

# Pratique de l'électronique

## Division et multiplication de fréquence

La boucle est bouclée. Moyennant quelques précisions d'unités définissant les CPF et les VCO, et une définition intuitive mais très efficace de l'intégrale, tout amateur pourra mettre en œuvre, avec trois circuits C-MOS, un multiplicateur ou diviseur de fréquence performant.

7<sup>e</sup> PARTIE  
voir n° 1780 et suivants

### Assemblons les différents morceaux

Nous avons, jusqu'ici, étudié les « briques » avec lesquelles on peut réaliser le fameux CPF (comparateur phase-fréquence). Il serait bon, maintenant, de les assembler, et cela nous donne la figure 52.

Pour que l'on voie bien qu'il ne s'agit pas de schéma abstrait, nous en avons donné les détails de réalisation, avec deux circuits intégrés HEF 4011, trois transistors (deux 2N2907, un 2N2222) et cinq diodes 1N4148.

Le circuit IC<sub>1</sub> nous fournit les deux basculeurs. On les attaque à travers des condensateurs de 100 pF, pour qu'ils soient sensibles uniquement aux flancs descendants des tensions d'attaque en (A) et (B).

Les diodes D<sub>1</sub> et D<sub>2</sub> sont là pour court-circuiter les pointes positives qui pourraient être appliquées aux entrées des

portes lors de l'arrivée des flancs montants des tensions en (A) et (B).

Le circuit IC<sub>2</sub> nous fournit la porte qui commandera la remise au zéro des deux basculeurs quand Q et Q' seront hautes en même temps, plus les deux portes, montées chacune en inverseuse, destinées à introduire un petit retard dans la remise au zéro des basculeurs.

La troisième porte, inutilisée, a, comme cela doit se faire dans les circuits intégrés CMOS, ses deux entrées connectées à la masse.

Le transistor T<sub>1</sub> est le « miroir de courant » donnant i (courant nul quand Q est bas, égal à environ 1 mA quand Q est haut). Le transistor T<sub>2</sub> fait de même pour i'. Le transistor T<sub>3</sub> est le troisième miroir de courant, correspondant au T<sub>1</sub> de la figure 51.

Une chose semble manquer dans l'ensemble de la figure 53 : les filtres passe-bas R<sub>3</sub> C<sub>3</sub> et R<sub>4</sub> C<sub>4</sub> de la figure 44.

En fait, nous n'en avons plus besoin, le filtre passe-bas du PLL sera sur la sortie unique au point (M).

Quel est le courant fourni au point (M) par le montage de la figure 52 ? Il peut être :

– constamment nul, si les tensions en (A) et (B) sont en phase, ce qui correspond aux formes d'ondes de la figure 45 ;

– positif (allant vers la masse), valant zéro pendant une partie variable de la période des signaux en (A) et (B) et  $i_M$  pendant le reste de cette période, si le signal (B) présente un retard de phase croissant par rapport au signal (A) (formes d'ondes 3 et 4 de la figure 46) ;

– négatif (venant de la masse vers le point M), valant zéro pendant une partie de la période, et  $-i_M$  pendant le reste de la période, si le retard de phase de (B) est décroissant (formes d'ondes 5 et 6 de la figure 46).

Ce courant a donc une intensité moyenne qui correspond algébriquement au déphasage du signal en (B) par rapport au signal en (A). N'oublions pas, non plus, que sa valeur moyenne sera  $+i_M/2$  si la fréquence du signal en (B) est inférieure à celle du signal en (A), et  $-i_M/2$  si la différence des fréquences est en sens inverse.

