de faciliter l'intégration de l'ensemble dans le boîtier de votre choix. Ces circuits vous sont présentés figures 7 et 8. Leurs tracés étant relativement simples, vous pourrez les réaliser par toute méthode à votre convenance.

Le câblage des deux modules ne présente aucune difficulté en suivant les plans d'implantation des figures 9 et 10. Sur le module émetteur, vous ne monterez pas, pour l'instant, R_1, R_2, D_2 et DZ_1. Sur le module récepteur, tous les composants pourront être mis en place en veillant bien à ne pas oublier de strap.

Les adresses seront câblées de la même façon sur les modules émetteurs et récepteur. En revanche, sur chaque module émetteur, il faudra prendre soin de positionner correctement S_0 à S_3. Pour ce faire, il suffit d'ouvrir S_0 pour que l'émetteur appartienne à la zone A, ouvrir S_1 pour la zone B, et ainsi de suite jusqu'à D. Attention, un seul interrupteur doit être ouvert ; en effet, si vous en ouvrez plus, l'émetteur sera considéré comme appartenant à toutes les zones dont les inters

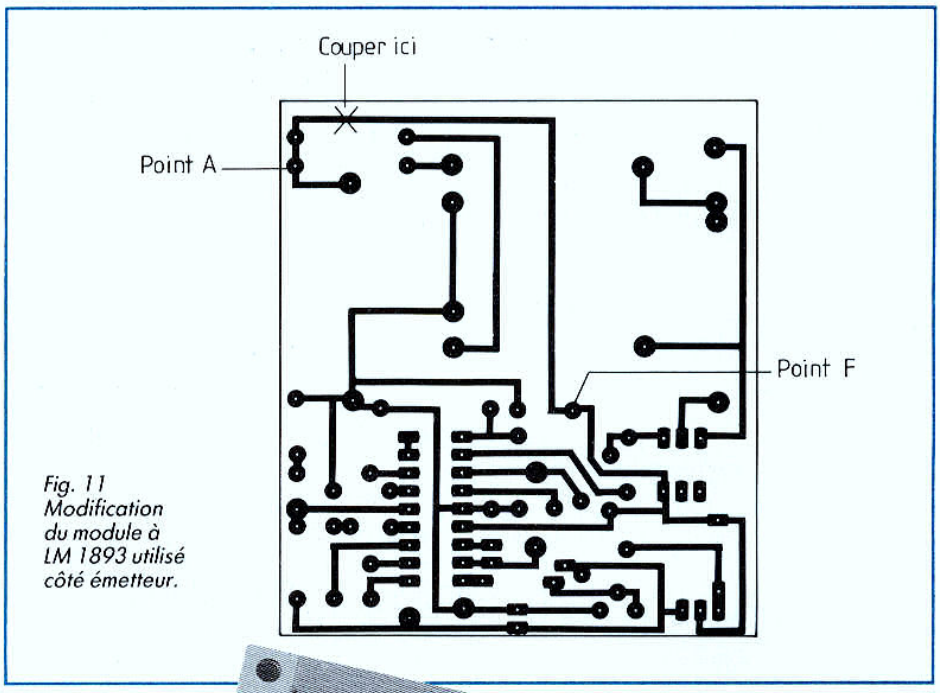
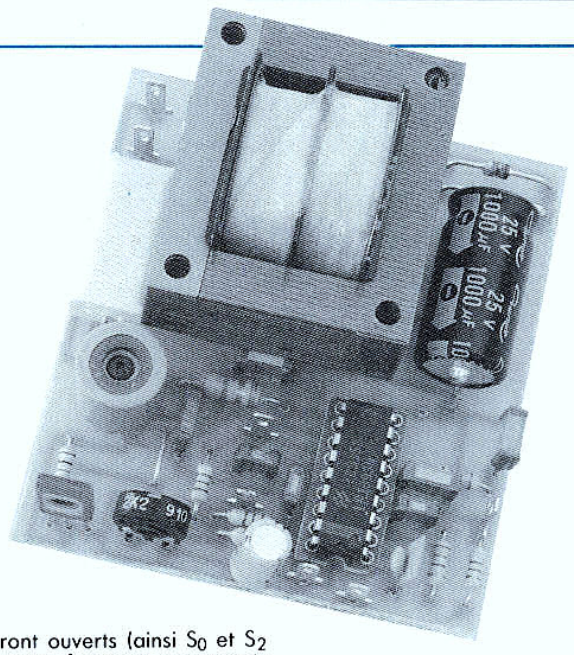


Fig. 11 Modification du module à LM 1893 utilisé côté émetteur.



seront ouverts (ainsi S_0 et S_2 ouverts feraient appartenir l'émetteur simultanément aux zones A et C).

