

SEUILS ET MEMOIRE: LE TRIGGER DE SCHMITT.

Les circuits logiques usuels ne sont « logiques » que dans des limites déterminées : leurs « seuils ». En-deçà, c'est l'inconnu...
Grâce au petit miracle de la rétroaction, les mêmes circuits logiques changeront d'avis de manière infiniment plus sûre.
Merci à Monsieur Schmitt pour son Trigger !

Des signaux bruités

Les signaux logiques ne sont « carrés » que dans l'imagination des théoriciens. Nous avons déjà vu (avec les Fiches 3X du précédent numéro) que la présence de résistance et de capacité dans les liaisons les faisaient ressembler plutôt à des vagues qu'à des frises grecques (fig. 1).

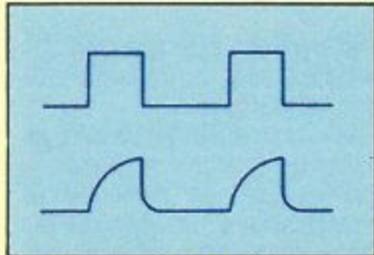


Fig. 1. - Les signaux sont forcément « arrondis » par l'effet RC.

Quantité d'autres désagréments peuvent ajouter à la déformation du signal logique idéal : contamination par un signal d'horloge voisin, phénomène de rebond, etc. De telle sorte qu'au lieu d'un beau créneau bien propre, dont les flancs traversent sans hésiter les seuils définis (en TTL, C.MOS...), on peut observer des micro-oscillations indésirables (fig. 2), ou une « pente » tellement faible que nul ne peut prédire la décision du circuit (fig. 3).

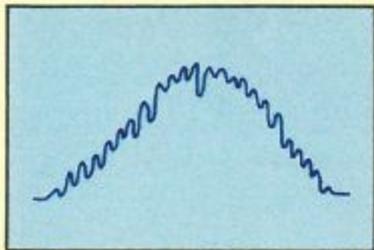


Fig. 2. - Du « bruit » superposé.

Le génie du Feed-Back

Le petit truc qui change tout, c'est un point de résistances. L'une intervient entre l'entrée du signal et le circuit logique (R_1) l'autre connecte la sortie du circuit (R_2) avec son entrée.

L'idée géniale du Pr. Schmitt, matérialisée par ce pont de résistances, est la suivante : dès que le circuit logique a

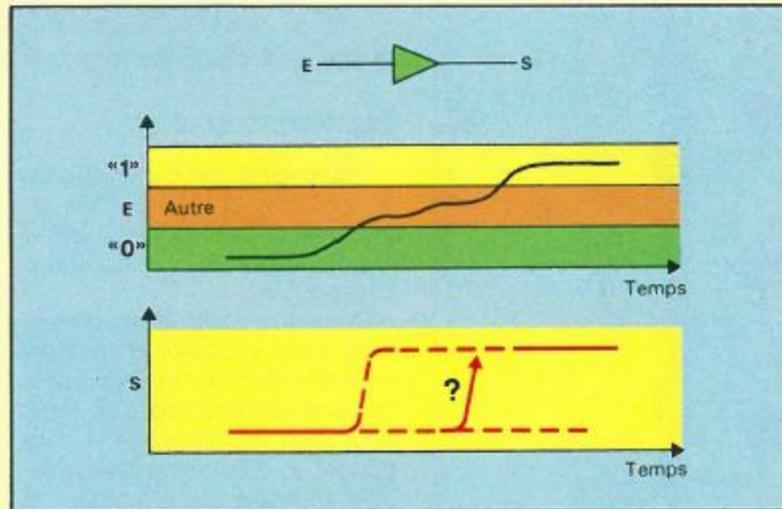


Fig. 3. - Une grande incertitude sur l'instant de la commutation, quand le signal d'entrée est « mou ».

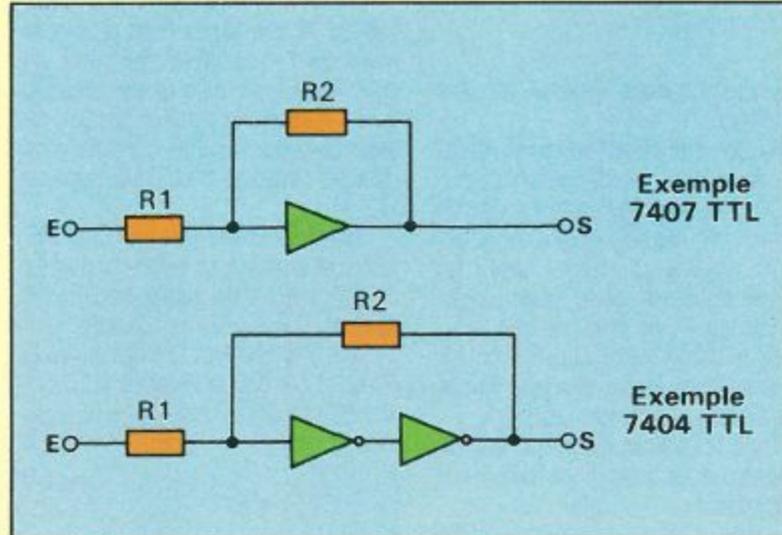


Fig. 4. - Montages les plus simples d'un trigger de Schmitt.

« décidé » de changer d'état, cela modifie **instantanément** son seuil de décision à l'entrée. De telle sorte qu'il faut autre chose qu'une petite oscillation ou qu'un temps de montée très long pour le faire changer d'avis... pardon, soyons rigoureux : changer d'état.

En fait, le circuit logique n'est pour ce propos qu'un simple relais. Il ne fait qu'amplifier le signal logique, sans l'inverser ni lui faire subir aucune sorte de traitement. Si l'on ne dispose que de simples inverseurs, deux bout à bout feront l'affaire (fig. 4).

Sous réserve que R_2 soit assez forte pour ne pas surcharger le circuit logique, ce dernier est soit une source de tension très positive (sortie à « 1 »), ou très voisine de la masse (sortie à « 0 »). De telle sorte que selon l'état de cette sortie, le montage peut être vu de deux façons bien différentes.

Deux seuils bien distincts

Supposons que la sortie est positive (« 1 ») : le signal d'entrée au point E de la figure 5 devra être **plus fortement**

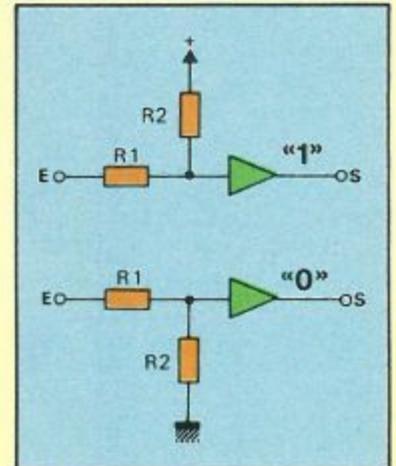


Fig. 5. - Comment R_2 intervient pour déplacer le seuil de décision, en fonction de l'état de la sortie.

« bas » que d'habitude pour amener l'entrée du circuit logique proprement dit à son niveau défini comme « 0 ». Depuis les Fiches 1X du numéro 41, nous savons interpréter un pont diviseur en ce sens...

Supposons maintenant que nous avons forcé le circuit à son niveau de sortie bas (« 0 »). Le pont de résistances contribue alors à **relever** la tension minimum qui, au point E, forcera l'entrée du circuit logique à « 1 ».

Le but est atteint.

Dès que la sortie est au niveau bas, il faut **plus** de tension à l'entrée E pour qu'elle passe au niveau haut. En contrepartie, si elle passe au niveau haut, il faut une tension **moindre** pour qu'elle passe au niveau bas. Voyez figure 6.

Il y a un véritable saut entre les deux situations. Avec des mots de tous les jours, on peut dire que le montage « se souvient » de ce qu'il a changé d'avis, de telle sorte qu'il est plus difficile de lui faire prendre le parti contraire. Cela s'appelle **mémoire**.