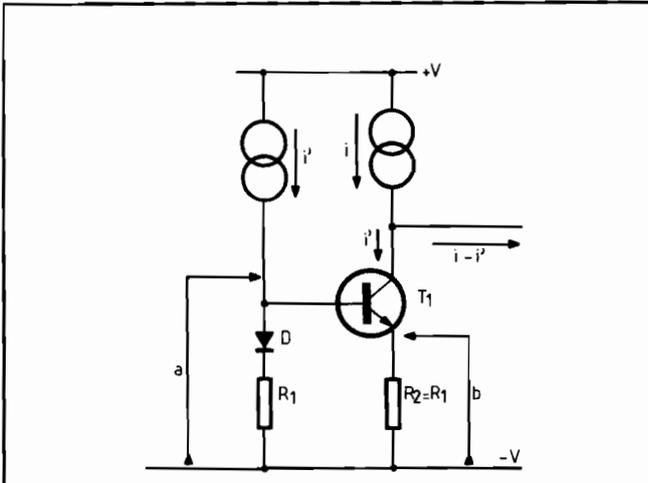


Fig. 51. - Le transistor  $T_1$  est monté ici en « miroir de courant », il permet de « recopier », sur son collecteur, le courant  $i'$  (mais il s'agit alors d'une source qui consomme ce courant et non d'une source qui le fournit). On peut alors obtenir facilement un courant qui soit la différence  $i-i'$ .

VCO doit recevoir une tension non nulle pour que la fréquence  $F$  ait la valeur requise, cela implique que la tension aura une valeur moyenne différente de zéro, donc que le courant sortant par (M) ne soit pas constamment nul. Pour qu'il en soit ainsi, nous avons vu que  $u_1$  et  $u_2$  doivent présenter un déphasage non nul. Or, pour obtenir un bon verrouillage, il est bien préférable de maintenir un déphasage nul (ou presque nul) entre  $u_1$  et  $u_2$ , parce que, dans ce cas, le courant de sortie du CPF est presque constamment nul, et présente donc des fluctuations de durée très courtes, bien plus faciles à éliminer par un filtre.

Si nous avons cependant envisagé le montage de la figure 53, c'est parce qu'il réagit parfaitement aux éventuelles variations rapides

de  $F_0$ , ces dernières agissant immédiatement sur  $e$ .

## Termes proportionnel et intégral

Nous retrouvons ici le problème de la commande en fréquence pour obtenir un asservissement en phase, que nous avons déjà évoqué plus haut (fig. 41). Le terme  $e$  (ou, plus exactement, sa valeur moyenne) est un terme proportionnel au déphasage, alors que le déphasage de  $u_2$  par rapport à  $u_1$  est proportionnel à l'intégrale de  $e$ .

Non, ne paniquez pas. Ce mot d'« intégrale », évoquant le calcul du même nom (qui n'est d'ailleurs pas le cauchemar que l'on croit), ne va pas vous obliger à utiliser le signe spécial en forme de S très allongé

## Agissons sur le VCO

Nous allons maintenant utiliser le courant produit en (M) par le montage de la figure 52 pour commander la fréquence de l'oscillateur VCO (Voltage Controlled Oscillator = oscillateur commandé par une tension) de la boucle verrouillée en phase (PLL) de la figure 32. On peut penser à l'utilisation du montage de la figure 53, où nous utilisons un résistor  $R$  pour convertir le courant de sortie en (M) en une tension,  $e$ , qui commandera en fréquence le VCO, mais les résultats seront médiocres.

D'abord, le courant fourni en (M) n'est pas continu, il est « découpé », comme nous l'avons dit, au rythme de la période des signaux en (A) et (B), c'est-à-dire des tensions  $u_1$  et  $u_2$ . Notre VCO va donc fournir un signal modulé en fréquence, à moins qu'il ne comporte un filtre lui permettant de ne tenir compte que de la valeur moyenne de la tension  $e$ .

Ensuite, lorsque le verrouillage aura été réalisé, on ne sait pas si les tensions  $u_1$  et  $u_2$  seront en phase. En effet, si l'entrée de commande du