LES ESSAIS

Arrivés à ce stade de la réalisation, nous supposons bien évidemment que les modules à base de LM 1893 sont correctement câblés et mis au point. Si ce n'est pas le cas, reportez-vous à notre numéro d'août 1989 et faites le nécessaire.

Les modules utilisés en émission doivent faire l'objet d'une petite intervention « chirurgicale » fort simple, illustrée figure 11, afin de dégager les points de connexion A et F pour le module émetteur. La figure est suffisamment explicite à ce sujet.

Au niveau de l'émetteur, connectez les points A, F, G, M et H sur le module à LM 1893. Laissez tout le reste en l'air pour le moment. Laissez également en l'air le point TR du module à LM 1893 afin de mettre celui-ci en émission.

Côté récepteur, reliez TR à la masse et connectez les points R, + 5 V, M, ainsi que les diverses LED. Attention, les anodes de ces dernières ne retournent pas au + 5 V mais à l'alimentation non stabilisée du module à LM 1893, c'est-à-dire par exemple directement sur le positif du chimique de 1 000 µF qui équipe ce module.

Mettez l'ensemble sous tension en maintenant provisoirement le point D de l'émetteur à la masse. Rien ne doit se passer, et toutes les LED doivent rester éteintes. Passez alors D au + 5 V. Le relais doit coller et la LED correspondant à la zone sélectionnée par S_0 à S_3 doit s'allumer côté récepteur ainsi que la LED E. Faites une remise à zéro du récepteur en

utilisant les poussoirs (s'ils sont câblés, sinon faites des courts-circuits avec un fil volant) et constatez que les LED s'allument à nouveau dans les secondes qui suivent. Vérifiez qu'en changeant les positions de S_0 à S_3, la LED allumée se déplace bien comme prévu alors que E est allumée dans tous les cas.

Un mauvais fonctionnement ne peut provenir que d'une erreur de câblage ou d'un mauvais réglage des modules à LM 1893. Cela doit pouvoir être facilement corrigé vu le faible nombre de composants mis en œuvre.

PERSONNALISATION

Si vos modules émetteurs n'ont pas à alimenter de logique de détection d'alarme ou de mise en forme de signal de capteur, les résistances R_1, R_2, les diodes DZ_1 et D_2 et les batteries peuvent être omises.

Si vous ne voulez alimenter qu'une logique sans sauvegarde d'alimentation en cas de coupure de courant, utilisez seulement R_2 et DZ_1. La tension maximale de DZ_1 est de 12 V, et le courant consommé ne doit pas être supérieur à 100 mA vu la puissance du transfo qui équipe le module à base de LM 1893. R_2 est à calculer, comme dans tout montage à Zener, en tenant compte de la consommation de votre montage.

Si, en plus, vous voulez une sauvegarde par batterie, il faut monter D_2 et R_1 qui maintiennent ces dernières en charge. La tension des batteries peut aller jusqu'à 12 V, mais leur capacité ne doit pas excéder 400 mA/heure. La résistance R_1 se calcule de la façon suivante : $R_1 = 15 - V)/0,04$ où V est la tension nominale des batteries exprimée en volts.

Si vous avez bien suivi le principe de fonctionnement de notre montage, vous avez dû vous poser une question qui est la suivante : supposons que deux alarmes se déclenchent dans des zones différentes mais au même moment ; les émetteurs correspondants vont se mettre en marche simultanément, et le récepteur ne va jamais rien comprendre car il va recevoir des signaux brouillés dus au fonctionnement simultané de ces derniers. C'est tout à fait exact mais, comme chaque émetteur renvoie son information cycliquement au rythme imposé par le circuit oscillateur IC_1 et que ces oscillateurs ne sont pas très stables, il est fort peu probable que la coïncidence des émissions ait lieu et, si malgré tout c'était le cas, elle ne peut durer longtemps. Tout au plus risque-t-on un retard de prise en compte d'une ou deux secondes au niveau de la centrale, ce qui n'est pas vraiment dramatique.

