

6,50 f

N° 1619 du 13 octobre 1977

# LE HAUT-PARLER

ISSN 0337 1883

## SPECIAL RADIOCOMMANDE



Suisse : 3 F.S.  
Algérie : 6,50 Dinars

Italie : 1 000 Lit.  
Tunisie : 650 M

**L**ES circuits intégrés C.MOS ne sont certes pas une nouveauté puisqu'ils sont disponibles depuis plus de 5 ans. Nous pensons cependant que de nombreux amateurs n'ont pas encore pleinement conscience des possibilités offertes par ces composants et finalement les montages les utilisant sont plutôt rares.

Pourtant les circuits logiques C.MOS ont de nombreux avantages :

- Très faible consommation générale, idéale pour les montages portatifs et simplifiant les problèmes d'alimentation et de réactions par couplages.
- Fonctionnement parfait de 3 à 15 V, autorisant une souplesse d'usage bien meilleure que les circuits TTL, alimentés impérativement en 5 V.
- Impédance presque infinie des entrées :  $10^{12} \Omega$  typique, avec une consommation insignifiante : 10 pA environ.
- Impédance de sortie suffisamment basses (de l'ordre de  $500 \Omega$ ) pour ne pas être trop restrictive des applications.
- Niveaux de sortie atteignant les niveaux extrêmes de l'alimentation, soit + Vdd pour le niveau 1 et Vss pour le niveau 0. Là encore, gros avantage sur les TTL.
- Aucun problème d'entrance et de sortance comme en TTL : Une sortie C.MOS pouvant alimenter des dizaines d'entrées.
- Vitesse de fonctionnement très satisfaisante : de l'ordre de 10 MHz, avec des temps de basculement bien inférieurs à la micro-seconde. (souvent moins de 100 ns).
- Emploi possible en régime linéaire.
- Grande variété des modèles existants.
- Grande disponibilité actuelle.
- Prix de revient souvent dérisoire : par exemple, un sextuple inverseur 4069 se trouve à 3,50 F environ, soit moins cher que 6 transistors quelconques.

Les inconvénients apportés en contre-partie sont sans importance en général. Pour l'amateur signalons simplement quelques précautions à prendre dans les manipulations et la soudure.

De manière à illustrer notre propos, nous allons décrire quelques petits montages dont la simplicité et le bon fonctionnement, vous convaincront sans doute.

## I. Modulateur pour deux commandes simultanées en tout ou rien

Dans notre livre « Construction d'ensembles RC » ainsi que dans le n° spécial RC du Haut-Parleur de 1976 (n° 1573) nous avons décrit un petit ensemble Tout ou Rien à filtres BF actifs. Cet ensemble a connu un très vif succès et a été réalisé par de très nombreux amateurs. Nous avons signalé, dans le texte, la possibilité de deux commandes simultanées, en groupant, par exemple, les huit canaux possibles en deux groupes de quatre. Quelques amateurs ont semblé intéressés par cette possibilité. A

leur intention nous avons donc étudié un codeur spécial assurant cette fonction. Les C.MOS nous ont permis une solution ultra simple.

**1. Étude du schéma.** Voir figure 1.

Le générateur de notes est un transistor 2N 2646 unijonction. Le NE 555 précédemment utilisé a été supprimé parce que la commutation s'avérait trop complexe. Le 2N 2646 permet une stabilité de la note largement suffisante pour les filtres BF, moins sélectifs que des lames vibrantes. D'ailleurs la tension d'alimentation est stabilisée et des résistances de compensation de la température sont prévues dans les bases de l'oscillateur. La charge du condensateur de 47 nF se fait à travers l'une des

résistances ajustables commutées d'une part par les poussoirs actionnés par le pilote et d'autre part par le découpeur. A chaque résistance est associée une des huit notes possibles.

A côté du 2N 2646 nous trouvons un sextuple inverseur C.MOS : le 4069.

Les inverseurs 1 et 2 sont combinés en multivibrateur oscillant à fréquence basse. Le créneau obtenu est parfaitement rectangulaire (ce qui ne serait pas le cas d'un montage à transistors, bien plus compliqué). La fréquence dépend de R et de C. Elle sera de 7 à 10 Hz. Un petit défaut : le rapport cyclique n'est de 1 que si le point de basculement de l'inverseur est juste à 50 % de Vdd. Ce n'est pas le cas de tous les 4069.

