

## PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

# LA DEMODULATION COHERENTE

### 2<sup>e</sup> PARTIE

#### COMMENT AMELIORER LA « DETECTION »

La méthode classique de « démodulation » d'une porteuse modulée en amplitude consiste à la « détecter », c'est-à-dire, en utilisant une diode, à ne garder que les alternances positives. Nous avons vu que, en raison du « seuil direct » des diodes, ce système ne peut donner de bons résultats qu'avec une amplitude suffisante du signal modulé.

Une première amélioration consisterait à supprimer ce seuil. Jusqu'à présent, on n'y est pas arrivé par simple modification technologique de la diode, mais on peut réaliser quelque chose qui ressemble à une « détection parfaite », grâce à ce « composant à tout faire » qu'est l'amplificateur opérationnel.

Réalisons le montage de la figure 13. Nous savons qu'un amplificateur opérationnel ne consomme rien à ses entrées, donc le seul courant qui peut passer dans R est celui de la diode D. Or, cette dernière, si elle n'est pas parfaite, a au moins une qualité précieuse : elle est rigoureusement infranchissable par le courant inverse, autrement dit, si elle n'est pas (hélas !) « du cuivre dans un sens », elle est tout à fait « du mica dans l'autre ».

Vous objecterez peut-être que ces diodes ont quand même un courant « de fuite ». Alors, allez voir de près les caractéristiques : à froid, ce courant s'exprime en nanoampères (et sans les mettre au pluriel, tant s'en faut). On peut parfaitement dire qu'il est nul.

Nous en concluons que la tension S ne peut être que positive (ou nulle), mais jamais négative.

Or, la « règle d'or » de l'amplificateur opérationnel est qu'il « maintient toujours, quand c'est possible, le potentiel de son entrée - à la même valeur que celui de son entrée + ». Donc, quand c'est possible, il maintient  $S = u$ . Or, cela n'est possible que si S est positif, donc si u l'est.

Quand u est négatif, comme l'amplificateur opérationnel ne peut suivre sa « règle d'or », il se met en grève, au-

trement dit il se bloque, il va « en butée basse », restant saturé, avec une valeur aussi négative que possible pour le potentiel V de sa sortie. La diode D est parfaitement bloquée, et S reste nul.

Donc, la sortie S est :

- égale à u si u est positif ;

- nulle si u est négatif,

comme l'indique la courbe en trait plein de la figure 14.

#### UNE DETECTION « PARFAITE »... OU PRESQUE

Au premier abord, les lecteurs diront : « Bon, la courbe de la figure 14 est celle d'une détection bien classique à diode : on n'a rien gagné ! » Alors, là, pas d'accord du tout ! Quand on regarde la courbe en trait plein de tout

près, on voit que la « cassure » au point zéro est parfaitement franche. Evidemment : si u est positif, ne fût-ce que d'un seul millivolt, l'amplificateur opérationnel va pouvoir suivre sa « règle d'or ».

Comment y arrivera-t-il ? Cela, c'est son affaire. Nous serions tenté de répondre comme le faisait un instructeur militaire qui, ayant précisé que « l'obus doit obéir à la pesanteur, tenir compte de son impulsion initiale, de sa rotation sur lui-même, de la résistance de l'air », entendit une des recrues lui demander : « Mais alors, comment il fait, l'obus ? ». La réponse de l'instructeur est bien connue : « L'obus, il se dé...brouille » (le terme était un peu différent, mais le Haut-Parleur doit pouvoir être mis entre toutes les mains).

Eh oui, l'amplificateur opérationnel « se débrouille », et la courbe en pointillé de la figure 14, représentant la variation de V en fonction de u, nous indique comment. Dès que u est à peine positif, V monte tout de suite à une valeur notable, celle qui est nécessaire pour rendre la diode passante. Quand u augmente, V en fait autant, en restant toujours supérieure à u, assez pour que, même avec la chute de tension directe de la diode (proche de 0,6 V), S soit rigoureusement égal à u.

En gros, on peut dire que l'on a divisé la tension de seuil directe de la diode par le gain « en boucle ouverte » de l'amplificateur opérationnel.

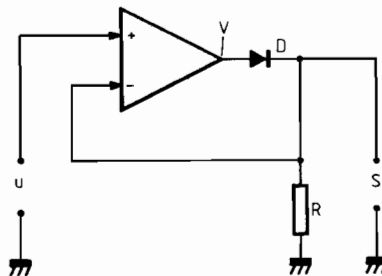


Fig. 13. - On peut, dans une certaine mesure, éliminer le seuil d'une diode grâce à l'emploi d'un amplificateur opérationnel : la tension de sortie S est nulle si u est négative, strictement égale à u quand cette dernière est positive, si petite soit-elle.

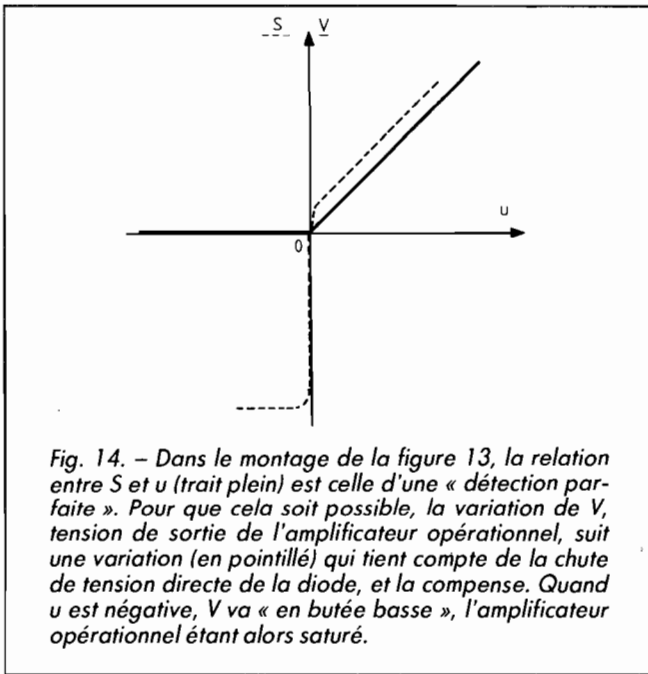


Fig. 14. - Dans le montage de la figure 13, la relation entre  $S$  et  $u$  (trait plein) est celle d'une « détection parfaite ». Pour que cela soit possible, la variation de  $V$ , tension de sortie de l'amplificateur opérationnel, suit une variation (en pointillé) qui tient compte de la chute de tension directe de la diode, et la compense. Quand  $u$  est négative,  $V$  va « en butée basse », l'amplificateur opérationnel étant alors saturé.

Comme ce gain peut atteindre le million (et dépasse presque toujours 50 000), la détection est devenue « parfaite ».

Oui mais... cette perfection se limitera à des fréquences relativement basses pour le signal à détecter. Les amplificateurs opérationnels n'ont généralement pas une bande passante considérable, ou alors ils deviennent chers, difficiles à utiliser sans « accrochage HF » et moins doués en gain.