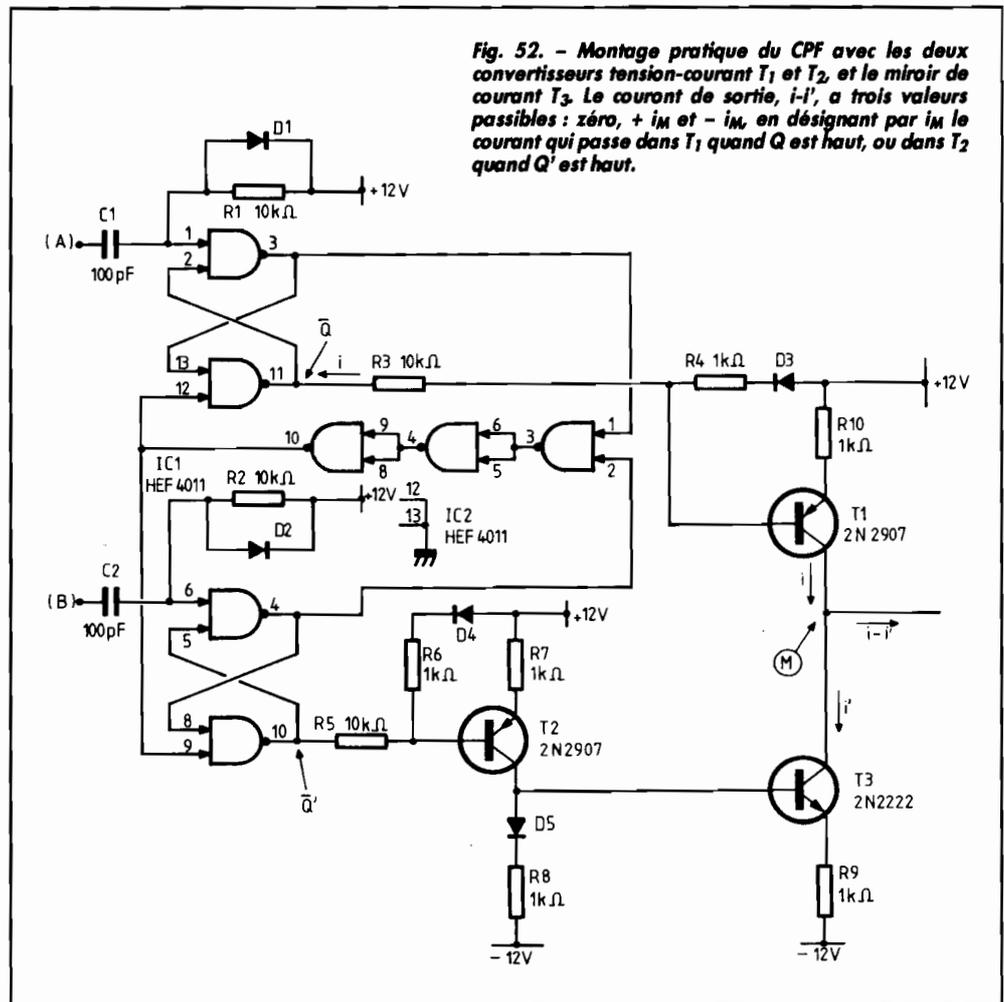


Fig. 52. - Montage pratique du CPF avec les deux convertisseurs tension-courant  $T_1$  et  $T_2$ , et le miroir de courant  $T_3$ . Le courant de sortie,  $i-i'$ , a trois valeurs possibles : zéro,  $+i_M$  et  $-i_M$ , en désignant par  $i_M$  le courant qui passe dans  $T_1$  quand  $Q$  est haut, ou dans  $T_2$  quand  $Q'$  est haut.

(que Gramme, l'inventeur de la dynamo, qualifiait de « porte-manteau » qui terrifiait à tort) les réfractaires aux maths.

Cela signifie seulement que, si  $e$  est constant et positif, le déphasage de  $u_1$  par rapport à  $u_2$  va croître proportionnellement au temps. Si  $e$  est négatif, ce déphasage va diminuer, toujours suivant une loi linéaire en fonction du temps.

Un exemple très simple d'intégrale est la tension  $u$  obtenue aux bornes d'un condensateur chargé par un courant d'intensité  $i$ . Si  $i$  est nul,  $u$  est constante ; si  $i$  est positif et constant,  $u$  croît linéairement en fonction du temps, alors que, avec  $u$  négatif et constant,  $u$  décroît linéairement en fonction du temps. Donc  $u$  est l'« intégrale » de  $i$ , c'est tout.

## Mettons quelques nombres là-dessus

Peut-être les lecteurs trouveront-ils que l'utilisation du diviseur de fréquence par  $N$  complique les choses. Il n'en est rien : il se contente de donner à la tension  $u_1$  la fréquence  $F/N$ , le VCO fournissant un signal de fréquence  $F$ . Le but est, rappelons-le, d'obtenir une fréquence  $F$  qui soit  $N$  fois plus grande que  $F_0$ , fréquence de la tension  $u_2$ .

Pour faire quelques calculs, nous devons d'abord connaître la « sensibilité » du VCO, autrement dit savoir comment il réagit à la tension qui le commande en fréquence. Nous supposons que, quand cette tension,  $e$ , est nulle, le VCO nous donne une fréquence  $F_r$  (fréquence de repos). Si le VCO est bien réalisé, la variation de fréquence  $F - F_r$ , qu'entraîne la commande  $e$  est proportionnelle à  $e$ .