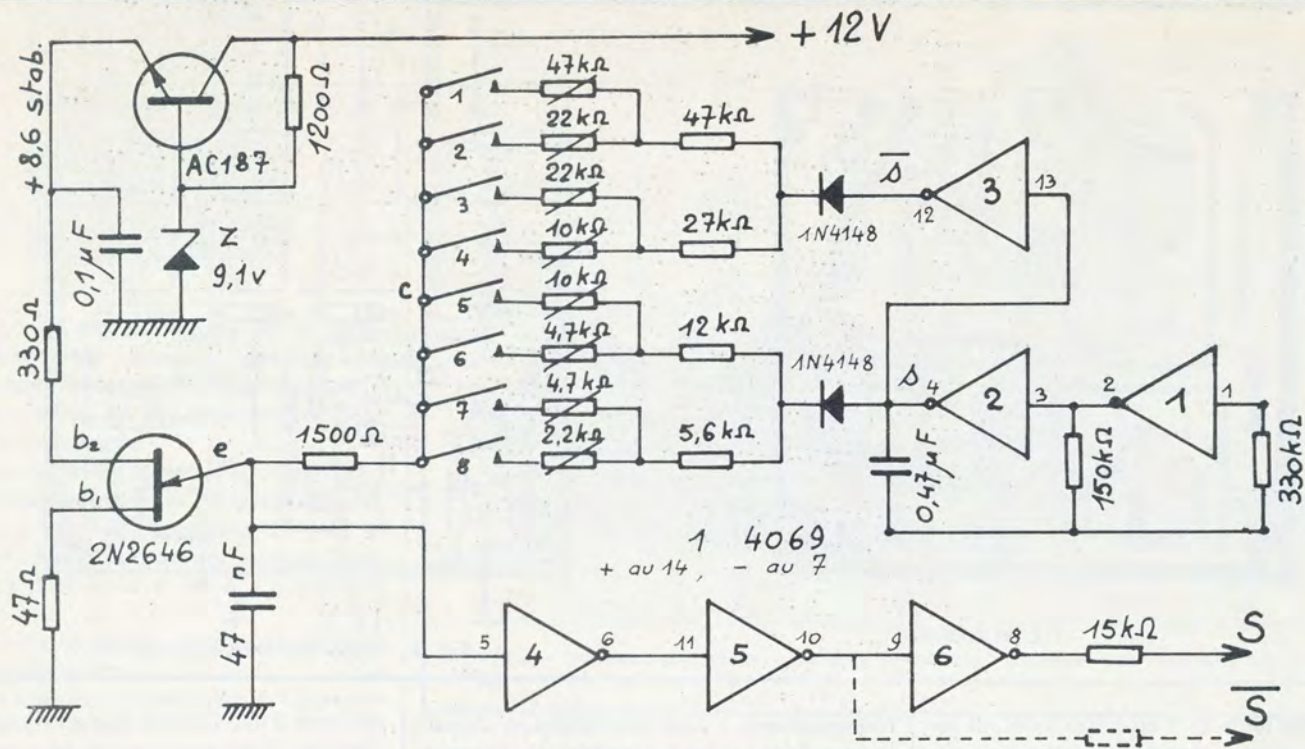


Fig. 1. - Schéma du codeur à découpage.

Nous verrons plus loin ce problème mineur.

La sortie  $s$  de 2 passe alternativement de 0 à 1, soit de 0V à 8,6 V. Lorsque  $s$  est à 1, le 2N 2646 est susceptible d'osciller par l'une des quatre résistances si un poussoir est actionné. Par ailleurs  $s$  est inversée par 3 donnant  $\bar{s}$  :

Quand  $s = 0$ ,  $\bar{s} = 1$  et inversement.

La sortie  $\bar{s}$  alimente le deuxième groupe de quatre résistances, réalisant ainsi l'alternance désirée.

La commande n'est donc pas théoriquement simultanée. Cependant, pratiquement à l'aide d'une légère temporisation à la réception, c'est bien ainsi qu'elle apparaîtra à l'observateur non prévenu. Rappelons que la modulation à 100 % des platines HF interdit absolument les modulations réellement simultanées par deux signaux BF.

Les dents de scie de l'oscillation sont prélevées sur l'émetteur de l'unijonction. Elles sont appliquées directement sur l'entrée de l'inverseur 4. La très haute impédance de cette entrée supprime radicalement tous les problèmes. Les C.MOS ayant, nous l'avons dit un point de basculement situé sensiblement à  $1/2 V_{dd}$ , lorsque la dent de scie dépasse ce potentiel, la sortie de 4 passe à 0, puis elle rebascule à 1 lorsque la dent de scie retombe sous  $1/2 V_{dd}$ . Nous obtenons en sortie de 4 un créneau rectangulaire déjà correct et de rapport cyclique assez voisin de 1. Les inverseurs 5 et 6 disponibles améliorent la forme et fournissent les sorties  $S$  et  $\bar{S}$ . Au repos de tous les poussoirs  $S = 1$  ce qui correspond à l'émission d'une porteuse pure immunisant

l'ensemble de réception des parasites indésirables. Par contre la consommation de l'émetteur est constante. Avec  $\bar{S}$ , au contraire, l'émetteur est bloqué en dehors des ordres et consomme très peu. La sensibilité du récepteur aux parasites est beaucoup plus grande. Le choix sera fait en fonction des exigences du système.

## 2. Réalisation.

a) **Le CI.** En époxy de 15/10. Voir la figure 2.

Notons la possibilité du choix entre  $S$  et  $\bar{S}$  par la soudure d'un pont.

### b) Composants.

- 1 2N 2646
- 1 BC 238B
- 1 Zener 9,1 V 400 mW
- 1 4069 (CD 4069, 34069, SFF 24069...)
- 2 1N 4148
- 1 47Ω 1/4W

- 1 330 Ω 1/4W
- 1 1500 Ω 1/4W
- 1 5600 Ω 1/4W
- 1 12 kΩ 1/4W
- 1 15 kΩ 1/4W
- 1 27 kΩ 1/4W
- 1 47 kΩ 1/4W
- 1 150 kΩ 1/4W
- 1 330 kΩ 1/4W
- Aj. E086 couchées : 1 47 kΩ, 2 22 kΩ, 2 10 kΩ, 1 4,7 kΩ, 1 2,2 kΩ.
- 1 47 nF MKM 100V
- 1 0,47 μF 1/4W
- 1 0,1 μF GFO 12V.

### c) Pose des composants.

Se reporter à la figure 3 donnant toutes indications. Le 4069 est à souder en dernier, en déconnectant le fer à souder du secteur. Nous avons utilisé des picots et des cosses rapides pour les liaisons.

### d) Mise en service.

Mettre sous tension le codeur seul. N'appuyer sur aucun poussoir et vérifier l'oscillation du découpeur avec un contrôleur universel dont l'aiguille suit la cadence. La tension d'alimentation étant de 8,6 V, si le rapport cyclique est bien de 1, l'aiguille du voltmètre doit osciller autour de 4,3 V. Il est probable qu'en vérifiant ainsi sur  $s$  puis sur  $\bar{s}$ , on trouve plus d'un côté que de l'autre. La tension la plus grande indique celle des deux sorties qui reste le plus longtemps au niveau 1. Nous conseillons d'utiliser cette sortie pour les notes les plus basses. Dans notre réalisation c'est la sortie  $s$  qui donne les notes basses. C'est pourquoi les résistances les plus élevées sont à droite. Dans le cas contraire, il serait souhaitable d'inverser la disposition.

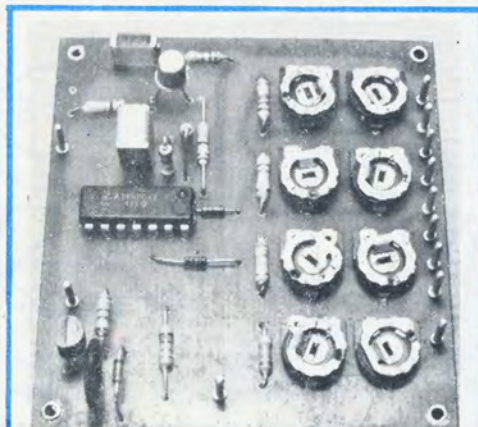


Photo 1. - Codeur pour émetteur Tout ou Rien récepteur à filtres BF. Huit notes en deux groupes simultanés.