En plus, on demande à ce pauvre amplificateur un travail épuisant. Comme le montre la figure 14, quand  $u$  est négatif,  $V$  est « en butée basse », peut-être à  $-10$  V. Dès que  $u$  devient positif,  $V$  doit remonter « instantanément » de  $-10$  V à environ  $+0,6$  V. Or, la vitesse de variation de la tension de sortie d'un amplificateur opérationnel est limitée par ce que l'on appelle son « slew rate maximal ».

Avec le bon vieux fossile  $\mu A$  741, ce « slew rate » ne peut dépasser la valeur de  $0,5$  V/ $\mu s$ . Si l'on prend un engin « contemporain » (depuis plus de dix ans), le TL 082 (dont l'auteur ne comprend pas pourquoi il n'a pas remplacé partout le « 741 » dans les réalisations d'amateurs),

ce « slew rate » maximal atteint  $12$  V/ $\mu s$  (vingt-quatre fois plus que le « 741 »). Mais ce n'est pas encore énorme : pour faire monter sa tension de sortie de  $10$  V, notre amplificateur opérationnel exige environ une microseconde.

Or, avec un signal à  $455$  kHz, par exemple, une microseconde, c'est à peu près une demi-période de la porteuse, ce qui interdit l'emploi du montage de la figure 13 à cette fréquence, sauf en utilisant un amplificateur opérationnel dont le slew rate atteigne au moins  $200$  V/ $\mu s$ .

Il n'en reste pas moins que le montage de la figure 13 est extrêmement intéressant pour de nombreuses applications. Mais nous allons chercher une autre solution au problème de la « démodulation ».

### COMMENT « DEMODULER » SANS « DETECTER » ?

Il y a plusieurs moyens pour réaliser une « démodulation cohérente ». Nous commencerons par la méthode de « découpage dans le temps »,

dont l'idée essentielle est la suivante : alors que la détection opère en ne conservant que les alternances positives du signal modulé, la démodulation cohérente se fait en ne conservant, dans le signal modulé, que les parties qui correspondent aux instants où la « référence » est positive.

En effet, pour procéder ainsi, nous devons utiliser une « référence ». Dans le cas du capteur de position de la figure 4, ou du pont de Wheatstone alimenté en alternatif, nous prendrons comme référence la tension d'alimentation de la bobine A pour le capteur, ou celle qui alimente le pont, remplaçant la pile de la figure 9.

Normalement, ces tensions sont sinusoïdales. Or nous voulons une commande « tout ou rien », qui :

- transmette le signal modulé quand la référence est positive ;
- ne le transmette pas quand la référence est négative.

Comme l'indique la figure 15, il faudra, à partir du signal de référence (a), obtenir un signal rectangulaire (b). Cela semble très simple, et l'on pense tout de suite au « trigger de Schmitt ».

## LE MERVEILLEUX « TRIGGER DE SCHMITT »

Ce circuit est bien connu, son symbole étant celui de la figure 16. Si l'on étudie la variation de la tension de sortie  $s$  en fonction de la tension d'entrée  $e$  (fig. 17), on constate que :

- tant que  $e$  est inférieur à une certaine valeur  $b$ ,  $s$  se maintient à la valeur basse (presque nulle) ;
- quand  $e$  franchit, en croissant, la valeur  $a$  (dite « seuil montant »),  $s$  passe brusquement de la valeur basse  $l$  à la valeur haute  $h$ , la vitesse à laquelle s'effectue cette transition étant indépendante de celle avec laquelle  $e$  franchit le seuil haut ;
- si  $e$  augmente au-delà de  $a$ ,  $s$  reste toujours égale à  $h$  ;
- quand on fait redescendre  $e$ , la tension d'entrée franchit le seuil haut,  $a$ , sans que  $s$  change ;
- il faut que  $e$  franchisse en descendant un autre seuil,  $b$ , inférieur à  $a$ , dit « seuil descendant », pour que  $s$  passe, toujours aussi brusquement, de  $h$  à  $l$ .

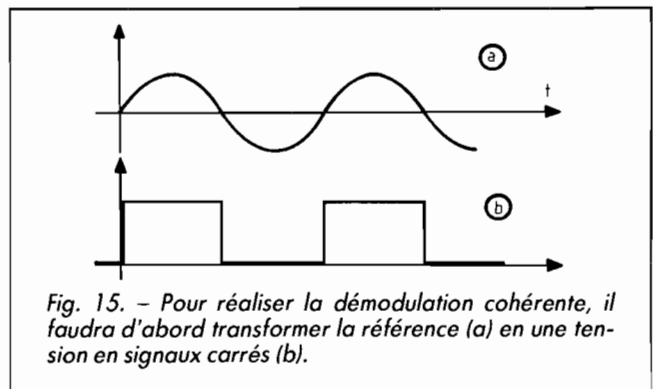


Fig. 15. - Pour réaliser la démodulation cohérente, il faudra d'abord transformer la référence (a) en une tension en signaux carrés (b).

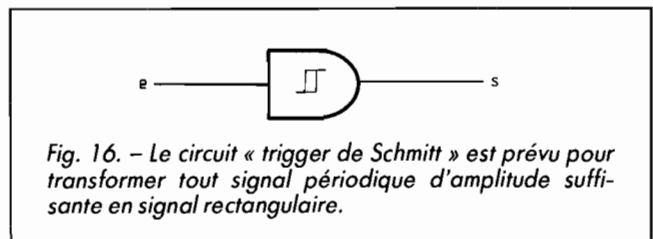


Fig. 16. - Le circuit « trigger de Schmitt » est prévu pour transformer tout signal périodique d'amplitude suffisante en signal rectangulaire.

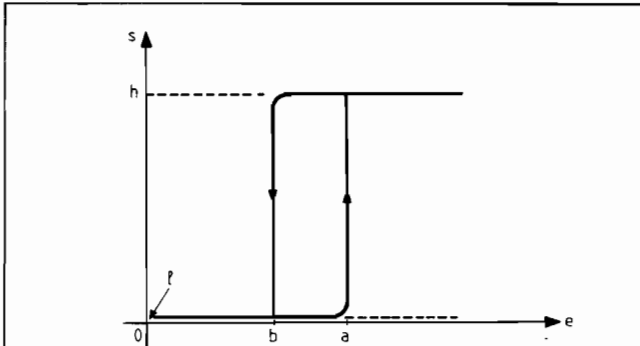


Fig. 17. — Le trigger de Schmitt est caractérisé par son « cyclogramme », donnant la tension de sortie  $s$  en fonction de la tension d'entrée  $e$ , pour une variation de  $e$  croissante puis décroissante. On voit apparaître les deux seuils,  $a$  et  $b$ , dont l'écart constitue l'« hystérésis » du trigger. C'est cette courbe qui est reproduite dans le symbole du circuit, pour éviter toute ambiguïté.