Nous pouvons exprimer la fréquence  $F$  sous la forme :  
 $F = F_r + A e$   
 où  $A$  est la « sensibilité » du VCO, que l'on exprimera en hertz par volt (Hz/V). Le CPF a, lui aussi, une certaine « sensibilité », exprimant

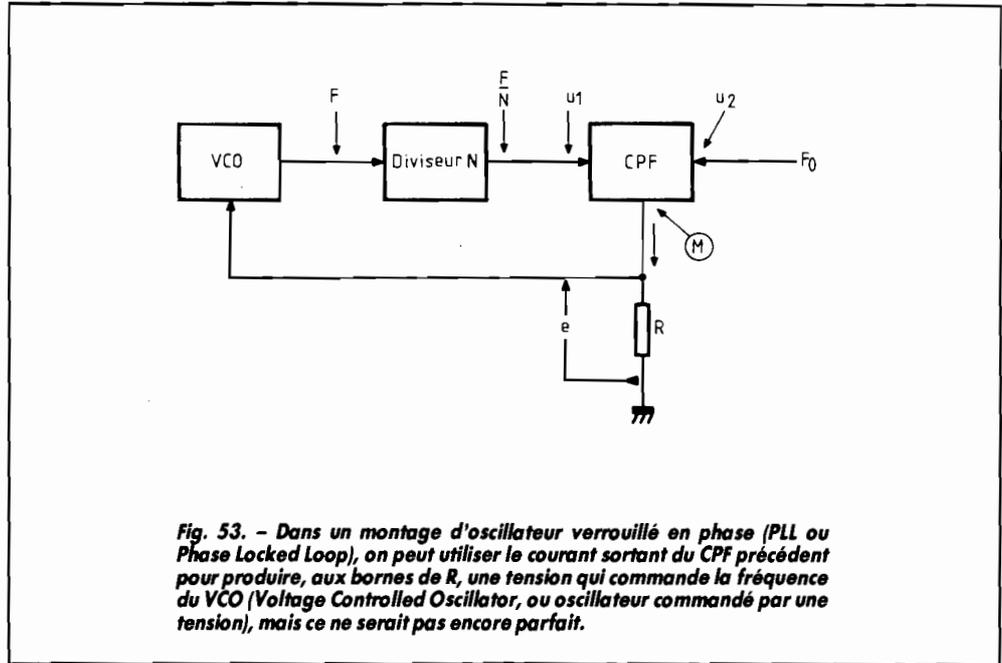


Fig. 53. - Dans un montage d'oscillateur verrouillé en phase (PLL ou Phase Locked Loop), on peut utiliser le courant sortant du CPF précédent pour produire, aux bornes de  $R$ , une tension qui commande la fréquence du VCO (Voltage Controlled Oscillator, ou oscillateur commandé par une tension), mais ce ne serait pas encore parfait.

comment il réagit, par la tension de sortie  $e$ , qui vaut  $Ri$ , à la différence de phase  $\Phi$  entre les tensions  $u_1$  et  $u_2$ . Cette sensibilité s'exprime en volts par radian.

## Le radian

Pourquoi utiliser le radian (symbole rd) comme unité d'angle ? Cela se fait toujours pour les calculs, car c'est ainsi qu'on obtient les résultats les plus simples. Rappelons que le radian est un angle qui intercepte, sur une circonférence centrée en son sommet, une longueur d'arc égale au rayon de ladite circonférence.

Autrement dit, un « tour » complet ( $360^\circ$ ) intercepte, sur une circonférence de rayon  $r$ , une longueur d'arc égale à  $2\pi r$ , et vaut donc  $2\pi$  radians. Un radian correspond donc à  $360/2\pi$  degrés, ce qui fait environ  $57,3^\circ$ .

La tension  $e$  qui va commander le VCO est donc :

$e = B \Phi$   
 en désignant par  $B$  la « sensibilité » du CPF en  $V/rd$ . Le déphasage  $\Phi$  entre  $u_1$  et  $u_2$  est donné, en fonction de  $e$ , par la loi :  
 $\Phi = A e t / N$   
 où  $A$  est la sensibilité du VCO en  $Hz/V$ ,  $t$  le temps et  $N$  le rapport de division de fréquence entre  $F$  et  $u_1$ .