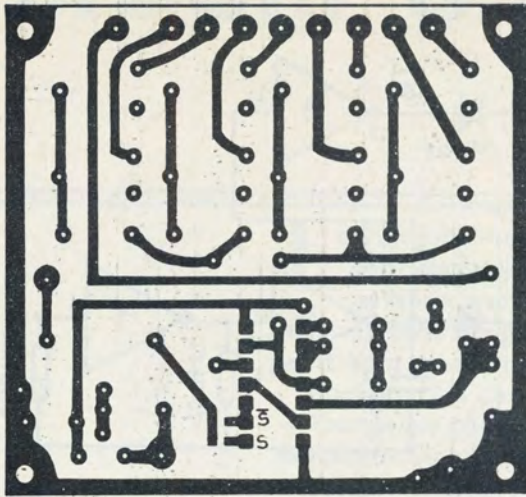


Fig. 2. - C.I. du codeur

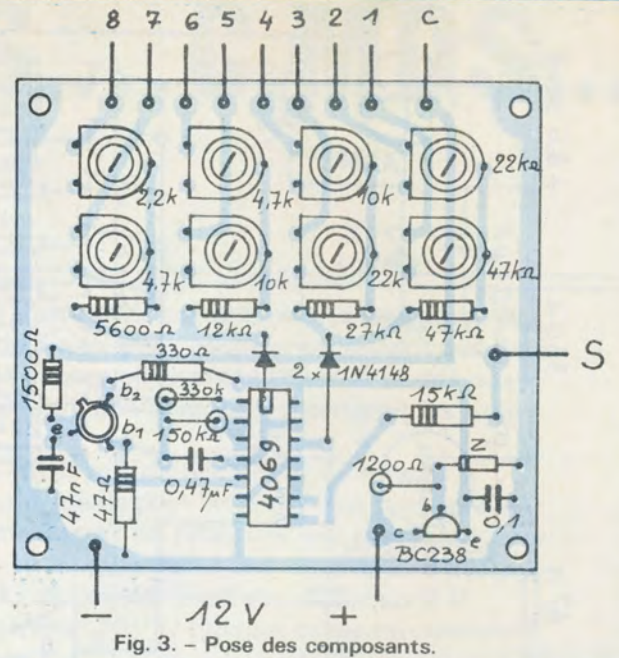


Fig. 3. - Pose des composants.

Brancher un oscillo en S (ou à défaut un casque à haute impédance). Appuyer sur chacun des poussoirs et vérifier l'oscillation du 2N 2646. Appuyer ensuite sur 2 poussoirs de groupes différents, en même temps et constater l'oscillation alternée.

#### e) Utilisation.

L'émetteur complet comprend le codeur décrit dans ces lignes associé à une platine HF. Un récepteur et un jeu de filtres BF est évidemment le complément indispensable. On se reportera pour ces sous-ensembles, aux références indiquées au début. Le signal BF étant découpé, une certaine temporisation des relais est nécessaire pour éviter qu'ils ne suivent la cadence du découpeur.

Dans le montage de filtre actif décrit dans les références, il a suffi de porter à  $4,7 \mu\text{F}$ , le condensateur  $2,2 \mu\text{F}$  suivant la cellule de

redressement. Il faut normalement choisir la plus faible valeur possible, ne donnant pas de vibrations du relais. Une valeur excessive entraîne des retards à l'ouverture et à la fermeture assez désagréables.

## II. Nouveau circuit de sortie pour TFN8.

Dans notre livre, déjà cité, nous avons décrit un ensemble Tout ou Rien très original : le TFN8. Cet ensemble travaille par comptage d'impulsions. Lorsque l'émetteur envoie, par exemple 4 impulsions, (poussoir n° 4 appuyé) la sortie 4 du récepteur-décodeur est active, les autres pas. Plus précisément la sortie « active » reste à l'état haut pendant 30 ms, alors que les autres n'y res-

tent que 2 ms. Chaque sortie est complétée d'un circuit à relais qui doit être sensible à des créneaux de 30 ms, mais totalement insensible à ceux de 2 ms. Un tel circuit, assez simple, à deux transistors avait été proposé. Cependant, malgré un fonctionnement correct, de petits retards pouvaient se noter et s'avérer désagréables.

Nous allons proposer cette fois un circuit à C.MOS, bien plus complexe, mais faisant coller le relais 3 ms après l'action sur le poussoir. Un retard aussi faible devient indécélable. L'usage des circuits C.MOS sauvegarde la faible consommation générale et la simplicité pratique.

#### 1. Étude du schéma. Voir figure 4.

Le schéma est bâti avec deux circuits 4001 C.MOS contenant chacun 4 portes NOR. Nous rappelons ci-dessous la table de vérité de la porte NOR (non OU) :