Autrement dit, la courbe de la figure 17 est un « cycle ». Les parties de ce cycle comportant des flèches indiquent que les variations correspondantes sont « cumulatives » et pratiquement instantanées. Il y a une petite difficulté : quand  $e$  est comprise entre  $b$  et  $a$ , on peut se demander ce que vaut  $s$ . La réponse est simple :  $s$  peut alors avoir la valeur  $l$  ou la valeur  $h$  (autrement dit, le circuit est « bistable »), cela dépend de la façon dont  $e$  est arrivée entre  $b$  et  $a$ . La courbe de la figure 17 ressemble au « cycle d'hystérésis » d'un matériau magnétique rémanent. C'est elle qui sert de symbole pour caractériser le trigger de Schmitt sur la figure 16.

### LE TRIGGER DE SCHMITT FONCTIONNE COMME UN RELAIS

Comme exemple analogue, on peut citer le relais électromagnétique. Quand le courant dans la bobine dépasse, en croissant, une certaine valeur (par exemple 10 mA), il y a collage du relais. A ce moment, l'armature mobile s'étant rapprochée de la

bobine, on peut maintenir le relais collé avec un courant de bobine bien plus faible. Donc, quand on diminue l'intensité dans la bobine, le relais reste collé, même quand cette intensité tombe bien au-dessous des 10 mA de notre exemple. Le « courant de décollage » sera, par exemple, 3 mA. Donc le relais collera si le courant dans la bobine dépasse, en croissant, 10 mA ; il décollera si ce courant, en décroissant, tombe au-dessous de 3 mA. Donc, si l'intensité dans la bobine est, par exemple, 6 mA, on ne peut dire si le relais est collé ou non. D'ailleurs, s'il est décollé, il suffit d'appuyer à la main sur l'armature pour qu'elle reste collée, et, si le relais est collé, en tirant sur l'armature, on la fait décoller, et elle reste décollée. Nous avons ici un « hystérésis » tout à fait parallèle à celui de notre trigger.

### DES SIGNAUX RECTANGULAIRES PARFAITS... MAIS MAL PLACES

Donc, ce trigger peut sembler idéal pour transformer toute tension sinusoïdale en signaux rectangulaires, ce qui est

d'ailleurs très souvent le cas. Si l'on applique au trigger, comme tension d'entrée, la somme d'une tension alternative et d'une composante continue, égale à la moyenne arithmétique de  $a$  et  $b$ , on obtiendra ce qu'indique la figure 18.

La sortie  $s$  est bien constituée de signaux rectangulaires symétriques, mais on voit que, du fait de l'écart des seuils, les temps où  $s = h$  sont un peu décalés par rapport aux temps où  $e$  est positive par rapport à sa valeur moyenne  $(a + b)/2$ .

Ce décalage est d'autant plus petit que l'écart  $a - b$  est faible par rapport à l'amplitude crête/crête de la sinusoïde.

Mais il existe toujours, et cela va nous gêner si nous voulons l'utiliser pour la démodulation cohérente.

Comment éliminer ce défaut ? On peut, par exemple, augmenter le plus possible l'amplitude crête/crête de la sinusoïde, mais cela pourrait être dangereux pour le circuit. Il est préférable d'amplifier cette composante alternative par un amplificateur écrêteur, qui arrive en saturation haute ou basse. La tension de sortie d'un tel amplificateur se présente alors comme l'indique la figure 19 : malgré une amplitude crête/crête limitée, les parties non horizontales de la courbe ont une vitesse de variation importante.

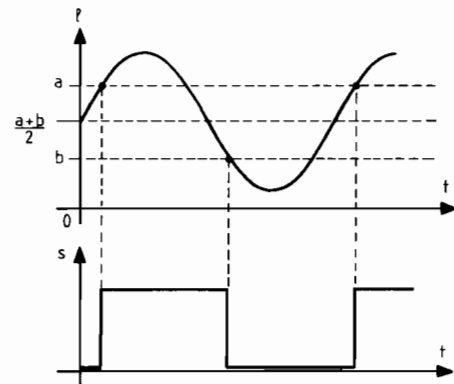


Fig. 18. — Quand on utilise un trigger de Schmitt pour transformer une tension sinusoïdale en signaux carrés, il faut appliquer, à l'entrée  $e$ , une tension qui soit la somme du signal sinusoïdal et d'une composante continue égale à la moyenne arithmétique des seuils. Le signal rectangulaire ainsi obtenu est symétrique, mais pas en phase avec le signal sinusoïdal.

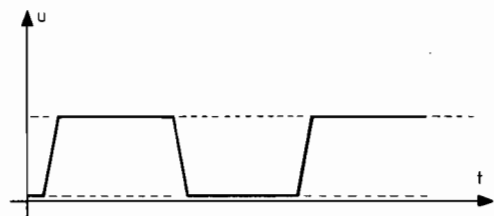


Fig. 19. — Il est recommandé d'employer un amplificateur saturé, dont la tension de sortie, quasi rectangulaire (mais à flancs peu raides) est meilleure que la sinusoïde pour attaquer le trigger de Schmitt.

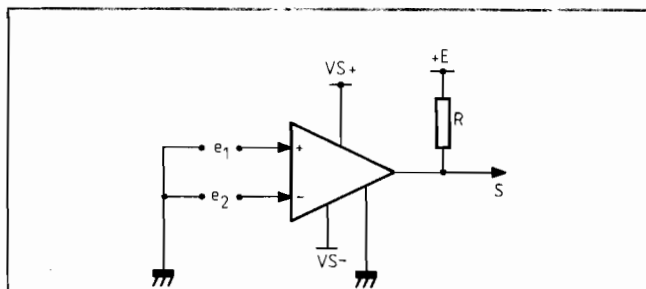


Fig. 20. – Le « comparateur » semble, à première vue, très analogue à un amplificateur opérationnel, mais il en diffère par la présence d'une connexion « masse ». En plus, il se peut que sa sortie, du type « collecteur ouvert », nécessite l'adjonction d'un résistor vers le +E.

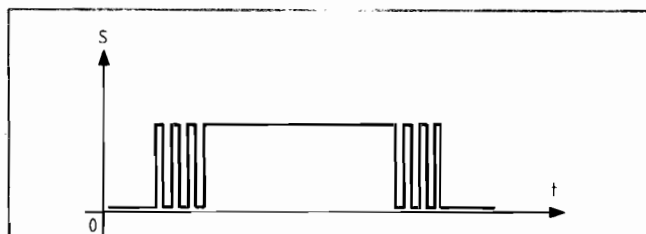


Fig. 21. – Comme un comparateur peut éventuellement osciller quand les deux tensions d'entrée sont très proches, il arrive que le signal rectangulaire qu'il fournit soit affecté d'oscillations parasites au début et à la fin.

## LE COMPAREUR

La meilleure solution, pour obtenir un signal rectangulaire bien en phase avec la sinusoïde, comme celui de la figure 15, est d'utiliser un « comparateur ».

Ce circuit est assez peu connu des amateurs, qui s'en méfient. Qu'est-il exactement ?

Il s'agit d'un instrument qui ressemble un peu à un amplificateur opérationnel (il comporte deux entrées, une non inverseuse, ou « + », et une inverseuse, dite « - », une sortie), mais qui en diffère sur plusieurs points.