Avec des inverseurs TTL

Il existe dans la nomenclature des circuits intégrés TTL des individus qui ne jouent aucun rôle, que d'amplifier (sans rien en faire d'autre) leurs si-

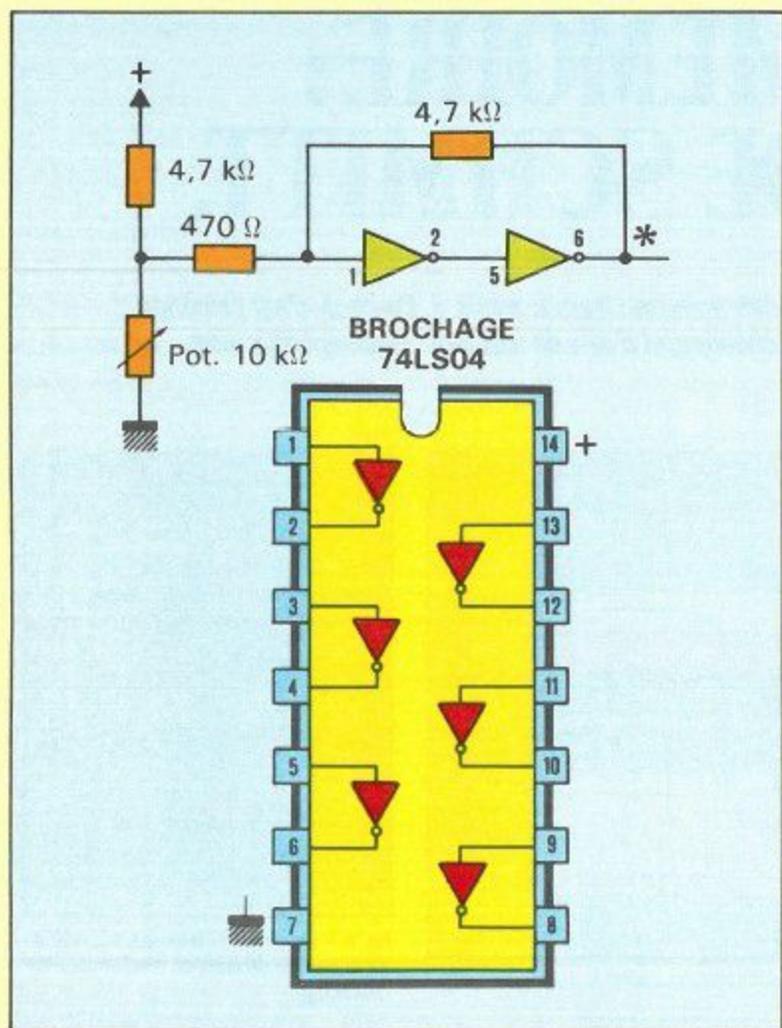


Fig. 6. - Trigger de Schmitt expérimental avec deux inverseurs TTL LS.

gnaux d'entrée. Ce sont les 7407, par exemple, symbolisés par un simple triangle.

Deux inverseurs mis bout à bout, deux des six éléments du circuit intégré 74LS04, s'annulent (quant à leur fonction logique) tout en donnant la fonction d'amplification désirée. C'est de cette manière que vous assemblerez le trigger de Schmitt de la figure 7 dont le montage pratique est représenté photo A.

Les deux valeurs des résistances $R_1 = 470 \Omega$ et $R_2 = 4,7 k\Omega$ ne sont

pas complètement choisies au petit bonheur.

R_2 doit être assez forte pour ne pas « consommer » trop de courant en sortie, c'est-à-dire, pour garantir que les niveaux de tension seront effectivement « haut » et « bas » selon les conventions de cette technologie. Tandis que R_1 ne peut être trop forte : sinon le circuit qui attaque le montage ne parviendra jamais ni à faire chuter, ni à élever suffisamment la tension.

Il y a là toute la différence entre la théorie... et les compromis réalistes de l'ingénieur !

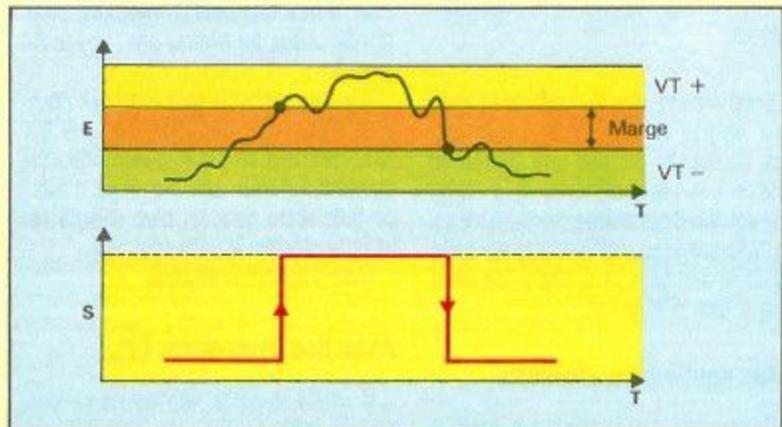


Fig. 7. - Le cycle d'hystérésis et son effet de filtrage (les proportions sont très exagérées : la marge est en général de quelques % de la tension d'alimentation).

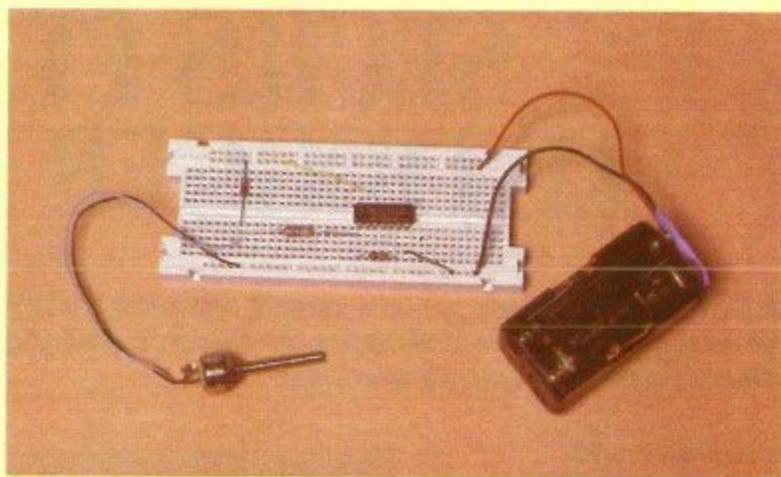


Photo A. - Le montage pratique du trigger de Schmitt.

Un « temps mort »...

C'est grâce au pont d'une résistance de $4,7 k\Omega$ et du potentiomètre de $10 k\Omega$ que vous attaquez le trigger de Schmitt. Sa sortie (*) est testée avec le pèse-signaux.

En poussant le potentiomètre vers sa fin de course, on obtient « 0 » en sortie (LED verte allumée). Il s'agit alors de le tourner *doucement*, jusqu'à ce que la sortie passe brusquement à « 1 ». A ce moment, on débranche le potentiomètre et on mesure avec le contrôleur sa valeur courante : un peu plus de 1000Ω .

Remontez-le en place, et allez cette fois en fin de course pour obtenir la sortie à « 1 » ; la même manœuvre, en sens inverse, donnera la commutation au « 0 » pour une certaine position du potentiomètre. Que l'on démonte pour mesurer cette fois-ci une résistance de Ω !

Remettant une fois de plus le potentiomètre en place, on peut effectuer un certain nombre de manœuvres en va-et-vient ; il est facile de constater qu'à chaque fois que l'on fait commuter la sortie et que l'on fait repartir le potentiomètre en sens inverse, il y a un léger

« temps mort ». Une fraction de tour est nécessaire, c'est-à-dire, une variation pas négligeable de la tension d'entrée, pour faire commuter le trigger de Schmitt.

... Ou hystérésis

Contrairement à ce que peuvent dire quelques ignares, on n'a jamais brûlé personne pour hystérésis !

Les valeurs différentes de notre potentiomètre traduisent simplement la « mémorisation » par le montage de son état antérieur. De sorte qu'il faut faire **un peu plus** que rebrousser chemin jusqu'au même point, pour obtenir son renversement.

L'effet de la **rétroaction** par l'intermédiaire de la résistance R_2 est évident : il suffit d'enlever cette résistance pour retrouver un « point sensible » qui commute la sortie du montage, sans aucune espèce d'**inertie**.

Le comportement du trigger de Schmitt se représente graphiquement ainsi (fig. 8) : les flèches indiquent le sens unique d'un **cycle** sagement appelé **hystérésis**.

L'effet, sur un signal « mou » et/ou « bruité », est quasi miraculeux.

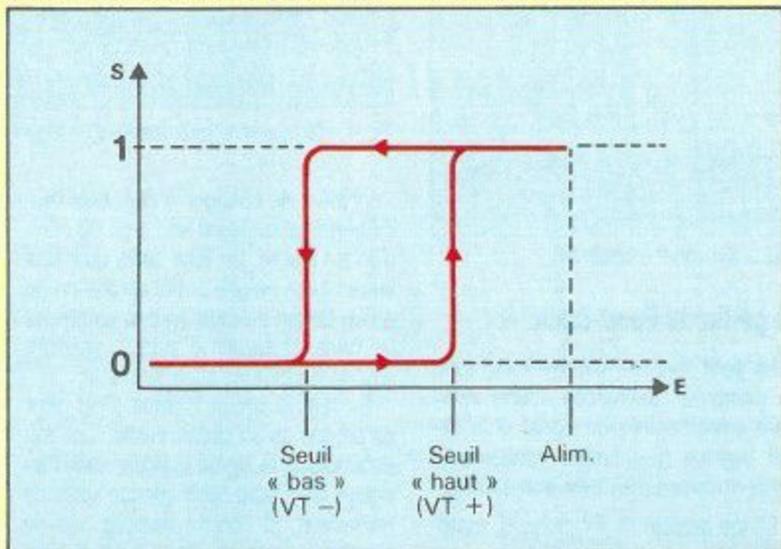


Fig. 8. - Le comportement du trigger de Schmitt.