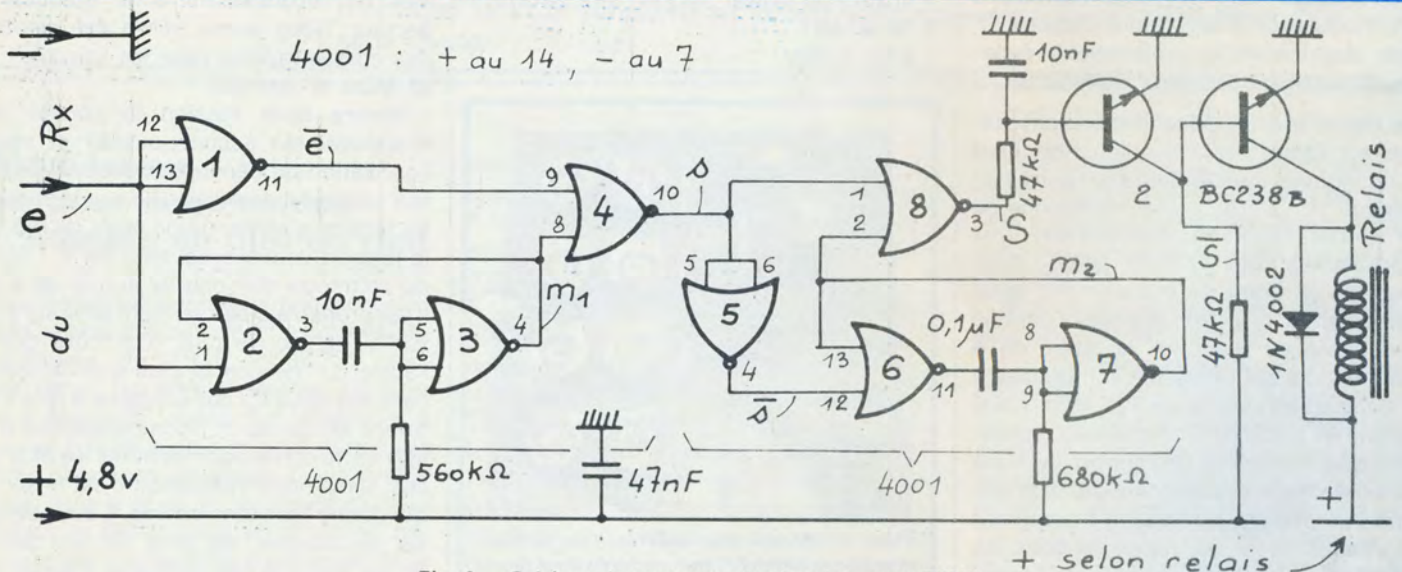


Fig. 4. - Schéma du nouveau circuit relais pour TFN8

$e_1$	$e_2$	S
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Les lignes 1 et 4 correspondent au fonctionnement en inverseur, lorsque les entrées sont reliées. Remarquer qu'il faut 0 en même temps sur les deux entrées pour avoir un 1 en sortie.

Le premier 4001 utilise les portes 2 et 3 pour réaliser un monostable déclenché par le front avant des impulsions d'entrée et générant lui-même une impulsion de 3 ms. La porte 1 inverse  $e$  en  $\bar{e}$ . La porte 4 mélange  $\bar{e}$  et  $m_1$ .

Si  $e < 3$  ms, la sortie  $s$  de 4 reste toujours à 0. Voir figure 5.

Si  $e > 3$  ms cette sortie passe à 1 pendant le temps  $e - 3$  ms.

Ainsi si  $e = 2$  ms, on a  $s = 0$  en permanence et si  $e = 30$  ms,  $s = 1$  pendant 27 ms.

Le deuxième 4001 permet de réaliser un second monostable déclenché par la FIN du créneau de 27 ms et délivrant une impulsion de 40 ms environ.

Ce nouveau signal additionné à celui de 27 ms dans la porte 8 permet à S de rester à 0 en permanence si  $e = 30$  ms. Au contraire si  $e = 2$  ms, S reste en perma-



Photo 2. - Nouveau circuit de relais pour le montage à commande Tout ou Rien numérique TFNB

nence à 1. Les transistors  $T_1$  et  $T_2$  assurent l'interface avec le relais.

## 2. Réalisation.

a) le CI. Voir figure 7.

Attention, la dimension de la plaquette dépend quelque peu du relais utilisé. Dans notre cas il s'agissait d'un modèle de récupération faisant  $1\,000\ \Omega$  et alimenté en 12 V. Le montage à deux transistors permet d'ailleurs une grande latitude dans le

choix du relais. Il suffit généralement de modifier quelque peu la valeur de la résistance de base de  $T_2$ .

### b) Composants.

- 2 4001 (CD4001, SFF24001, MC14001...)
- 2 BC238B
- 1 1N4002 (ou 1N4118 avec petits relais)
- 2 47 k $\Omega$  1/4W
- 1 560 k $\Omega$  1/4W
- 1 680 k $\Omega$  1/4W
- 1 10 nF MKM 100 V
- ! 0,1  $\mu$ F MKM 100 V
- 1 10 nF GFO
- 1 47 nF GFO
- 1 relais.

c) Pose des composants. Voir figure 8.

d) Mise en service. Il n'y a pas de mise au point à faire. En cas de difficulté il faut vérifier la durée effective des impulsions issues du décodeur TFNB, la durée de  $m_1$  puis celle de  $m_2$ .

## III. Un nouveau décodeur pour le TF6/76.

Le décodeur de l'ensemble proportionnel digital TF6/76 que nous avons décrit est bâti autour d'un registre à décalage 2 x 4 bits: le 4015. D'un excellent fonctionnement, il nécessite cependant pas mal de composants périphériques: 4 transistors, une dizaine de résistances, quelques condensateurs.

Le décodeur que nous vous proposons aujourd'hui remplace tous les composants en question par un sextuple inverseur C.MOS et peu d'éléments en plus!

1. Le schéma. Voir figure 9. Signaux en figure 10.

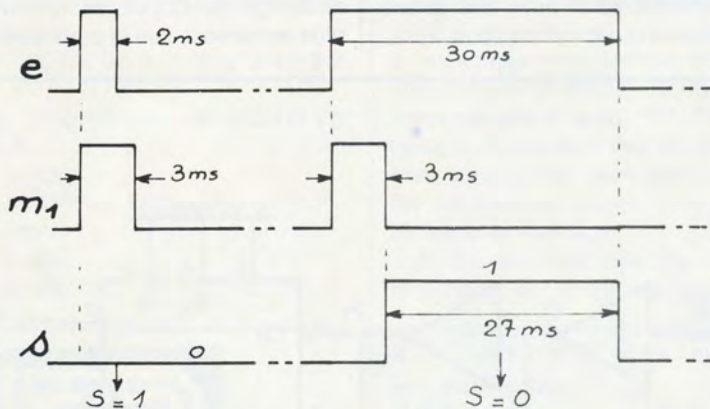


Fig. 5. - Signaux du 1<sup>er</sup> 4001.