- La vitesse de variation de sa tension de sortie, quand  $e_1 - e_2$  change de signe, est très grande.

- Il comporte une connexion « masse », définissant le niveau minimal de la tension de sortie.

- On l'emploie presque toujours sans réaction de la sortie vers l'entrée « - ».

- Il est fréquemment réalisé en « collecteur ouvert », autrement dit, sa sortie est le collecteur d'un transistor, bloqué ou saturé suivant que  $e_1 - e_2$  est négatif ou positif.

On l'emploie donc comme l'indique la figure 20, avec un résistor entre la sortie et une source de tension positive, +E (généralement inférieure à VS+), qui détermine la valeur maximale de la tension de sortie.

Le gain d'un comparateur est généralement assez inférieur à celui d'un amplificateur opérationnel classique : il faut au moins 2 mV de variation de  $e_1 - e_2$  pour faire passer sa sortie du minimum au maximum, alors que, dans un amplificateur opérationnel classique, il suffit généralement de 0,2 mV ou moins, comme variation de  $e_1 - e_2$ , pour que la tension de sortie passe de la saturation basse à la saturation haute.

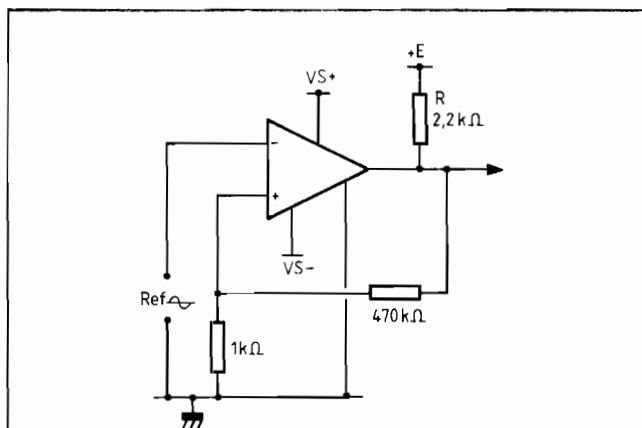


Fig. 22. – Pour empêcher la production d'oscillations parasites, il suffit de prévoir une très légère réaction positive sur l'entrée « + » (ici, on reporte sur cette entrée 1/470 de la tension de sortie). On réalise ainsi un trigger de Schmitt à seuils extrêmement proches.

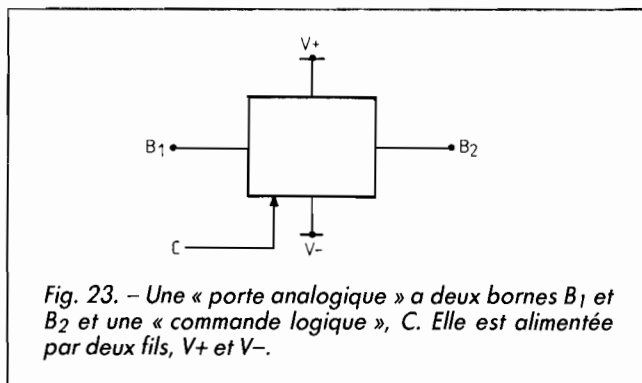


Fig. 23. – Une « porte analogique » a deux bornes  $B_1$  et  $B_2$  et une « commande logique », C. Elle est alimentée par deux fils, V+ et V-.

Donc, nous avons là un excellent instrument pour faire la transformation indiquée par la figure 15. La tension alternative sinusoïdale, sans composante continue, est appliquée à l'entrée « + » du comparateur. On met l'entrée « - » au potentiel zéro (masse)... et le tour est joué !

## LA « NERVOISITE » DES COMPAREURS

Malheureusement, il arrive que, en procédant ainsi, on obtienne quelquefois des résultats décevants. Pourquoi ? Tout simplement parce que, quand la valeur de  $e_1 - e_2$  est très proche de zéro et franchit trop lentement zéro, il arrive

que le comparateur entre en oscillations haute fréquence, et ces oscillations durent tant que  $e_1 - e_2$  est compris entre deux valeurs données (par exemple - 10 mV et + 10 mV). Alors, la tension de sortie, au lieu de se composer de beaux signaux rectangulaires, peut se présenter comme l'indique la figure 21. C'est ce type d'accident qui a probablement dégoûté les amateurs de l'utilisation des comparateurs, pourtant si intéressants.

Comment « guérir » un comparateur de sa « nervosité » ? Il suffit de lui appliquer une très légère réaction positive, lui donnant un minuscule hystérésis, ainsi que le montre la figure 22. En admettant une variation de 5 V cr/cr de la tension de sortie, on applique,

sur l'entrée « + », une variation proche de 10 mV, par le diviseur 470 k $\Omega$ /1 k $\Omega$ . Cet hystérésis est suffisant pour empêcher toute oscillation, et assez minime pour n'introduire pratiquement pas d'erreur de position sur les signaux carrés en sortie.

## IL RESTE A COMMUTER DES SIGNAUX ANALOGIQUES

Maintenant que la référence se présente sous forme de signaux rectangulaires, il va falloir transmettre le signal modulé pendant les alternances positives de la référence, et ne pas le transmettre pendant les alternances négatives.

Transmettre ou pas un signal numérique est facile : une « porte », par exemple du type « ET », est faite pour cela. On pense souvent que c'est plus difficile pour les signaux analogiques, mais il n'en est rien, grâce à ce composant si intéressant qu'est la « porte analogique ».

Une telle porte se présente comme l'indique la figure 23. Elle est alimentée par deux tensions, V+ et V- (et quelquefois une troisième). On la commande par un signal logique (tout ou rien) C. Quand C est au niveau haut, les « bornes » B1 et B2 se comportent comme si elles étaient reliées entre elles par un résistor r d'assez faible résistance (50 à 150  $\Omega$ ). A l'opposé, quand la commande C est au niveau logique bas, les bornes B1 et B2 sont pratiquement déconnectées l'une de l'autre. Autrement dit, cette porte analogique se comporte comme le montage de la figure 24 : la commande C agit sur la bobine d'un relais, dont le contact travail est en série avec le résistor r (de 50 à 150  $\Omega$ ) dont nous avons parlé plus haut. Le résistor R0, de très grande valeur (plusieurs mégohms ou dizaines de mégohms), est là pour symboliser

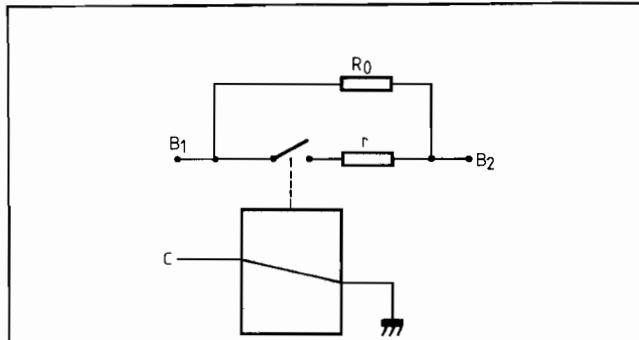


Fig. 24. - La porte analogique se comporte comme un relais, actionné par la commande logique, fermant, quand cette commande est au niveau haut, un contact, en série avec un résistor de très faible valeur, r. Le résistor R0 symbolise la fuite de la porte à l'état non-passant, mais cette fuite est si faible que l'on ne représente que rarement R0, la considérant comme infinie.

une éventuelle « fuite » de la porte à l'état bloqué.