Un calcul que nous ne détaillerons pas nous dit que la « fréquence de coupure de la boucle asservie » est :  
 $F_0 = A B / N$

## Fréquence de coupure de l'asservissement

Expliquons de quoi il s'agit. Le système de la figure 53 a pour but de maintenir, par une boucle d'asservissement, la fréquence de  $u_1$  égale à  $F_0$ . On dit qu'il y a une « boucle » parce que le VCO agit sur le CPF, qui agit sur le VCO. Il y a « asservissement » parce que le couplage en boucle permet de forcer la fréquence du VCO à être égale à  $N F_0$ .

Supposons que, maintenant, la fréquence  $F_0$ , au lieu d'être parfaitement constante, soit régulièrement variable, et que l'on fasse  $p$  variations de cette fréquence par seconde. Le système asservi va commencer, pour  $p$  faible, par « suivre parfaitement », c'est-à-dire que la fréquence  $F$  va rester, à chaque instant, parfaitement égale à  $N F_0$ .

En gardant la même « excursion de fréquence » pour  $F_0$ , nous allons maintenant aug-

menter  $p$ , c'est-à-dire rendre plus rapides les changements de fréquence de la référence  $F_0$ . Il y a une valeur de  $p$  à partir de laquelle les variations de fréquence de la tension  $u_2$  ne « suivront » plus aussi bien celles de  $F_0$ , trop rapides.

Quand la variation de la fréquence de  $u_2$  est tombée à 70 % de ce qu'elle devrait être pour « suivre » parfaitement celle de  $F_0$ , on dit que l'on atteint le « point 3 dB », par analogie avec la réponse d'un filtre passe-bas, pour lequel, à une fréquence  $F_c$ , dite fréquence de coupure, l'amplitude de sortie tombe à 70 % de ce qu'elle était à fréquence basse.

Donc, dans le cas de notre ensemble de la figure 53, à la fréquence  $F_c = A B / N$ , on dit que la boucle d'asservissement ne répond plus aux variations de  $F_0$ .

Cette valeur  $F_0$  est importante à connaître.

Elle nous indique, en effet, la durée de la « capture », c'est-à-dire le temps que met la fréquence du VCO pour se stabiliser à  $N F_0$  à partir de l'instant où l'on applique à l'ensemble le signal  $u_2$  à fréquence  $F_0$ , ou à partir de l'instant où  $F_0$  présente une variation brusque. Plus  $F_c$  est grande, plus cette capture est rapide.

### Le terme intégral

Nous avons dit que la solution de la figure 53 n'était pas idéale, parce que, quand l'asservissement est réalisé, il peut rester un déphasage entre  $u_1$  et  $u_2$ , ce qui est mauvais pour la qualité de l'asservissement.

Nous voudrions aussi que, si les deux fréquences  $F/N$  et  $F_0$  présentent une nette différence, le VCO glisse dans le sens qu'il faut pour faire disparaître cette différence.

La solution est d'une simplicité... intégrale (c'est le mot juste !), puisqu'il suffit de passer au schéma de la figure 54.

Ce qui est essentiel, dans cette figure, c'est la présence du condensateur C. En effet, la tension  $e$ , appliquée au VCO (par l'intermédiaire du filtre passe-bas R'C' sur lequel nous reviendrons), ne comporte plus uniquement le terme  $R_i$  (i étant le courant moyen venant du CPF), mais, maintenant, il s'y ajoute la tension aux bornes de C.

Or, cette dernière, si i comporte une composante continue, augmente indéfiniment (enfin, elle ne va pas arriver à 40 kV quand même, il y a des limites à tout).

Donc, si  $F/N$  est inférieur à  $F_0$ , la commande du VCO poussera sa fréquence vers le haut, jusqu'à ce que  $F/N$  soit égale à  $F_0$  (pour que ce soit possible, il faut, bien évidemment, que la fréquence maximale du VCO soit supérieure à  $N F_0$ .)

La présence du condensateur C a introduit, dans la tension de commande du VCO, un terme qui augmente indéfiniment si i n'est pas nul. Autrement dit, nous avons introduit là un « terme intégral », qui donne toute sa qualité à l'ensemble et lui permet de verrouiller la boucle avec un déphasage nul entre  $u_1$  et  $u_2$ .