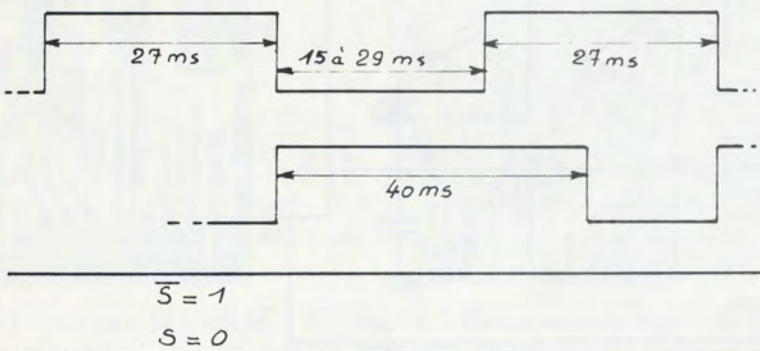


Fig. 6. - Signaux du 2<sup>e</sup> 4001.

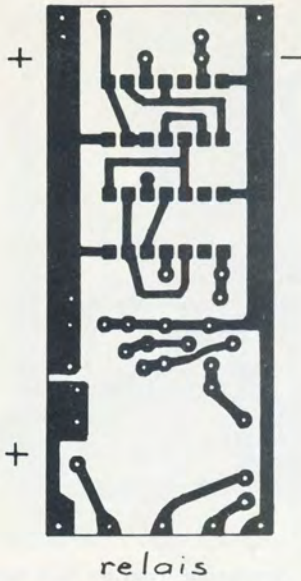


Fig. 7. - C.I. pour TFN8

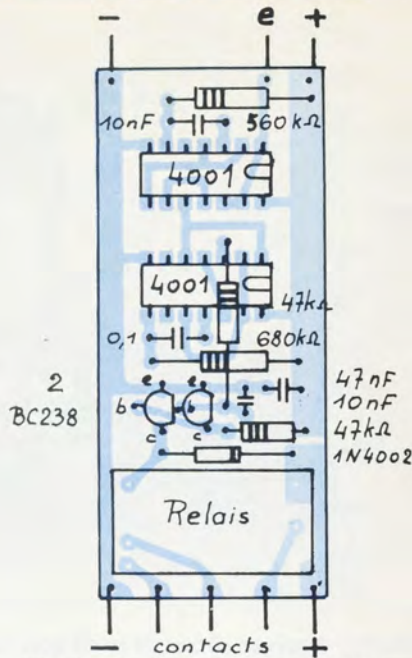


Fig. 8. - Composants circuit TFN8

Une petite merveille de simplicité. Le signal issu du récepteur et qui se présente dans tous les cas, nous le rappelons, avec des impulsions positives est amplifié et mis en forme parfaite par une cascade de quatre inverseurs. La composante continue du signal récepteur est coupée par un condensateur de liaison faisant déjà partie de ce dernier. A l'entrée du décodeur, nous trouvons une cellule de filtrage atténuant les fréquences élevées parasites. (résidus de FI, bruits...). Un pont de résistances place le premier inverseur au plus proche de son

point de basculement. Pour pouvoir tirer la meilleure sensibilité du 4069 utilisé, une résistance ajustable a été prévue. Elle pourrait être remplacée par une fixe après détermination de la valeur nécessaire. Lorsque le réglage est bon, le premier inverseur bascule avec moins de 100 mVcc à l'entrée. (les récepteurs FM donnent 500 mVcc). La forme du signal, fort arrondi en a, va s'améliorant, pour devenir parfaite en h, relié à l'entrée horloge du registre à décalage.

Le signal prélevé en c pour une phase convenable donne g, de même sens, après

passage dans les inverseurs 5 et 6. La sortie g passe ainsi à 1 entre les impulsions séparant les temps de voies et à 0 pendant ces impulsions.

Si  $g = 1$ , la diode 1N4148 n'est pas conductrice : le condensateur de  $0,1 \mu F$  se charge à travers la  $47 k\Omega$  et l'entrée data atteint bientôt le niveau 1 (tension supérieure à  $1/2 V_{dd}$ ) si on lui en laisse le temps.

Si  $g = 0$ , le point data est relié à la masse par la diode conductrice, son potentiel est de l'ordre de  $0,5 V$ , soit un niveau 0.

En définitive, pendant le train des impulsions de voies, le condensateur régulièrement déchargé par les impulsions, ne peut se recharger suffisamment : data reste au niveau 0. Par contre, pendant le temps plus long (de l'ordre de 10 ms) séparant les trains, data parvient à 1. La première impulsion de voie du train suivant trouve ainsi un 1 sur data et peut le « décaler » lors des impulsions successives, faisant apparaître sur les sorties du registre les créneaux nécessaires. Deux avantages du nouveau décodeur :

- L'impédance d'entrée très élevée des inverseurs (le 1 en l'occurrence) supprime la nécessité de l'étage intermédiaire en collecteur commun prévu pour les récepteurs FM. L'impédance d'entrée est donnée par les résistances du pont.

- Le signal d'horloge h a des temps de montée si courts que la cellule de différentiation  $120 k\Omega / 1 nF$  utilisée pour data 2 s'avère inutile. (se reporter à l'étude parue dans le HP n° 1573). D'autre part, la décharge du  $0,1 \mu F$  se faisant beaucoup plus lentement que la montée à 1 active de