LE PLUS SIMPLE DES OSCILLATEURS

Pour l'instant, le temps n'est que peu intervenu dans notre apprentissage de l'électronique pour informaticiens. Tout juste sous ses formes les plus rudimentaires : « avant » et « après ».

On n'a guère besoin des deux dimensions de la géométrie plane, disons de la feuille de papier, pour représenter les schémas de logique si compliqués soient-ils. Mais la description d'un ensemble de circuits interconnectés n'est rien si l'on ne décrit pas leurs évolutions dans une troisième dimension. Le temps, justement.

Le monde électronique a, ô combien, besoin d'horloges pour rythmer son travail. On ne fait pas plus simple que celles que nous allons voir, bâties autour du fameux trigger de Schmitt.

L'hystérésis intégrée

Un certain nombre de composants électroniques ont été pourvus, outre leur fonction première, d'un complément qui leur donne les propriétés d'un trigger de Schmitt.

Dans la famille TTL, le plus couramment utilisé est certainement le 74132 (fig. 9). C'est premièrement un quadruple NAND, et nous savons depuis les Fiches 2X les vertus « universelles » de ces portes.

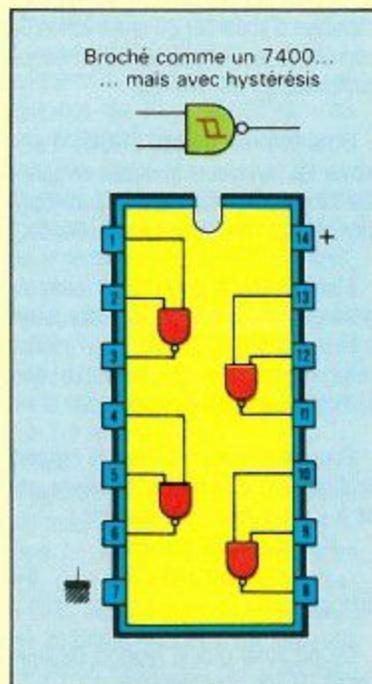


Fig. 9. - Le composant logique le plus universel avec hystérésis : le 74132.

Outre les caractéristiques usuelles, les fabricants indiquent dans les spécifications les deux seuils de tension (*threshold voltages*, en anglais), notés VT+ et VT-. La marge d'hystérésis est couramment de l'ordre de 0,8 V pour le modèle 74LS132, avec un minimum garanti de 0,4 V.

Le cycle-type, représenté à la figure 10, est fléché à l'envers de celui de notre trigger de Schmitt de la fiche 4A : c'est tout bêtement parce que le NAND est inverseur.

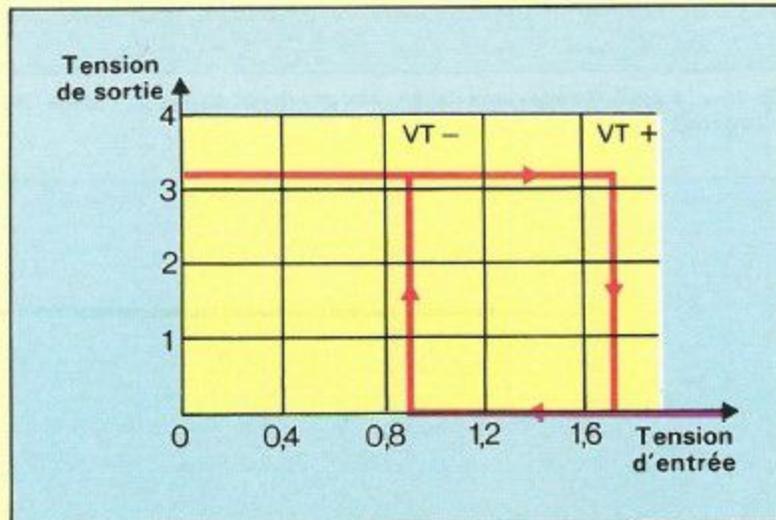


Fig. 10. - Son cycle d'hystérésis : une marge de 0,8 V, une dissymétrie par rapport à l'alimentation.

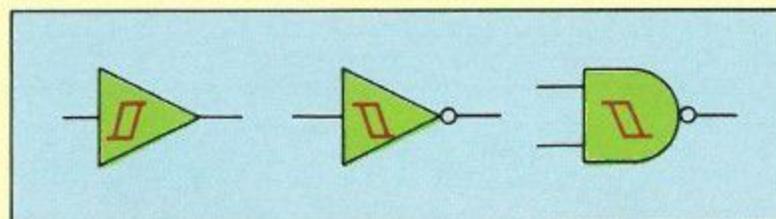


Fig. 11. - La « marque » des triggers de Schmitt : le symbole du cycle... selon sens !

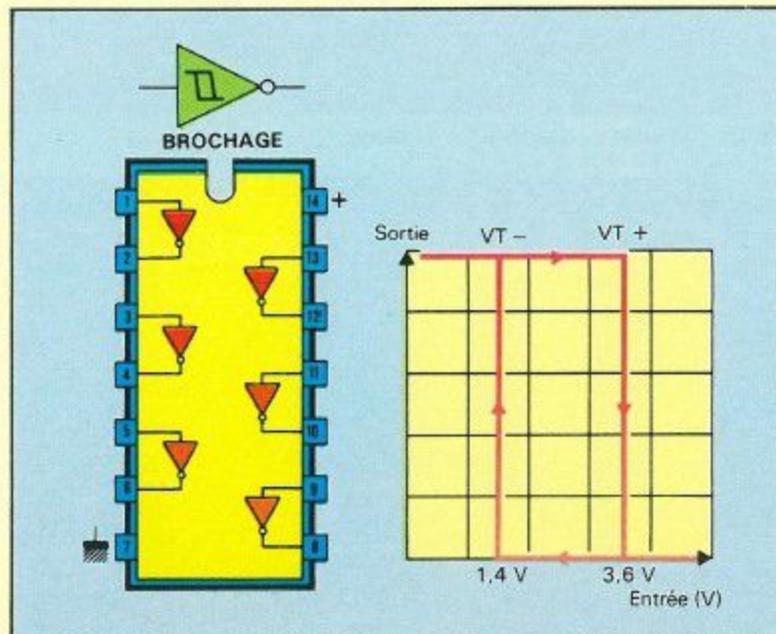


Fig. 12. - Le sextuple inverseur C.MOS avec trigger de Schmitt : le très symétrique 74C14 ; marge de 2 V !

La notation courante, lorsqu'un composant est doté des propriétés du trigger de Schmitt, est de marquer son symbole avec un petit dessin qui évoque le cycle d'hystérésis (fig. 11).

L'inverseur C.MOS 74C14

Faisons un détour par les composants C.MOS, avec une attention toute particulière pour le sextuple inverseur avec trigger de Schmitt : le 74C14, qui a le même brochage que son homologue TTL (le 7414).

Contrairement aux niveaux TTL, souvenons-nous de la symétrie des niveaux logiques définis en C.MOS. Pour le trigger de Schmitt, nous retrouverons cette symétrie quant à la spécification des seuils VT+ et VT- (fig. 12).

De telle sorte que dans l'échelle des tensions entre masse et point positif, son comportement sera rigoureusement le même, au sens près, sur les transitions de bas en haut et de haut en bas.

Enfin, ce qui ne gêne rien, la marge est plus grande qu'avec ses homologues TTL ; elle est de l'ordre de 2 V (et un minimum garanti de 1 V) avec l'alimentation usuelle à 5 V.

Un inverseur + R + C = un oscillateur

Avec ce composant, rien de plus simple que de fabriquer un signal d'horloge bien « carré » : il suffit de connecter un pont RC comme à la figure 13, le condensateur étant placé entre entrée et masse, la résistance en *feedback* entre sortie et entrée.

La théorie du fonctionnement est d'une rare simplicité. Lorsque la sortie de l'inverseur est à « 1 », sa tension positive assure la charge du condensateur C via R ; au bout d'un temps qui, comme de coutume, dépend du produit $R \times X$, l'entrée devient assez positive pour que l'inverseur passe sa sortie à

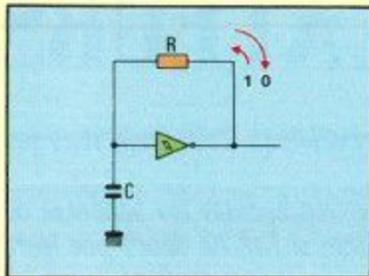


Fig. 13. - Le plus simple des oscillateurs : charges et décharges de C suivant le cycle d'hystérésis.