En fait, la résistance de R0 est si grande que, le plus souvent, on ne représente même pas ce résistor sur les schémas équivalents.

Si l'on emploie, pour les portes analogiques, le nom de « bornes » pour désigner les points B1 et B2, c'est parce que, contrairement au cas des portes logiques, il n'y a ni « entrée » ni « sortie ». Une porte analogique s'utilise comme l'indique la figure 25 : le signal est appliqué à l'une des deux bornes, l'autre est reliée à la masse par un résistor R.

Les utilisateurs ont souvent de la peine à comprendre le rôle de R. Elle doit être là pour que la sortie ne soit pas « en l'air » lorsque la commande C est au niveau bas. On constitue, en quelque sorte, un diviseur de tension, dont un des éléments est R, l'autre étant la porte analogique, prise entre ses deux bornes.

On doit donc donner à R une valeur telle que ce diviseur de tension ait un rapport de transmission :

- presque égal à l'unité si C est au niveau haut ;
- presque égal à zéro si C est au niveau bas.

On doit donc avoir R très grand par rapport à r, très

petit par rapport à R0, ce qui ne pose généralement pas de problème, R0 étant souvent plus de cent mille fois r.

Par exemple, avec  $r < 100 \Omega$  et  $R_0 > 1 M\Omega$ , en prenant une valeur de R égale à 10 k $\Omega$ , on a une transmission de :

$> 0,99$  quand la commande C est haute ;

$< 0,01$  quand cette commande est basse.

Si la résistance de r, en plus de sa valeur faible, est presque constante, ces transmissions de 0,01 (presque nulle) et de 0,99 (presque égale à l'unité) seront constantes, ce qui signifie que le montage n'introduira aucune distorsion sur le signal transmis.

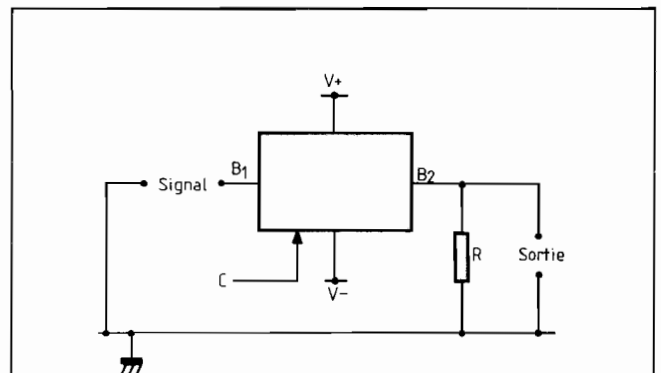


Fig. 25. - Pour transmettre ou bloquer un signal au moyen d'une porte analogique, il est bon de prévoir, en sortie, un résistor R, dont la résistance est faible par rapport à R0 et grande par rapport à r.

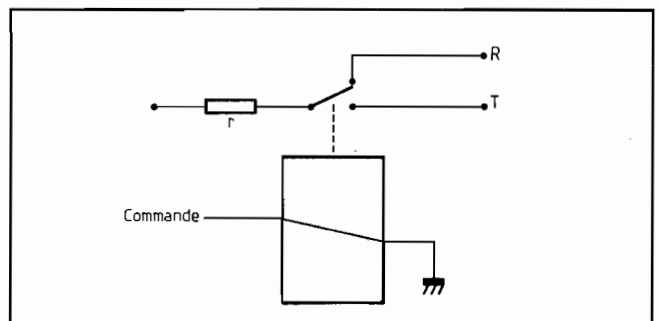


Fig. 26. - Il existe des portes analogiques à deux directions, correspondant à un relais qui commande un contact inverseur, avec une position de repos, R, et une position de travail, T.

## QUELQUES PRECISIONS SUR LES PORTES ANALOGIQUES

Nous prendrons deux circuits comme exemples : le HEF 4066 (on propose souvent le HEF 4016, à refuser systématiquement, car bien inférieur au HEF 4066), qui est constitué de quatre portes indépendantes, et le HEF 4053, qui comporte l'équivalent de trois « groupes de contact R-T (repos-travail) », c'est-à-dire trois fois l'équivalent de ce qu'indique la figure 26.

Dans ces deux circuits, il faut tenir compte du fait suivant : quand on rend la porte conductrice (cas du « contact fermé » de la figure 24), on veut obtenir, dans le montage de la figure 25, une tension de sortie aussi voisine que possible de la tension d'entrée.

Il faut donc que la « résistance parasite »,  $r$ , de la figure 24, soit petite (et de préférence pas trop variable). Or, quand on applique au montage de la figure 25 un signal d'entrée, le potentiel de l'ensemble  $B_1$ - $B_2$  varie par rapport à celui de la masse. Si l'on veut que la résistance  $r$  (appelée « Ron ») soit faible et peu variable, il faut que le potentiel de  $B_1$  et celui de  $B_2$  (c'est presque le même) reste compris entre le  $V+$  et  $V-$  de la figure 23.

En général, on désigne le  $V+$ , dans les circuits CMOS, par  $V_{dd}$  (tension qui alimente les drains) et le  $V-$  par  $V_{ss}$  (tension qui alimente les sources). Donc, si l'on veut une bonne transmission, il faut que le signal d'entrée porte la borne B à un potentiel qui reste, lors de ses variations, entre  $V_{dd}$  et  $V_{ss}$ . Si, par conséquent, le signal d'entrée est une tension alternative  $u$ , il faut que :

- $V_{dd}$  soit supérieure à la valeur de crête positive de  $u$  ;
  - $V_{ss}$  soit inférieure à la valeur de crête négative de  $u$ .
- Pour une tension  $u$  sinusoïdale, de 4 V rms par exemple, il faut donc avoir :