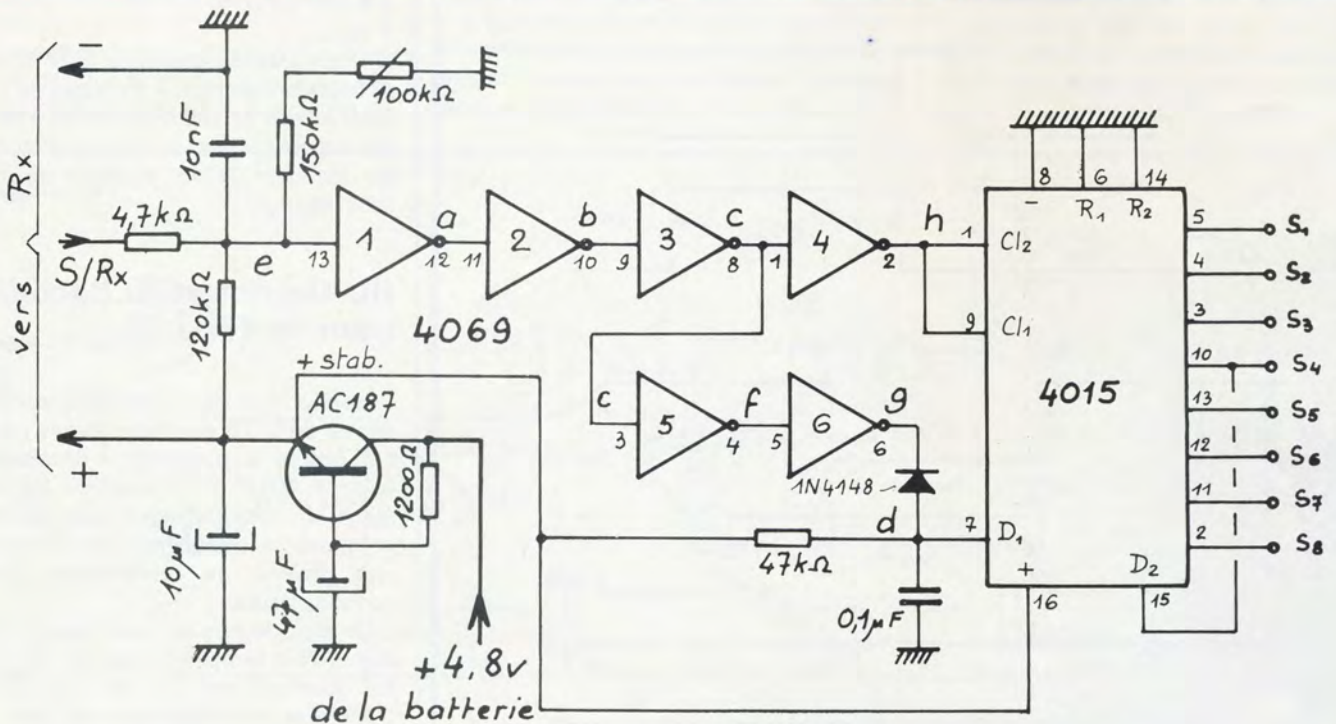


Fig. 9. - Nouveau décodeur pour TF6/76

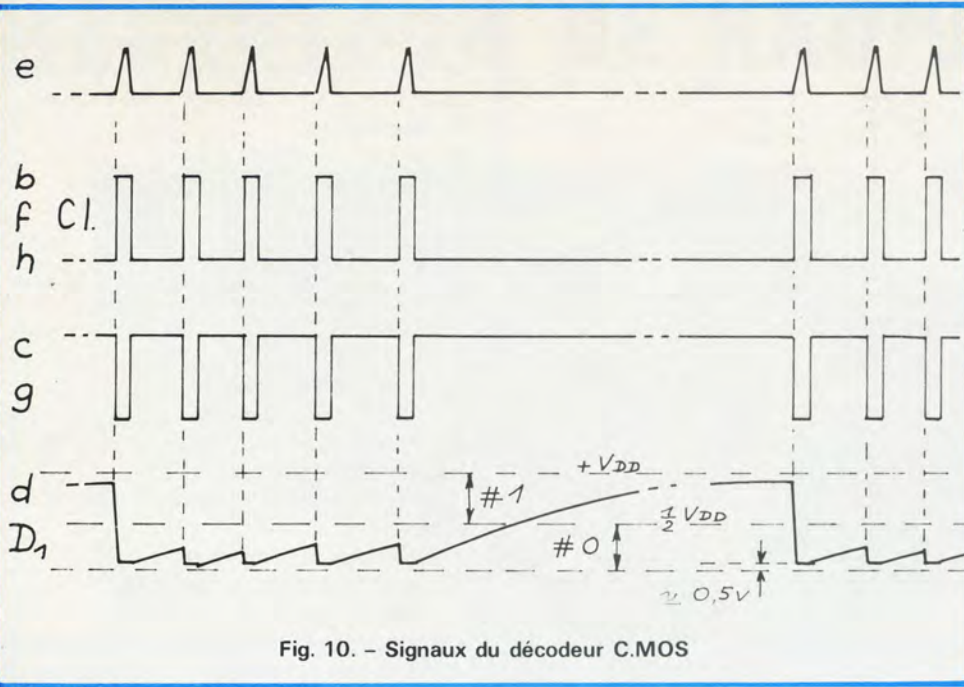


Fig. 10. - Signaux du décodeur CMOS

h, permet de conserver sur data 1 un niveau 1 assez longtemps pour le faire « entrer » correctement dans le registre.

## 2. Réalisation.

a) **Le CI.** On en trouve le dessin en figure 11. Il conserve évidemment les normes TF6/76. On y trouve le circuit de stabilisation et de filtrage électronique préconisé déjà dans le modèle antérieur. A toutes fins utiles, nous avons malgré tout conservé la possibilité de loger la cellule de data 2. Cependant un strap sera à couper dans un tel cas.

### b) Composants.

- 1 4069 (CD4069, SFF24069, MC14069...)
- 1 4015 (CD4015, SFF24015, MC14015...)
- 1 1200  $\Omega$  1/4W
- 1 4700  $\Omega$  1/4W
- 1 47 k $\Omega$  1/4W
- 1 120 k $\Omega$  1/4W
- 1 150 k $\Omega$  1/4W

1 pot Aj, modèle T7YB de Sfernice 100 k $\Omega$ . (ou P8SY, même marque)

- 1 10 nF GFO 12 V
- 1 0,1  $\mu$ F MKM 100 V
- 1 10  $\mu$ F perle tantale
- 1 47  $\mu$ F perle tantale.
- 1 AC187
- 1 1N4148

2 blocs 4 x 4. Connecteurs SLM.

c) **Pose des composants.** Voir figure 12.

Commencer par souder les quatre écrous d'angles. Cette précaution évite qu'un écrou déserré par les vibrations ne vienne tomber dans le récepteur, avec les conséquences que vous devinez. Placer les blocs connecteurs et souder. Souder les composants passifs et le AC187. Terminer par la pose et la soudure des deux circuits intégrés, sans oublier les 4 ponts et en particulier celui qui se trouve sous le 4015.

d) **Mise en service.**

Après soudure des fils de liaison au récepteur en ordre de marche, mettre

l'ensemble sous tension. Avec la résistance ajustable à mi-course, le fonctionnement doit être immédiat. Pour obtenir la meilleure sensibilité en e, il est bon de réduire le niveau de sortie du Rx, soit en éloignant l'émetteur en modulation AM, soit en dérégulant momentanément la FI noire des Rx FM. Régler alors cet ajustable pour la meilleure sensibilité. Ramener les réglages dans l'ordre. Le meilleur point de réglage peut se trouver en observant à l'oscillo le signal prélevé en a à travers une résistance de 3300  $\Omega$  environ.