Précisons enfin que, si vous voulez disposer de plus de quatre zones, diverses solutions existent. Les émetteurs tout d'abord n'ont pas à être modifiés puisque leurs quatre interrupteurs S_0 à S_3 permettent en fait de choisir 16 données et donc 16 zones différentes. Il faut, en revanche, compliquer un peu le schéma du récepteur en faisant suivre les quatre portes non pas directement par des bascules mais par un décodeur 4 vers 16 dont les sorties commandent à leur tour des bascules. Ce n'est pas complexe mais le tracé du circuit imprimé nécessaire devient vite touffu. A vous de voir si le jeu en vaut la chandelle.

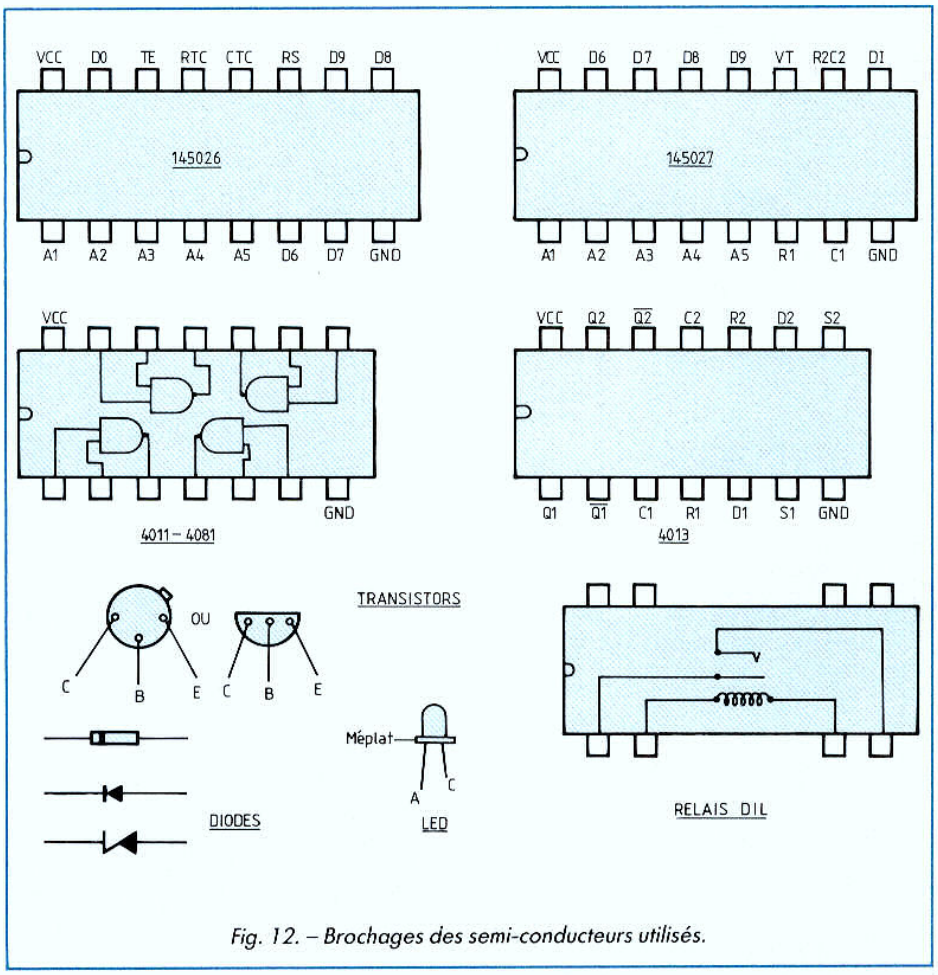


Fig. 12. – Brochages des semi-conducteurs utilisés.

CONCLUSION

Voici un deuxième exemple concret d'utilisation de notre système de transmission numérique par le secteur. Nous vous en proposerons prochainement un nouveau, basé sur ces mêmes circuits, mais réalisant cette fois-ci une télécommande multicanal.

C. TAVERNIER