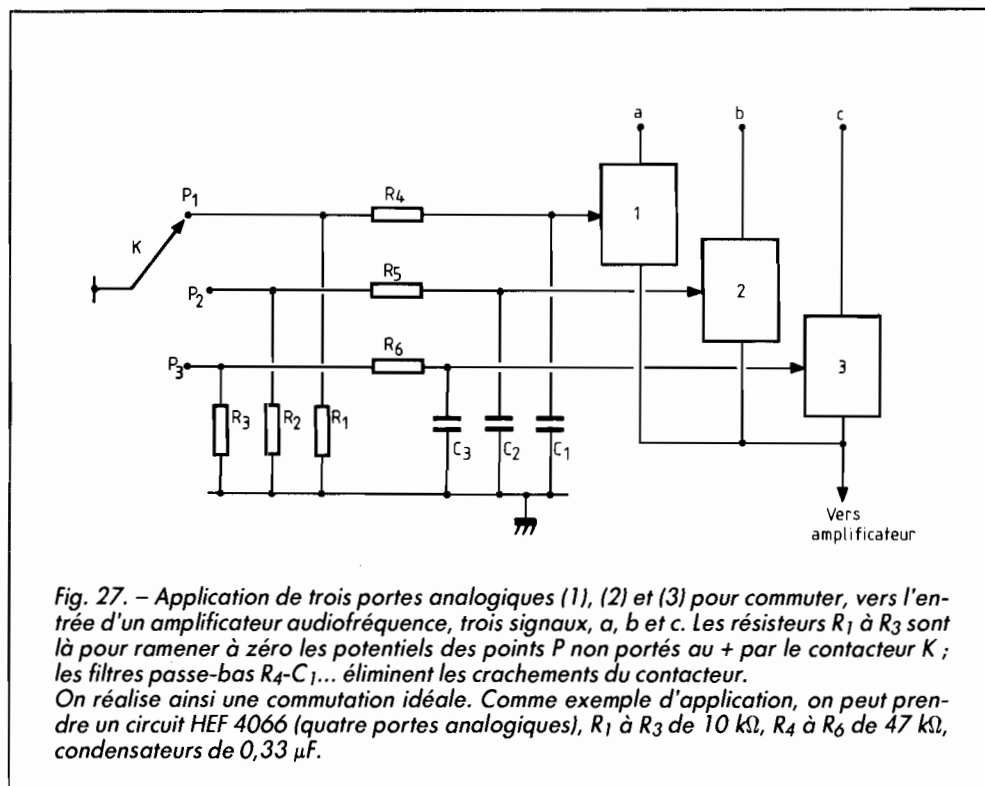


Fig. 27. - Application de trois portes analogiques (1), (2) et (3) pour commuter, vers l'entrée d'un amplificateur audiofréquence, trois signaux, a, b et c. Les résistances  $R_1$  à  $R_3$  sont là pour ramener à zéro les potentiels des points P non portés au + par le contacteur K ; les filtres passe-bas  $R_4$ - $C_1$ ... éliminent les crachements du contacteur. On réalise ainsi une commutation idéale. Comme exemple d'application, on peut prendre un circuit HEF 4066 (quatre portes analogiques),  $R_1$  à  $R_3$  de 10 k $\Omega$ ,  $R_4$  à  $R_6$  de 47 k $\Omega$ , condensateurs de 0,33  $\mu$ F.

$$V_{dd} > 4\sqrt{2} = 5,66 \text{ V}$$

$$\text{et } V_{ss} < -6,566 \text{ V.}$$

On sera donc amené à alimenter le circuit par deux tensions symétriques par rapport à la masse, par exemple +6 et -6 V. Il ne faut pas oublier, alors, que la tension de la commande C doit être mesurée par rapport à  $V_{ss}$  ; autrement dit, il faudra porter la commande C à plus de +2 V (par rapport à la masse) pour rendre la porte passante, et à moins de -2 V (par rapport à la masse) pour bloquer la porte.

Rappelons à ce propos que, pour les circuits logiques CMOS, on considère que le « niveau haut » à l'entrée doit être supérieur aux 2/3 de la tension d'alimentation ( $V_{dd}$ - $V_{ss}$ ), et que le niveau bas doit être inférieur à 1/3 de cette même tension, ces deux niveaux étant mesurés par rapport au  $V_{ss}$ .

Dans le cas du HEF 4053, on bénéficie d'un perfectionnement intéressant. Il y a, en plus du  $V_{ss}$ , une connexion d'alimentation supplémentaire, le  $V_{ee}$ . On peut alors mettre le  $V_{ss}$  à la masse, les niveaux de commande des portes seront  $V_{dd}/3$  et  $2 \times V_{dd}/3$ , mais, en portant  $V_{ee}$  à un potentiel négatif par rapport à la masse, on pourra admettre des tensions d'entrées allant de  $V_{dd}$  à  $V_{ee}$ .

Par exemple, on choisit  $V_{dd} = +6 \text{ V}$ ,  $V_{ss} = 0$ ,  $V_{ee} = -6 \text{ V}$ . Les niveaux de commande seront +2 (maximum du niveau bas) et +4 V (minimum du niveau haut), mais la tension d'entrée pourra aller de -6 V à +6 V par rapport à la masse.

### PETITE « DIGRESSION » SUR LES PORTES ANALOGIQUES

L'auteur est toujours très surpris quand il voit à quel point ces merveilleuses portes sont si mal connues des amateurs et si peu utilisées par eux. Elles représentent la solution

idéale pour commuter, par exemple, différentes sources sur l'entrée d'un amplificateur audiofréquence.

On peut évidemment faire cette commutation par un contacteur, ayant autant de galettes qu'il est nécessaire.

Mais un tel contacteur présente l'inconvénient de centraliser en un point toutes les commutations, exigeant donc de faire revenir des fils et câbles vers l'endroit où il se trouve, avec les risques de captation de signaux parasites, d'atténuation des fréquences élevées par les capacités parasites et d'accrochages HF que cela entraîne. Et tout cela sans parler des défauts inhérents aux contacteurs, comme les crachements et autres conséquences des mauvais contacts, qui font « exploser » les haut-parleurs chaque fois que l'on commute de « magnétophone » à « tuner » ou à « lecteur de compacts ».

Alors que, en utilisant les portes analogiques comme le montre la figure 27, on élimine

tous les défauts évoqués ci-dessus. Le commutateur K envoie le + (niveau logique haut) vers une des directions P<sub>1</sub>, P<sub>2</sub> ou P<sub>3</sub>. Les résistances R<sub>1</sub> à R<sub>3</sub> sont là pour que les voies qui ne sont pas connectées au + par K soient au potentiel de la masse (niveau logique 0).

Les circuits R<sub>4</sub>-C<sub>1</sub>, R<sub>5</sub>-C<sub>2</sub> et R<sub>6</sub>-C<sub>3</sub> sont là pour supprimer les crachements dus aux mauvais contacts de K : constituant des filtres passe-bas (-3 dB à 10 Hz par exemple), ils ne transmettent aux commandes des portes (1), (2) et (3) que la composante continue, mais pas les signaux parasites dus aux crachements lors de la commutation.

Les trois « sources » de signal à commuter sont ici a, b et c. Les portes analogiques sont logées dans le montage juste à proximité des sources à commuter, d'où la suppression des longs fils rejoignant les gallettes du commutateur.