Avec un récepteur FM, le bon réglage correspond à une légère action du souffle : les servos se déplaçant de temps à autre, par petits coups. Cette réaction très peu gênante (et qui ne se produit qu'émetteur coupé) a même l'avantage de rappeler à l'utilisateur qu'il a oublié de couper l'alimentation du bloc de réception. Si ce problème prenait une importance trop grande, il suffirait d'augmenter la constante de temps du circuit de commande de data 1 : pour cela augmenter légèrement la valeur de la 47 k $\Omega$  (51 ou 56 k $\Omega$ ).

Le décodeur que nous venons de vous décrire est de conception très récente. Les essais pratiques en ont été peu nombreux. Nous serions donc très heureux de recevoir quelques comptes rendus de réalisateurs, signalant les résultats obtenus. Nous les en remercions à l'avance.

## IV. Un mini Servo-Test.

Le servo-test est un accessoire très utile pour le RC'iste. Permettant la mise en fonctionnement des servo-mécanismes, il permet non seulement le contrôle de leur qualité, de leur calage de neutre et de course, mais il facilite beaucoup l'installation dans les cellules : chaque commande peut être testée et réglée dynamiquement, sans mettre en service l'ensemble complet, émetteur y compris avec son antenne déployée. Pendant le rodage d'un moteur, le servo-gaz

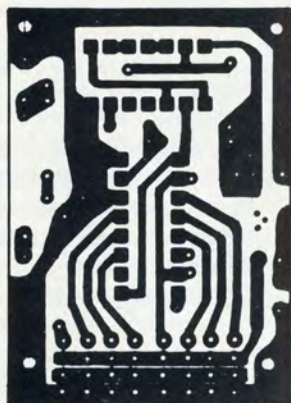


Fig. 11. - C.I. décodeur CMOS

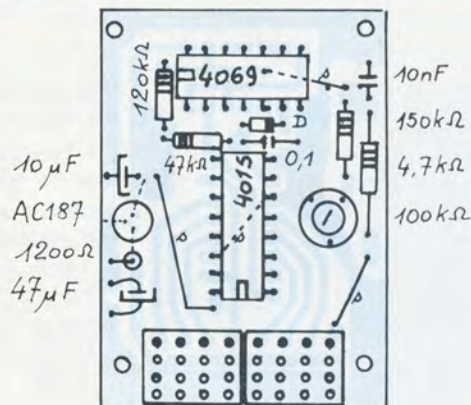


Fig. 12. - Composants du décodeur TF6/76 CMOS  
Ne pas oublier les 4 straps « s »

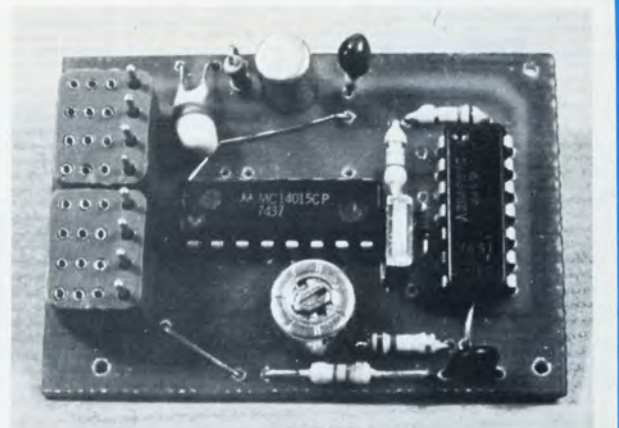


Photo 3. - Nouveau décodeur CMOS pour TF6/76.

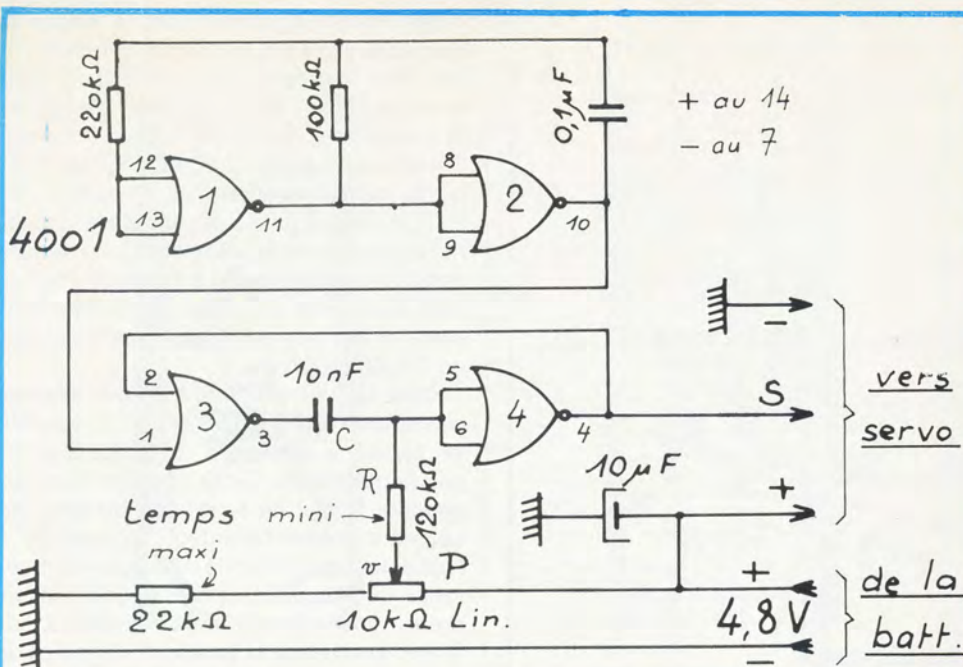


Fig. 13. - Schéma du mini servo-test

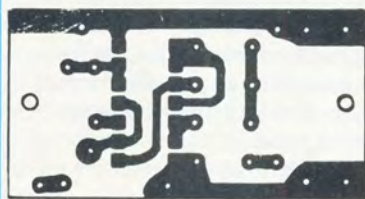


Fig. 14. - C.I. servo-test.