« 0 »... créant ainsi un chemin pour la décharge, symétrique, du même condensateur.

Et ainsi de suite ! Par le jeu de l'hystérésis, le montage est condamné à alterner charge et décharge indéfiniment, la durée du cycle étant calculable sans trop de difficulté à partir de la valeur des seuils, d'une part, et du produit RC, d'autre part.

Le fabricant National Semiconductor indique une formule pratique qui se vérifie assez bien : le cycle dure *grosso modo* 1,7 fois le temps RC (fig. 14).

Un clignoteur ultra-simple

Le montage est enfantin (fig. 15). Avec une capacité de 100 μ F, et le potentiomètre de 10 k Ω monté entre entrée et sortie de l'un des inverseurs, on s'attend à ce que l'oscillateur batte avec une période maxima de 1,7 RC, soit :

$$1,7 \times 10^4 \times 10^{-4} = 1,7 \text{ s}$$

lorsque le potentiomètre est en fin de course.

Le contrôle du bon fonctionnement avec le pèse-signaux va faire voir à la sortie du montage une alternance d'allumage/extinction des voyants vert et rouge extrêmes (0 et 1 en C.MOS). Le rythme doit être voisin de celui du tic-tac d'une montre, ou de votre pouls.

Si votre pouls est vraiment plus rapide que cela, consultez votre médecin sans tarder... ou revoyez le montage.

Placé au point milieu du RC, le pèse-signaux va allumer au même rythme ses voyants jaune et rouge médian : on vérifie ainsi que, conformément à la théorie, la tension d'entrée oscille entre plus de 1,5 V (voyant jaune) et moins de 3,5 V (voyant rouge médian).

A propos, devinez-vous pourquoi un second inverseur est connecté en « relais » de celui qui est connecté au RC ?

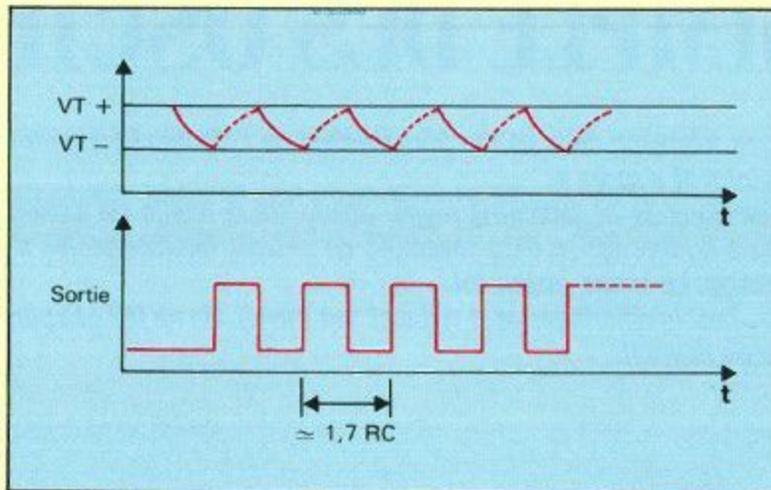


Fig. 14. - Le signal d'horloge « carré » obtenu avec son rapport cyclique de 1 (temps haut = temps bas).

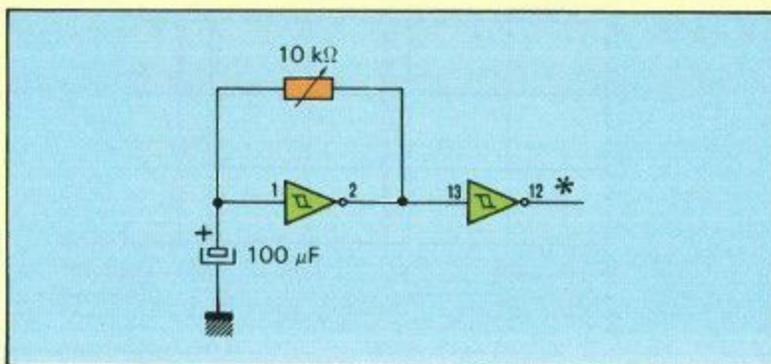


Fig. 15. - L'oscillateur expérimental capable de battre la seconde.

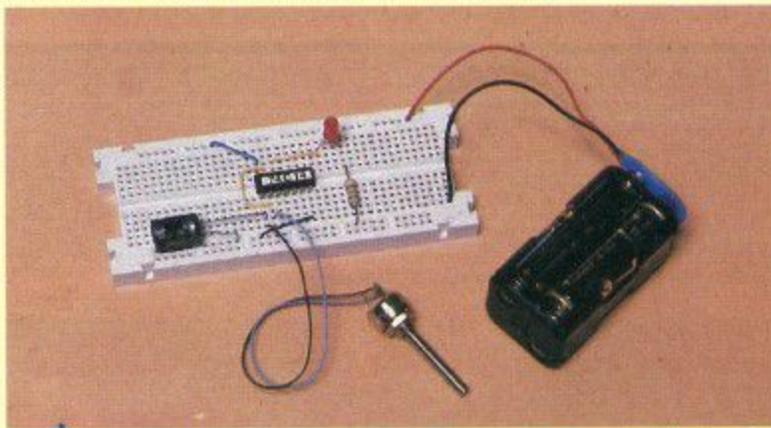
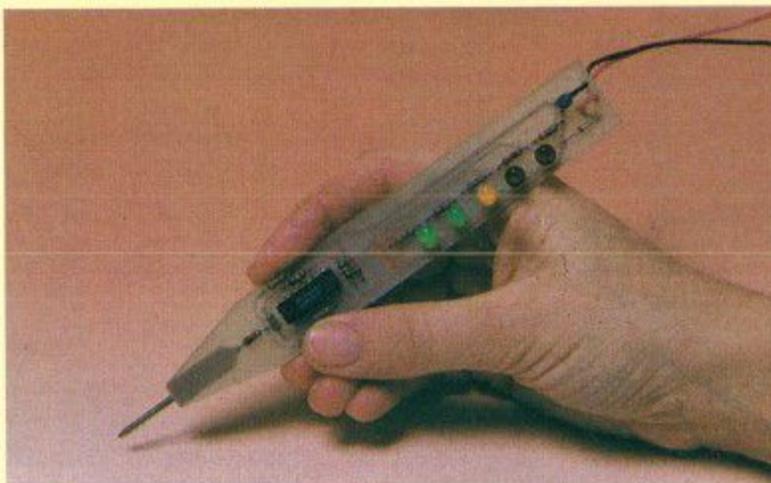


Photo B. - Oscillateur + « amplificateur » : le montage.



Pour saisir la valeur de chaque signal, cet instrument simple suffit amplement.

Il y a une bonne raison : il s'agit de limiter au minimum l'incidence de la charge, c'est-à-dire, du montage connecté à la sortie de l'oscillateur, sur le fonctionnement de ce dernier. Comme l'entrée d'une porte C.MOS est à très haute impédance, le second inverseur est négligeable par rapport aux 10 k Ω de la résistance en retour (le potentiomètre). Ce qui ne serait pas le cas avec une charge d'une autre nature, telle qu'une entrée TTL... voire même le pèse-signaux.

Avec deux inverseurs d'un 74C14, on obtient ainsi un montage complet (oscillateur + « amplificateur ») aux caractéristiques très proches de la théorie (photo B).

Pour un peu de lumière...

Si l'on raccorde une LED avec sa classique résistance de limitation (fig. 16) à la sortie du montage, cette LED clignote, mais bien faiblement. C'est que les portes C.MOS ne sont capables d'absorber qu'une fraction du courant de leur consœurs TTL. Pour ce composant, 3 mA environ.

Qu'à cela ne tienne, il suffit d'employer les inverseurs inutilisés en parallèle : avec cinq éléments, la luminosité devient plus conforme à nos habitudes.

Mieux encore qu'avec le pèse-signaux, on voit avec ce clignoteur la symétrie du signal délivré par l'oscillateur, symétrie qui résulte des caractéristiques du composant.

Pour les initiés, on dit que le rapport cyclique de cette véritable horloge, est de 1, c'est-à-dire que la division : temps du signal « haut » / temps du signal « bas » donne l'unité.

On dit aussi que le rapport cyclique est 50 / 50 (en pourcentage).

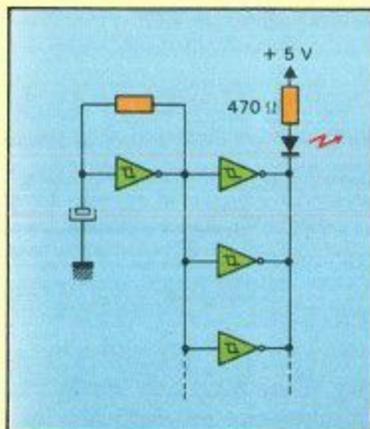


Fig. 16. - Avec une LED et une résistance en plus, un clignoteur bien simple.