C'est tout de même bien plus simple que, comme certains constructeurs le font, de munir le commutateur d'un « sabre » (tige plate sur laquelle sont enfilées les gallettes) très long,

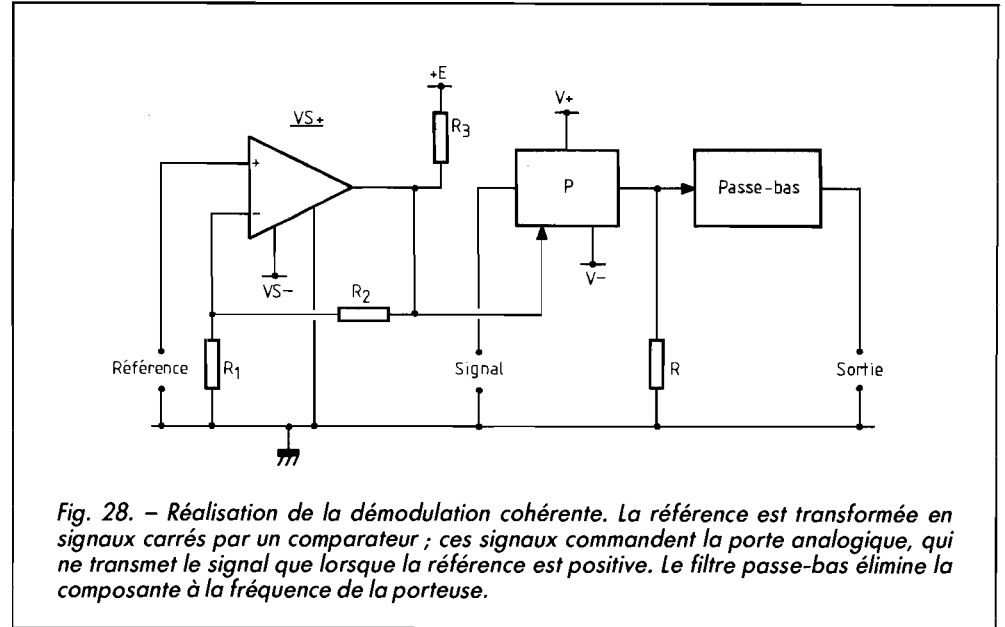


Fig. 28. - Réalisation de la démodulation cohérente. La référence est transformée en signaux carrés par un comparateur ; ces signaux commandent la porte analogique, qui ne transmet le signal que lorsque la référence est positive. Le filtre passe-bas élimine la composante à la fréquence de la porteuse.

permettant de placer les différentes gallettes près des sources à commuter.

Avec le montage de la figure 27, plus d'accrochages HF, plus de ronflements indésirables, plus de « clac » à chaque commutation... Un rêve.

### REVENONS A NOTRE DEMODULATION COHERENTE

Nous voulons extraire d'un signal modulé la modulation

qu'il comporte, et nous disposons d'une référence, que nous supposons donnée sous forme d'une tension alternative sinusoïdale.

Le montage de base permettant d'y arriver sera celui dont la figure 28 indique le schéma-bloc. Nous y trouvons

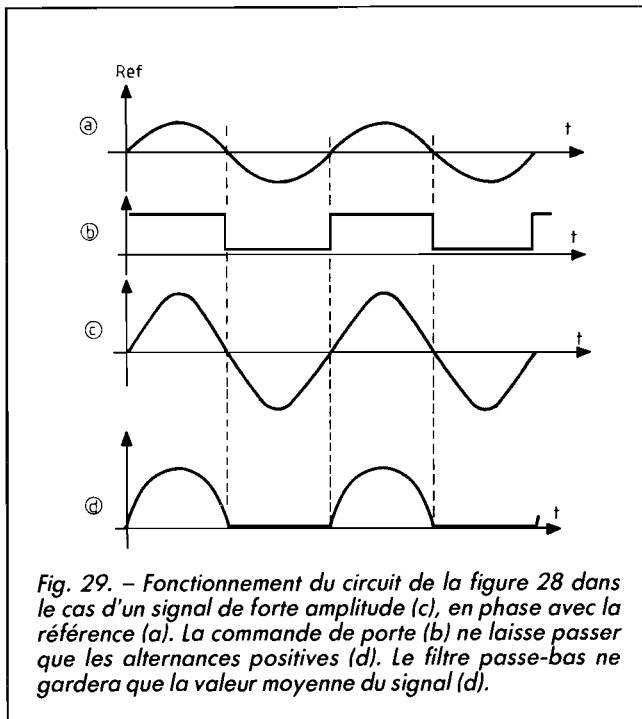


Fig. 29. - Fonctionnement du circuit de la figure 28 dans le cas d'un signal de forte amplitude (c), en phase avec la référence (a). La commande de porte (b) ne laisse passer que les alternances positives (d). Le filtre passe-bas ne gardera que la valeur moyenne du signal (d).

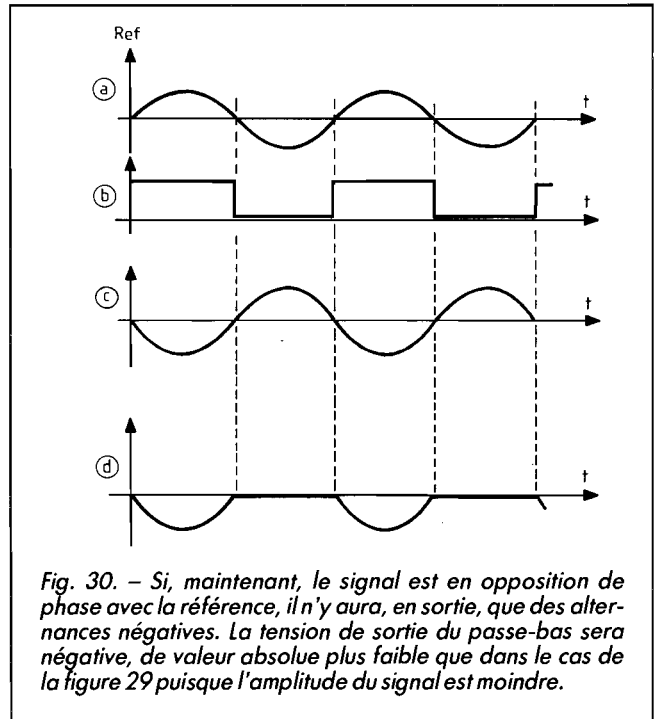


Fig. 30. - Si, maintenant, le signal est en opposition de phase avec la référence, il n'y aura, en sortie, que des alternances négatives. La tension de sortie du passe-bas sera négative, de valeur absolue plus faible que dans le cas de la figure 29 puisque l'amplitude du signal est moindre.