De plus, avec ce système, en désignant par  $F_{min}$  et  $F_{MAX}$  les fréquences minimale et maximale de VCO, tant que  $F_0$  restera comprise entre  $F_{min}/N$  et  $F_{MAX}/N$ , la capture pourra avoir lieu.

Nous avons ainsi, en quelque sorte, rendu « infinie » la « sensibilité » du CPF au dé-

phasage prolongé entre  $u_1$  et  $u_2$ . On peut dire que, dans le schéma de la figure 54, le résistor R rend le système sensible aux variations rapides de la fréquence  $F_0$ , le condensateur C rendant le tout sensible à la valeur moyenne du déphasage entre  $u_1$  et  $u_2$ .

Si nous avons si longuement disserté sur ces termes « proportionnel » (dû à R) et « intégral » (dû à C), c'est parce que nous pensons que cela pourra aider les lecteurs quand ils rencontreront des schémas d'asservissements où figurent ces deux termes (il y en a même souvent un troisième, le terme « dérivé », ou « différentiel », ce qui explique le sigle « PID » : (Proportionnel, Intégral, Différentiel) qui caractérise certains asservissements très évolués.

### Et le filtre R'C' ?

Le rôle du filtre passe-bas R'C' de la figure 54 (que nous aurions pu déjà faire apparaître sur la figure 53) est, tout simplement, d'éliminer les composantes à fréquence  $F_0$  de la tension de commande du VCO.

Il ne faut pas oublier, en effet, que le courant de sortie du CPF de la figure 52 est tout sauf continu, comme nous l'avons déjà précisé. Il faut donc ne tenir compte que de sa valeur moyenne, en éliminant sa composante à fréquence élevée par un filtre passe-bas, ce que fait le réseau R'C'.

La fréquence « de coupure à 3 dB » de ce dernier est :

$$F_2 = 2 \pi R'C'$$

On choisira cette fréquence  $F_2$  nettement plus faible que la valeur  $F_0$ , dix à vingt fois si l'on peut, pour éliminer aussi bien que possible les composantes à la fréquence  $F_0$ , sans toutefois prendre ce produit trop grand, car il ne faut pas ralentir la réponse du système asservi.

Si l'on poussait la théorie très loin (nous nous en garderons), on pourrait justifier ce qui suit, que nous énonçons sans « validation mathématique ».

La valeur  $F_3 = 1/2 \pi R C$  doit être inférieure au tiers (et

même, de préférence, au cinquième) de la valeur :

$$F_c = AB/N$$

Cette exigence, pour ceux qui ont poussé loin l'étude des systèmes asservis, tient à la nécessité de ne pas rapprocher trop deux « pôles » dans la courbe de réponse. Mais nous n'insisterons pas là-dessus, il faudrait une bonne dizaine de pages pour l'expliquer clairement.

Toujours pour la même raison, il faut aussi que  $F_2$  (coupure à 3 dB de R'C') soit au moins trois (cinq de préférence) fois plus grande que  $F_c$ .

On voit que le calcul du filtre d'un PLL est très complexe, d'autant plus que... nous n'avons pas tout dit : on rajoute souvent un condensateur C'' en parallèle sur l'ensemble R-C, c'est-à-dire entre la sortie du CPF et la masse.

Dans ce cas, il vaut mieux se référer à un manuel d'application, où l'on trouve les valeurs des éléments du filtre déjà calculées.

### Autre méthode de multiplication

Nous allons maintenant quitter le PLL, sur lequel nous nous sommes beaucoup (trop ?) étendus, pour passer à une autre méthode de multiplication de fréquence.

En fait, ce que nous obtenons par cette méthode est un signal un peu bâtarde car il n'a pas la belle périodicité des signaux « classiques », mais il peut, par exemple, être très utile pour de nombreuses applications.

Par exemple, quand de l'essence coule dans le réservoir de votre voiture, un capteur adéquat délivre des impulsions, à raison de -, par exemple -, cent tops par litre. Il nous faut un circuit adéquat qui réalise une multiplication du nombre de tops par un coefficient (trop grand, bien sûr) pour afficher sur un compteur le total (trop élevé) à payer.