SON ET MODULATION: LE BIP-BIP DIGITAL

Jusqu'à l'avènement des circuits à haute intégration (LSI), le son électronique était le domaine privilégié des méthodes « analogiques » ; époque presque révolue des lampes, transistors et calculs à la règle...

Aujourd'hui, on sait à peu près tout faire en cette matière, et mieux, avec des circuits « numériques » : amplis Hi-Fi, instruments de musique, téléphone, etc.

Nous n'en sommes pas (encore) là ; toutefois, nous pouvons d'ores et déjà produire d'intéressants effets sonores avec une poignée de portes.

Les fréquences audibles

L'oreille humaine perçoit les vibrations de l'air (les sons) à condition qu'elles ne soient ni trop lentes, 30 par seconde au moins, ni trop rapides : on n'entend plus guère au-delà de 15 000 Hz, soit quinze mille vibrations par seconde. Certains animaux, c'est bien connu, font mieux dans l'un ou l'autre sens.

Il faut non seulement que les vibrations sonores soient dans la gamme de fréquences de 30 à 15 000 Hz, mais aussi qu'elles soient suffisamment puissantes.

Presque tout le monde sait comment fonctionne un haut-parleur (fig. 17) ; c'est le plus simple des moteurs électromagnétiques, avec sa bobine placée dans le champ d'un aimant permanent, qui va et vient avec les variations du courant et anime de ce même mouvement la membrane. Qui à son tour fait pulser l'air ambiant, etc.

Moins nombreux sont ceux qui connaissent le très faible rendement dudit haut-parleur, de l'ordre de 1%. Quand on évoque la puissance d'un ampli, on parle en **Watt électriques** : des 20 W débités dans les enceintes, il reste quelques dizaines de milliwatts acoustiques seulement. Et c'est bien suffisant : quelques W **acoustiques** nous tueraient !

Un oscillateur audio

Rien de plus facile que de produire du son avec un oscillateur comme celui de la fiche 4B. Il faut simplement choisir R et C de telle sorte que la **fréquence** soit audible (fig. 18).

Nous percevons très bien les sons entre 1 000 et 4 000 Hz ; c'est pourquoi la plupart des « signaux d'alarme » sont pris dans cette gamme.

Comment, **en pratique**, déterminer R et C pour obtenir, disons, un oscillateur à 2 000 Hz, donc de période 1/2000 s soit 500 μ s ? Nous savons

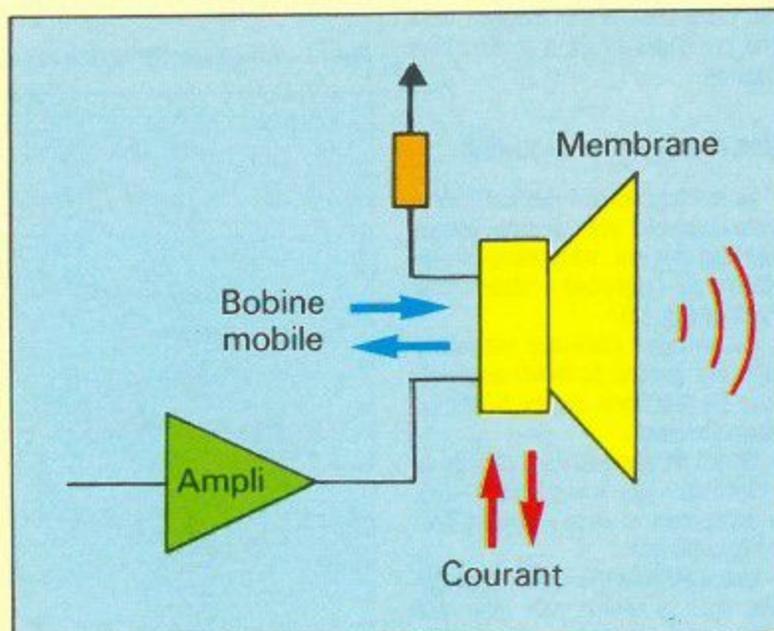


Fig. 17. - Principe pour engendrer du son : la bobine mobile traduit en aller-retour de la membrane les variations du courant.

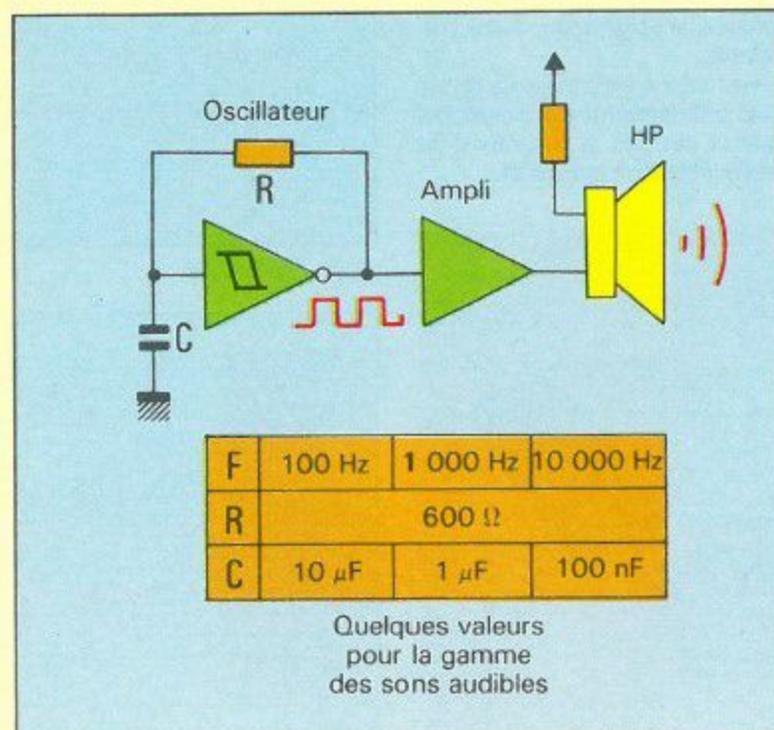


Fig. 18. - Montage-type d'un générateur sonore « digital ».

que la période de l'oscillateur est environ $1,7 \times RC$. Pour le mathématicien, il y a une infinité de solutions...

Pour l'ingénieur, il y en a beaucoup moins ! En l'occurrence, il raisonnera à peu près comme ceci :

« Avec les circuits logiques, les courants sont de l'ordre du mA, donc les résistances utilisables sont de quelques centaines ou quelques milliers d' Ω .

« D'autre part, j'ai bien moins de choix de valeurs de condensateurs que de résistances, les condensateurs sont plus encombrants, etc. Donc je fixerai d'abord une valeur raisonnable de C, et puis je construirai R comme il faut.

« Avec un peu de jugeote, je prendrai $C = 1 \mu$ F car la période de l'ordre de quelques cents μ s s'obtiendra avec des R de quelques centaines d' Ω .

« Résultat : $R = 295 \Omega$ pour $C = 1 \mu$ F. Disons 300 Ω , et j'ai cette valeur en magasin... »

Un peu de puissance

Reste un problème : le courant à la sortie de l'oscillateur n'est pas utilisable tel quel. En fait, il ne faut en consommer qu'une quantité négligeable pour que l'oscillateur marche comme dans la théorie.

Aussi aura-t-on recours à une porte « en relais » même si le haut-parleur est d'un petit modèle : les éléments TTL sont de bons candidats jusqu'à 10 mA environ. Au-delà, il faudrait un véritable ampli, mais cela est une autre histoire...

Un microwatt...

Notre premier montage pratique comporte un simple oscillateur à trigger de Schmitt, conforme au montage-type de la Fiche 4B. Un premier inverseur est au cœur de la boucle RC, un second sert de premier relais pour ne pas charger exagérément le premier. On emploie donc au total deux inverseurs parmi les six du 74C14.

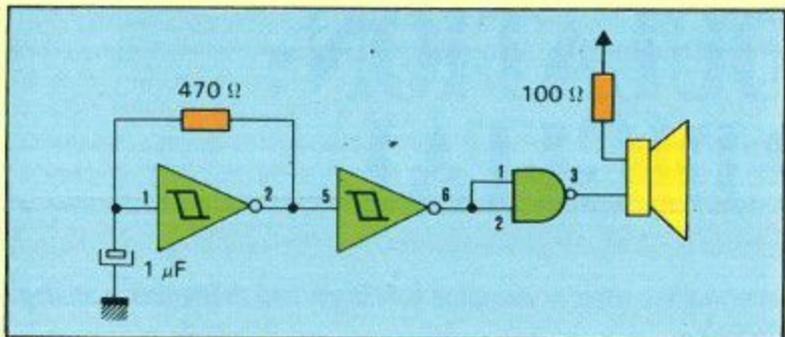


Fig. 19. - Générateur de « Fa dièse ».