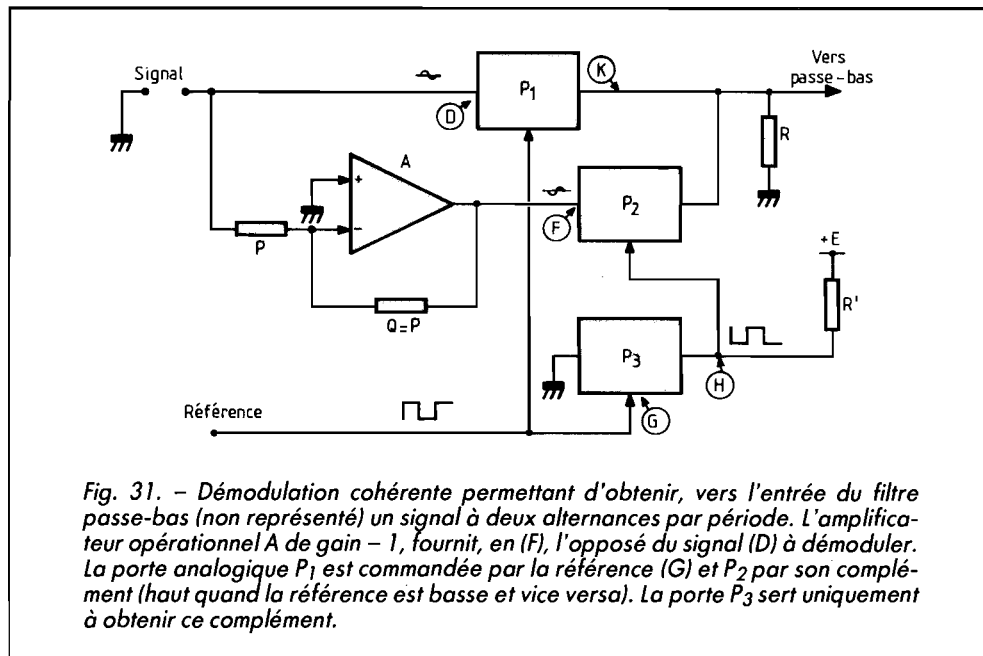


Fig. 31. - Démodulation cohérente permettant d'obtenir, vers l'entrée du filtre passe-bas (non représenté) un signal à deux alternances par période. L'amplificateur opérationnel A de gain - 1, fournit, en (F), l'opposé du signal (D) à démoduler. La porte analogique P<sub>1</sub> est commandée par la référence (G) et P<sub>2</sub> par son complément (haut quand la référence est basse et vice versa). La porte P<sub>3</sub> sert uniquement à obtenir ce complément.

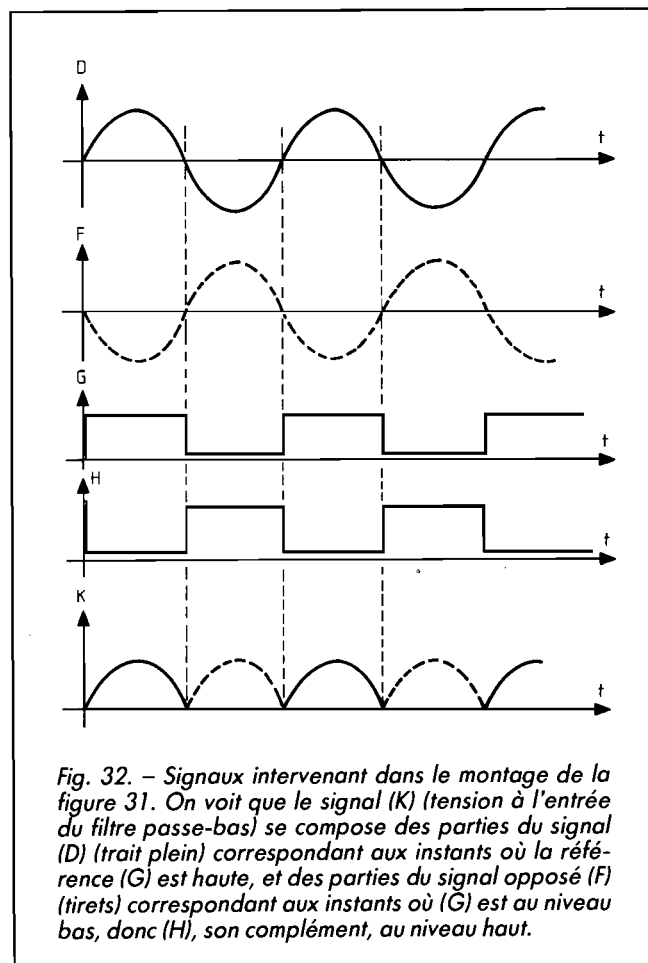


Fig. 32. - Signaux intervenant dans le montage de la figure 31. On voit que le signal (K) (tension à l'entrée du filtre passe-bas) se compose des parties du signal (D) (trait plein) correspondant aux instants où la référence (G) est haute, et des parties du signal opposé (F) (tirets) correspondant aux instants où (G) est au niveau bas, donc (H), son complément, au niveau haut.

le premier cas, car le signal à démoduler a, dans le cas de la figure 30, une amplitude inférieure à celle qu'il avait dans le cas de la figure 29.

### COMMENT RECUPERER LES ALTERNANCES PERDUES

Le signal disponible aux bornes de R, sur les figures 29 et 30, ne comporte, pour chaque période du signal d'entrée, qu'une alternance seulement, soit une demi-période.

Il aurait une valeur moyenne double, et on éliminerait plus facilement sa composante alternative s'il comportait deux alternances « utiles » pour chaque période du signal.

Il ne s'agit pas là d'un « vœu pieux », c'est parfaitement réalisable. Il suffira d'appliquer aux bornes de R :

- le signal à démoduler quand la référence est positive ;
- l'opposé de ce signal quand la référence est négative.

La figure 31 montre comment on peut y arriver, le montage correspondant nécessitant quelques explications.

Nous n'avons pas représenté, sur cette figure, le comparateur qui transforme la référence en signaux carrés (ces derniers arrivent au point G), pas plus que le filtre passe-bas de sortie.

Les formes d'ondes de la figure 32 expliquent comment le tout fonctionne. Le signal à démoduler est appliqué en (D) à la porte analogique P<sub>1</sub>, commandée par le signal (G) (la référence), comme dans le cas du montage de la figure 28.

L'amplificateur opérationnel A est monté en « inverseur » (gain-1), et fournit, par conséquent, à sa sortie, un signal (F), opposé au signal (D). La porte P<sub>2</sub> va laisser passer ce signal pendant les instants où la référence (G) est au niveau bas.

**J.-P. OEHMICHEN**  
(A suivre.)

le comparateur, qui transforme la référence en signal rectangulaire symétrique, bien en phase avec ladite référence.

On applique à ce comparateur une très légère réaction positive, par R<sub>1</sub> et R<sub>2</sub>, d'une résistance proche de mille fois celle de R<sub>1</sub>, lui conférant un hystérésis de quelques millivolts, pour éviter les oscillations parasites lors des franchissements de la valeur zéro par la référence.

La sortie du comparateur commande la porte analogique P, qui ne laisse donc arriver, aux bornes de R, que les alternances du signal modulé correspondant aux moments où la tension de référence est positive.

La figure 29 montre ce qui sort de la porte analogique quand le signal modulé est en phase avec la référence ; si ce signal est en opposition de phase avec la référence, la figure 30 indique la forme d'onde aux bornes de R.

Dans le premier cas (fig. 29), la tension de sortie du passe-bas sera positive, dans le second (fig. 30), nous aurons, en sortie du filtre passe-bas, une tension négative, de valeur absolue plus petite que dans