Comme le prix du litre de carburant est sujet à des variations (trop) nombreuses (dans la quasi-totalité des cas, ces

variations vont dans le sens croissant), il faut que l'on puisse afficher facilement le coefficient multiplicateur. Là, peu importe le fait que les impulsions à compter soient régulièrement espacées, le nombre total est seul important.

Pour obtenir un tel résultat, on peut utiliser un circuit intéressant et relativement peu connu : le « BRM ». Il ne s'agit pas du Bureau des Recherches Minières, mais du « Bite Rate Multiplier », ce que l'on peut traduire par « Multiplicateur du régime de tops ».

On ne parle pas, dans ce nom, de « fréquence », car le signal que l'on va obtenir n'a pas une « véritable » fréquence.

### Retenons n tops sur dix

Le principe de base du multiplicateur de régime, tel que le HEF 4527, est le suivant : on va combiner un compteur décimal et des portes, de telle façon que, sur dix impulsions d'entrée, on ne laissera passer :

- aucune d'entre elles
  - une seule sur les dix
  - deux, trois... ou neuf d'entre elles
- suivant les commandes appliquées aux entrées A, B, C et D, dites « de programmation ».

La figure 55 indique comment le tout est organisé.

On voit que le circuit comporte une « décade » de comptage, ensemble de quatre basculeurs qui peut avoir dix états différents, numérotés de zéro (inclus) à neuf (inclus). En fait, avec quatre basculeurs, on pourrait avoir seize états différents, mais on s'arrange, par des couplages adéquats, pour que six d'entre eux soient « sautés » lors de l'envoi de dix tops à la décade.

Cette décade est commandée par une entrée d'horloge et par un signal dit « entrée d'autorisation » (Enable in). Ce dernier signal agit par un « inverseur »,  $I_1$  ; c'est donc quand elle est au niveau bas que la décade est « autorisée » à compter les impulsions d'horloge.

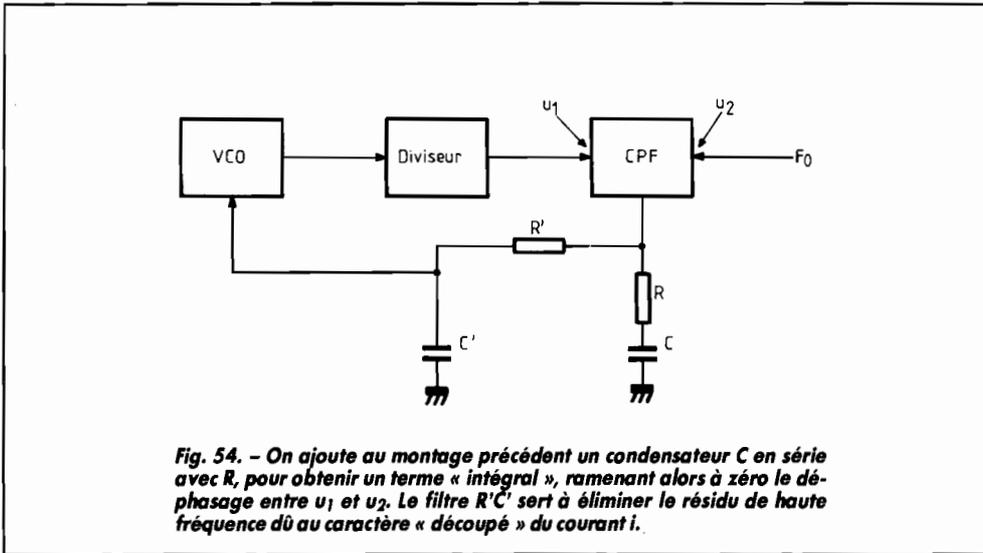


Fig. 54. - On ajoute au montage précédent un condensateur C en série avec R, pour obtenir un terme « intégral », ramenant alors à zéro le déphasage entre  $u_1$  et  $u_2$ . Le filtre  $R'C'$  sert à éliminer le résidu de haute fréquence dû au caractère « découpé » du courant  $i$ .

autres entrées, le signal K, qui est le signal d'horloge inversé par  $I_2$ , et le signal de « Strobe », également inversé.

Donc, si l'entrée « Strobe » (10) est au niveau bas, les impulsions appliquées en K (signaux d'horloge inversés) passeront vers la sortie  $S_2$  (via le circuit « OU ») si le signal T, étant au niveau haut, leur en donne l'autorisation.