Cet oscillateur est à son tour relayé par un NAND, pris parmi les quatre d'un 74LS00. Ce dernier est en quelque sorte l'amplificateur « de puissance » du montage (fig. 19).

Sa sortie est connectée à un petit haut-parleur de 8 Ω, monté en série avec une résistance de limitation de 100 Ω et la source d'alimentation positive. Le son est parfaitement audible, même avec cette faible puissance.

Si l'on met en série le contrôleur monté en milliampèremètre et le haut-parleur, on mesure 2 à 3 mA « seulement ». La charge est de 8 Ω, ce qui permet d'évaluer la **puissance électrique** injectée dans le haut-parleur :

$$P = R \times I^2, \text{ soit } 8 \times (0,002)^2 \text{ watt,}$$

soit une puissance de l'ordre du μW !
L'oreille est un organe très sensible : on admet qu'elle commence à percevoir les sons à partir d'un milliardième de W par mètre carré (zéro décibel pour les acousticiens)...

... en fa dièse

Quant à la fréquence atteinte, elle est donnée par l'inverse de la période comme chacun sait, soit pour ce montage :

$$F \approx \frac{1}{1,7 RC}$$

Avec R = 470 Ω et C = 1 μF, cela donne une fréquence de l'ordre de

1250 Hz. A la précision des composants près (photo C).

Pour le musicien, c'est une note voisine d'un Fa # ; ce que l'on peut vérifier assez bien si l'on dispose d'un piano ou d'un instrument similaire bien accordé.

Une enveloppe tout-ou-rien

Le montage suivant (photo D) complète le premier avec un autre oscillateur bien plus lent : nous retrouvons les valeurs du « clignoteur » obtenu à la Fiche 4B (fig. 20).

Ce deuxième oscillateur est relié à l'une des entrées du NAND amplificateur. De telle sorte que ce NAND est alternativement :

- bloqué pendant une demi-période du « clignoteur » (sortie maintenue à « 1 »),
- transparent au « son » pendant l'autre demi-période.

L'effet est celui d'un traditionnel bip-bip, dont le rythme peut être varié grâce au potentiomètre.

Ce montage illustre l'une des formes les plus rudimentaires de la **modulation** : l'oscillateur « sonore » est l'onde modulée, le « clignoteur » donne l'**enveloppe**.

Pour aider à l'apprentissage du bon vieux code Morse, un micro-ordinateur pourrait très bien se contenter d'une interface comme à la figure 21...

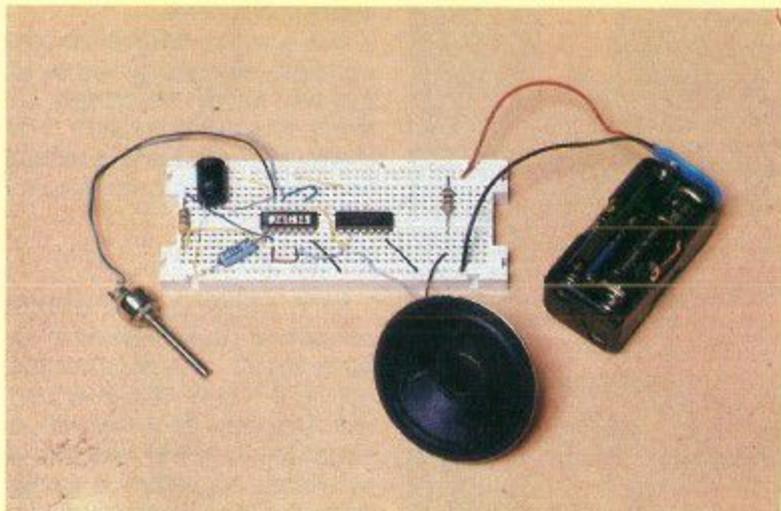


Photo C. - Le montage de l'oscillateur FA #.

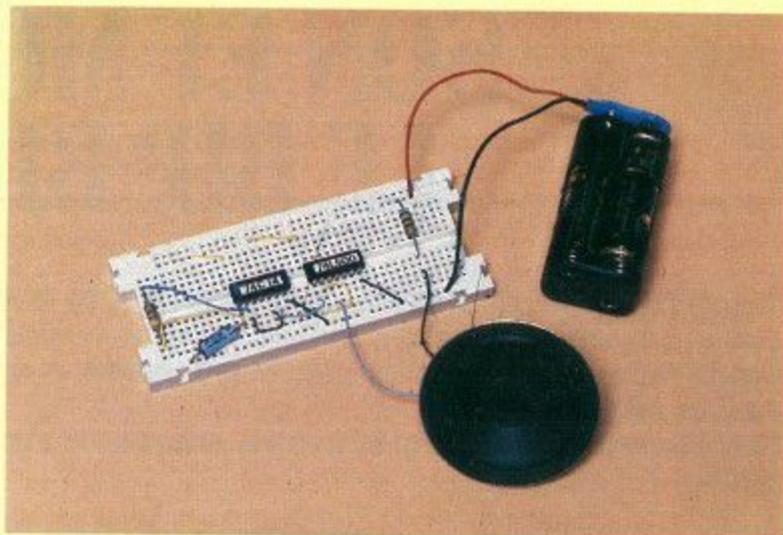


Photo D. - La réalisation de l'oscillateur bip-bip.

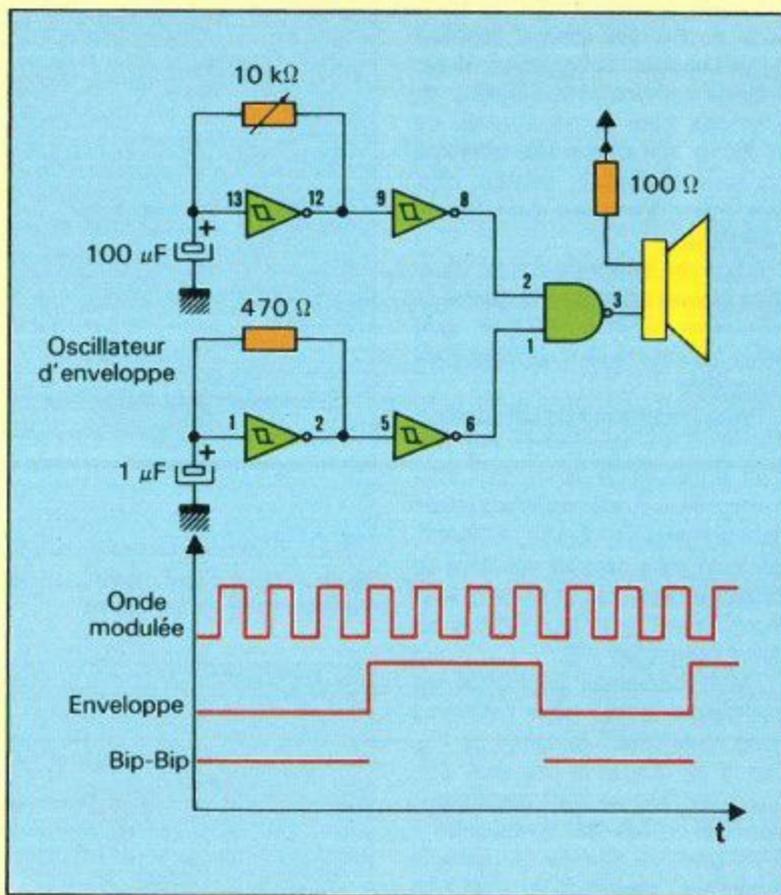


Fig. 20. - Bip-bip digital.

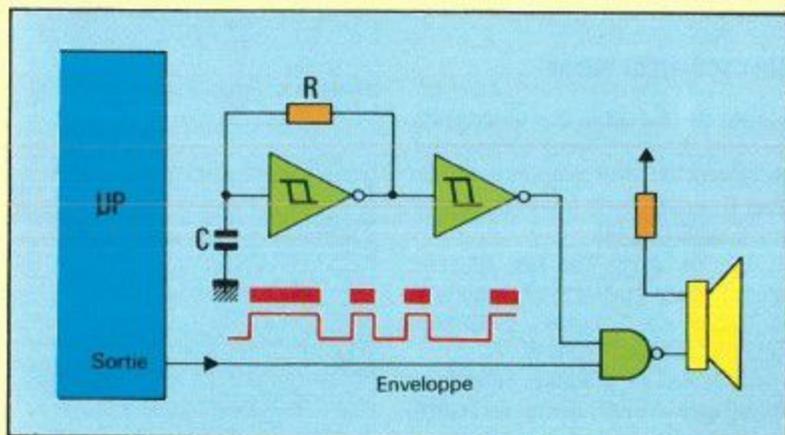


Fig. 21. - Montage pour faire du morse avec un microprocesseur.