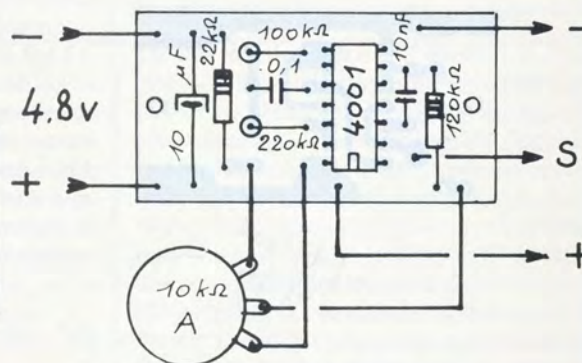


Fig. 15. - Composants du mini-servo.

commandé par le servo-test rend aussi les manœuvres plus simples.

Les circuits C.MOS nous permettent une telle réalisation pour moins de 10,00 F ! S'en priver serait réellement dommage !

**1. Le schéma.** Figure 13.

Encore quelque chose de très simple ! On ne s'en plaindra pas !

Un seul 4001 est nécessaire les portes 1

et 2 montées en inverseurs constituent un multivibrateur oscillant sensiblement sur 50 Hz. Les portes 3 et 4 forment un monostable déclenché par le multivibrateur et qui donne le signal de sortie.

La durée de l'impulsion produite dépend :

- de  $C = 10 \text{ nF}$
- de  $R = 120 \text{ k}\Omega$
- de  $v$  potentiel réglable.

Avec les valeurs indiquées, la durée en S de l'impulsion POSITIVE nécessaire à tous les servos actuels, varie de 0,9 ms ( curseur côté + ) à 2,2 ms ( curseur côté masse ).

**2. Réalisation.**

**a) Le CI.** Voir figure 14.

**b) Composants.**

1 4001 (CD4001...)

1 22 k $\Omega$  1/4W

1 100 k $\Omega$  1/4W

1 120 k $\Omega$  1/4W

1 220 k $\Omega$  1/4W

1 10 nF MKM 100 V

1 0,1  $\mu\text{F}$  MKM 100 V

1 10  $\mu\text{F}$ /25 V chimique

1 potentiomètre linéaire de 10 k $\Omega$ . P20 de Radiohm, par ex.

Connecteurs servo et batterie. Fils de liaisons.

**c) Pose des composants.**

Suivre simplement la figure 15.

**d) Mise en service.**

On pourra vérifier l'existence du signal de sortie si l'on possède un oscilloscope. On peut aussi raccorder le servo-mécanisme et constater son fonctionnement. Pour un étalonnage de la durée du signal de sortie, voici les solutions, en allant de la meilleure à la pire :

- Utilisation d'un impulsimètre numérique. Par exemple le TFX1 que nous avons décrit dans le HP, il y a déjà quelques années !

- Utilisation d'un bon oscilloscope déclenché et étalonné. Voir notre TFOX1, en cours de description dans les colonnes du HP.

- Ne rien étalonner et se contenter de repérer le neutre et les fins de course. Pour une éventuelle modification des points de début et de fin de graduation, on se rappellera que le temps minimum dépend de la 120 k $\Omega$ . Il varie dans le même sens que cette résistance. Le temps maximum dépend de la valeur de la résistance série avec le potentiomètre. Il varie en sens inverse de cette résistance. Attention on ne peut pas s'écarter notablement de la valeur indiquée.

La graduation que l'on obtiendra est à peu près linéaire, avec un bon potentiomètre. Il restera à installer le montage dans une petite boîte, guère plus grande que celle des allumettes ! La pièce la plus encombrante restant le potentiomètre.

Nous achèverons avec cette description, notre présente étude de quelques applications C.MOS. Nous espérons vous avoir convaincus de leur intérêt. Très prochainement, dans la rubrique F.1000 du Haut-Parleur, nous décrirons un autre servo-test beaucoup plus perfectionné, avec possibilité de mesures sur les mécanismes et les amplis. Un mode de fonctionnement automatique est aussi prévu. Là encore les C.MOS vont nous permettre une réalisation simple et économique. Nous vous donnons donc rendez-vous dans ces colonnes.

**F. THOBOIS**

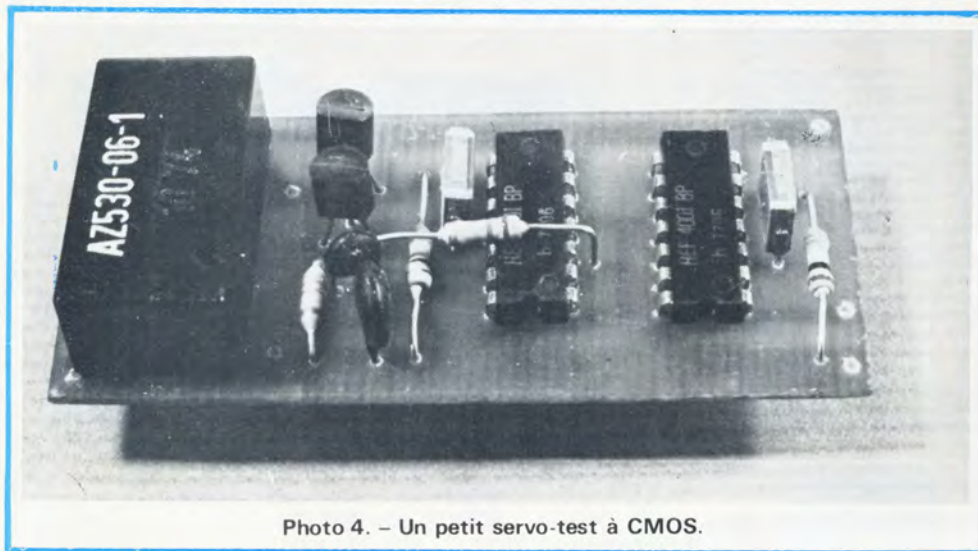


Photo 4. - Un petit servo-test à CMOS.