(à suivre)

J.-P. OEHMICHEN

S'il en est ainsi, chacune de ces impulsions fait passer la décade d'un état au suivant et, quand la décade est à l'état numéro 9, l'impulsion suivante la fait repasser à l'état 0. Bref, cela se passe comme dans toutes les déca-

des, à part une disposition relativement non-conventionnelle des couplages entre basculeurs.

Si l'entrée d'autorisation est à l'état logique haut, l'horloge est sans effet sur la décade. Les sorties des basculeurs

constituant la décade commandent le jeu de portes. Ces dernières reçoivent également les entrées de programmation A, B, C et D, et envoient le signal T au circuit « ET » à trois entrées.

Ce dernier reçoit, sur ses deux

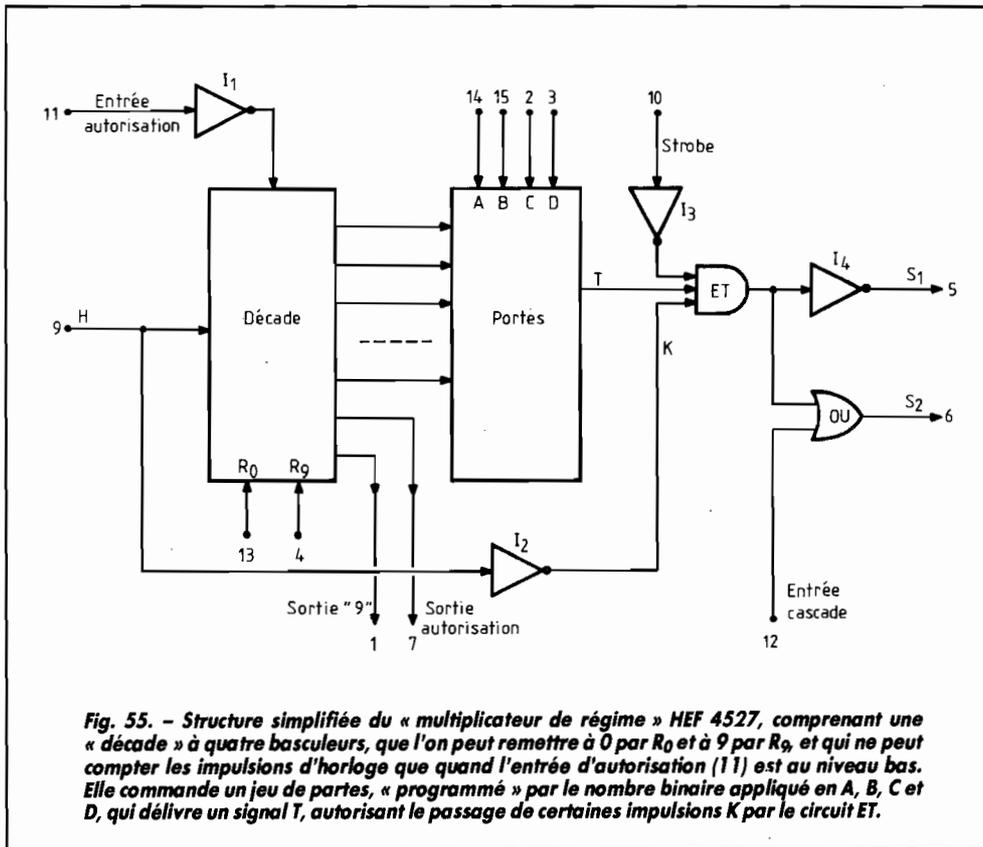


Fig. 55. - Structure simplifiée du « multiplicateur de régime » HEF 4527, comprenant une « décade » à quatre basculeurs, que l'on peut remettre à 0 par  $R_0$  et à 9 par  $R_9$ , et qui ne peut compter les impulsions d'horloge que quand l'entrée d'autorisation (11) est au niveau bas. Elle commande un jeu de portes, « programmé » par le nombre binaire appliqué en A, B, C et D, qui délivre un signal T, autorisant le passage de certaines impulsions K par le circuit ET.

LE PROCHAIN NUMERO DU HAUT-PARLEUR  
**SPECIAL CAMESCOPIES**  
SERA MIS EN VENTE LE 15 AVRIL 1991  
Retenez-le dès maintenant chez votre marchand de journaux