POUR CEUX QUI VEULENT ALLER PLUS LOIN

Filtres classiques

La théorie classique du filtrage des signaux s'établit en supposant que ces derniers sont idéalement sinusoïdaux.

Les deux filtres passifs les plus simples sont respectivement :

- le **passé-haut** ou **différentiateur** (fig. a),

- le **passé-bas** ou **intégrateur** (fig. b) qui séparent les fréquences en deux domaines contrastés (passe/passe-pas !) autour d'une **fréquence de coupure** donnée par une formule simple :

$$\omega RC = 1$$

ω étant la pulsation, soit $2\pi F$ (où F est la fréquence).

Avec les signaux d'allure « carrée » qui apparaissent dans les montages lo-

giques, le comportement de ces filtres mérite un petit peu plus d'attention...

Le passé-haut

Soit le montage de la figure c, où un passé-haut est intercalé entre deux éléments logiques actifs.

Le comportement peut être prédit de manière assez intuitive, avec une équation très simple :

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{entrée}} - V_C$$

où V_C est la tension aux bornes de la capacité.

Si le signal d'entrée varie beaucoup plus vite que le RC ne peut se charger, le signal de sortie à peine déformé « suit » le signal d'entrée. Pour l'élé-

ment logique de sortie, le filtre passé-haut est « transparent », (fig. 4a).

En revanche, si les variations sur l'entrée sont très espacées (fig. d), le condensateur « suit » par des charges et décharges quasi-complètes. De telle sorte qu'apparaissent, en même temps que les flancs du signal entrant, des pics alternativement positifs et négatifs !

Ce dispositif est fréquemment utilisé pour produire (délibérément) une brève impulsion dont la durée est de l'ordre de RC, à partir d'une simple transition du signal d'entrée.

Quant au pic négatif, a priori dangereux, il sera souvent « gommé » par une diode de protection habituellement

intégrée dans les entrées de circuits logiques (clamping diode). La tension n'excèdera pas - 1,3 V environ en TTL, par exemple (fig. e).

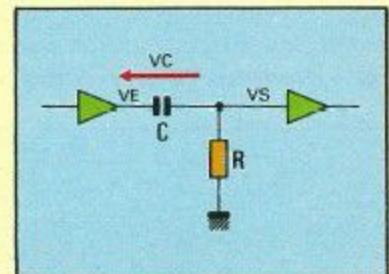


Fig. c. - Différentiateur entre deux éléments logiques : C se charge quand V_E est au niveau haut (« 1 ») et se décharge quand V_E est au niveau bas (« 0 »).

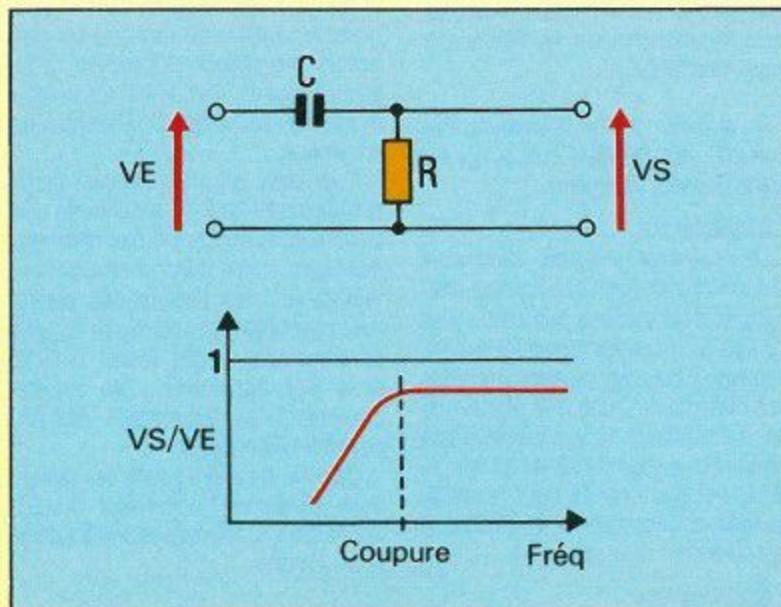


Fig. a. - Le passé-haut et sa réponse en régime sinusoïdal.

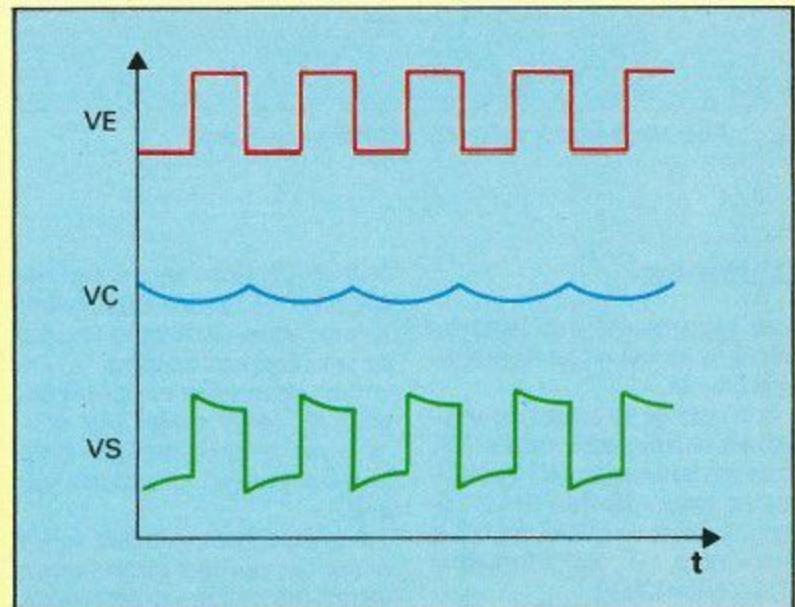


Fig. d. - Comportement du passé-haut sur signal rapide.

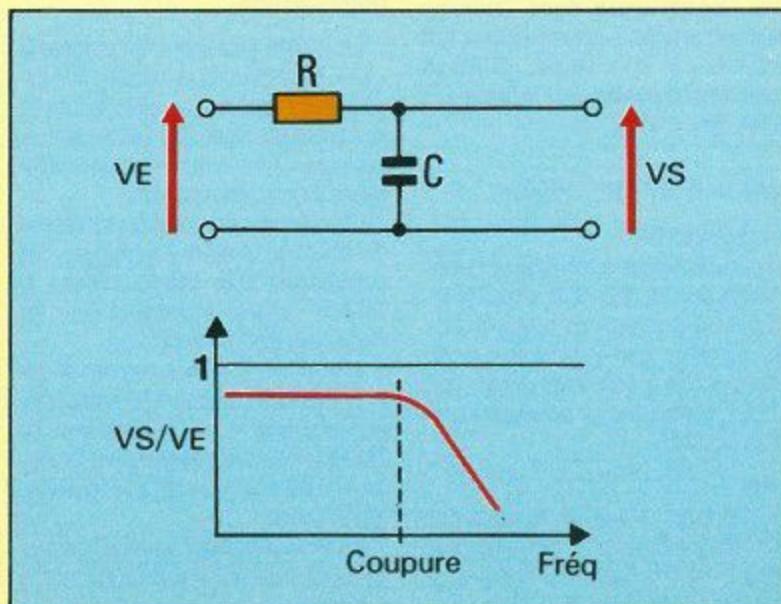


Fig. b. - Passe-bas et réponse.

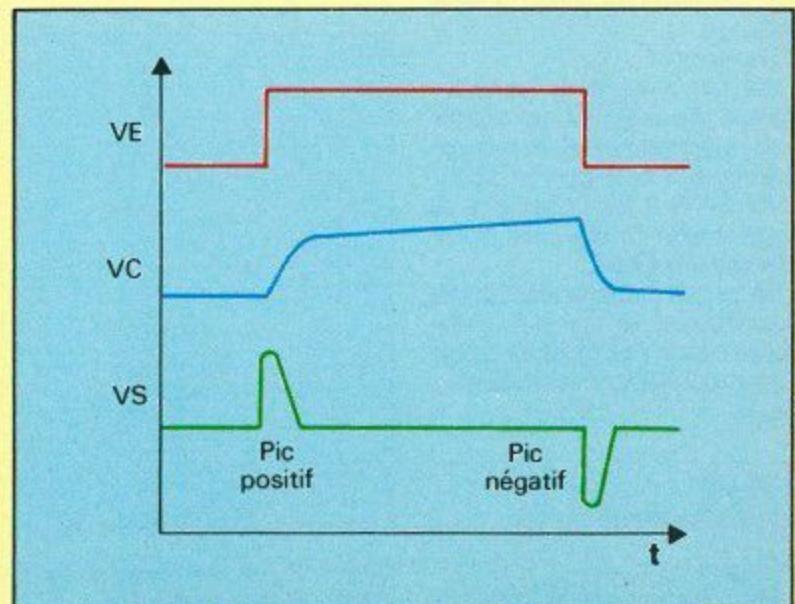


Fig. e. - Comportement du passé-haut sur signal lent.



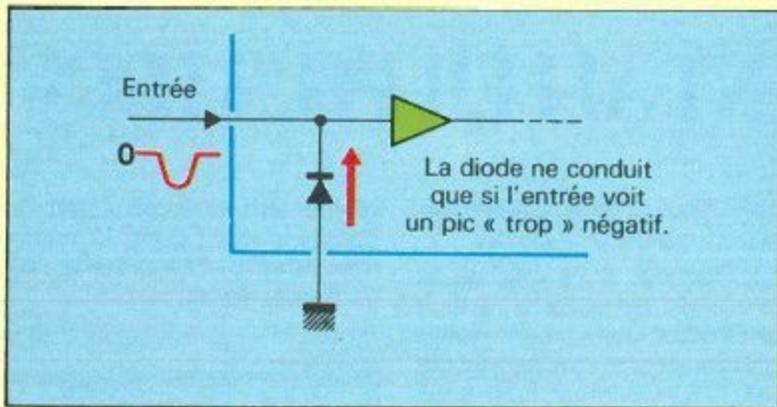


Fig. f. - Protection par la diode de « clamping ».

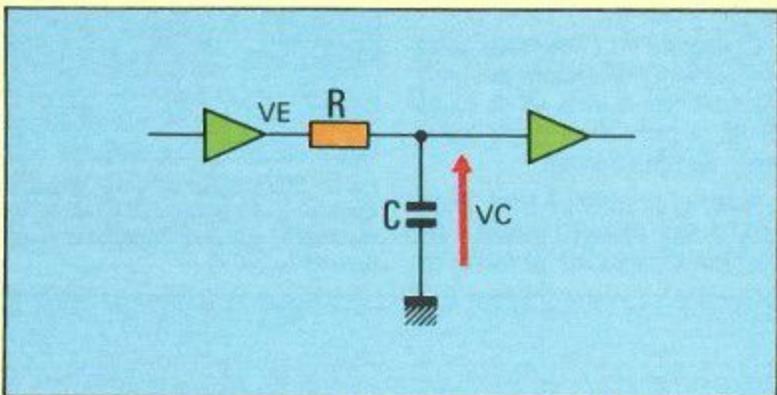


Fig. g. - Passe-bas : le circuit de sortie « voit » la tension aux bornes de C...

Le passe-bas

Le comportement d'un passe-bas entre deux portes logiques est intuitivement l'inverse.

Si le montage est attaqué par un signal aux variations assez rapides, C ne se charge jamais assez pour que le signal en sortie « décolle » du « 0 logique ». On peut aussi bien dire que le filtre « coupe » les hautes fréquences (d'où son nom) (fig. f).

En revanche, à un petit retard près, le RC suit fidèlement les signaux lents. Il est transparent aux signaux de basse fréquence.

Transparent ?

Pas tout à fait, il les « arrondit » d'autant plus nettement que leur période se rapproche de RC. Au point que si la fréquence de coupure est, disons, de l'ordre de 2 fois la fréquence du signal, la sortie du filtre prend une allure quasi sinusoïdale...

Ce qui peut s'exploiter effectivement pour fabriquer un son plus « mélodieux » à partir d'un oscillateur logique comme ceux que nous venons de voir... (fig. g).

Gare aux conditions-limite

Danger !
Les prédictions sur le fonctionne-

ment des filtres ne s'avèreront exactes que si on les exploite **effectivement** avec des signaux suffisamment rapides (ou lents) dans leurs variations.

Si les signaux sont en fait « mélangés », la théorie devient plus complexe... et on tombe dans les « zones de n'importe quoi » des circuits logiques.

A de tels artifices, on préfère de plus en plus des montages **échantillonnés**, utilisant des mémoires et des horloges pour une bien plus grande fiabilité des décisions. Nous y reviendrons.

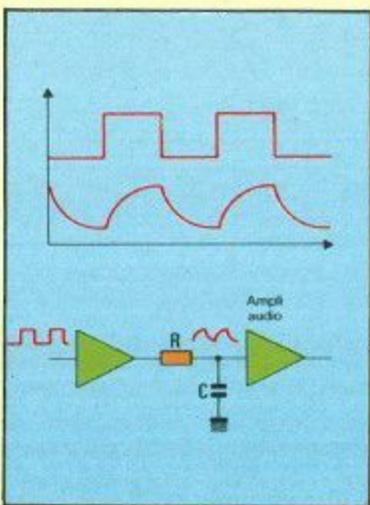


Fig. h. - Filtrage pour éliminer les crêtes « aiguës » (et perçues comme telles...).

Quelques précisions concernant notre série...

S'agissant d'électronique, il n'y a pas de « petits » détails. A une virgule ou à un numéro de référence près, tel montage ne fonctionne pas ou tel schéma demeure incompréhensible.

Malgré tous nos soins, il s'est glissé (et il se glissera encore) quelques erreurs dans nos premières fiches. Si vous en trouvez d'autres, soyez assez gentils pour nous les signaler ; merci d'avance !

Dans le n° 41 (avril 1984)

P. 93 (Fiche 1B)

Le texte indique que le symbole d'une résistance est une sorte de tortillon :

Soucieux des Normes françaises (et c'est à son honneur), notre dessinateur les a représentées sur les figures par un petit rectangle :

En pratique, les professionnels s'en moquent, et admettent l'un ou l'autre lorsqu'ils lisent un schéma.

P. 96 (Fiche 1C)

Le contrôleur universel sélectionné pour notre série (ce que l'on voit photographié) est **meilleur** que celui utilisé par l'auteur pour ses montages expérimentaux. Il présente en effet une résistance interne de 2 000 Ω/V . Par exemple, sur le calibre 10 V, il introduit une résistance en série de 20 k Ω (et non de 10 k Ω comme il est dit dans le texte). Rectifiez en conséquence les calculs où cela intervient : bon exercice !

P. 98 (Fiche 1D)

En aucun cas on ne relie les diodes usuelles à la source d'alimentation, sans l'intermédiaire d'une limitation quelconque (telle qu'une résistance !). Il faut lire « + V », simple indication d'une tension positive, sur la figure 13 ; au lieu de « + 5 V ».

Dans le n° 42 (mai 1984)

P. 113 (Fiche 2B)

Le texte indique à tort que la numérotation des broches d'un circuit intégré s'effectue à partir de 1 dans le sens des aiguilles d'une montre (vu de dessus). C'est le sens **inverse** qu'il faut lire ! La figure 8 est au demeurant correcte. Excuses.

P. 114

L'astérisque montrant le point-test que l'on sonde avec le pèse-signaux, manque sur la figure 12. Placez-le à l'entrée de l'inverseur.

P. 116 (Fiche 2C)

La cellule NAND élémentaire détaillée par la figure 18 appartient à un quadruple NAND 74LS00 (et non à un LS05 comme le dit la légende). Bravo si vous êtes novice et si vous l'avez trouvé seul !

P. 119

La légende d'une autre figure a été affectée par mégarde à la figure 1. Lisez : « Le transistor : un bon intermédiaire entre l'ordinateur et les signaux de trop faible (ou de trop forte) puissance ».

Votre courrier...

Merci à ceux qui nous ont déjà écrit, et qui nous encouragent dans la voie prise. Il se confirme qu'il y a un **réel** besoin d'expliquer simplement cette électronique-là (qui n'est qu'un domaine bien particulier de l'Electronique en général).

Pour ceux qui s'étonneraient de la prédominance (qui se confirmera) des circuits de la famille 74LSxx dans nos montages, il leur suffira d'observer attentivement les clichés des cartes micro publiées dans notre revue, pour se convaincre qu'elle fournit bien le gros des bataillons... en ce qui concerne l'« environnement » des microprocesseurs usuels.

Cela dit, il y a et il y aura des exceptions. Notamment, l'inverseur C-MOS 74C14 joue un rôle très important dans notre 4^e partie.

Notre correspondant nous signale...

La société Beta-Time, qui propose le « kit » nécessaire pour réaliser nos expérimentations, nous signale qu'elle vit (comme toute l'industrie au moment où ces lignes sont écrites) certaines difficultés d'approvisionnement.

En rapport avec la fameuse reprise économique d'outre-Atlantique, des composants **très usuels** comme le 74LS00 viennent à manquer dans les stocks des distributeurs !

Il se peut donc que certains reçoivent des composants TTL standards, par exemple des 7403 au lieu de 74LS03. Pour les manipulations proposées, cela ne devrait pas changer grand-chose.

Il faut nous excuser pour ce genre de désagrément. Nul n'est à l'abri de la conjoncture !