

# Pratique de l'électronique

## Division et multiplication de fréquence

Nous avons presque terminé la description du comparateur de phase et de fréquence, élément essentiel de la technique PLL.

Encore un petit effort et nous découvrirons qu'avec un peu d'astuce ce dispositif peut se révéler très performant et piloter directement des générateurs de courant... qui piloteront à leur tour un VCO. Mais cela, c'est une autre histoire.

**6<sup>e</sup> PARTIE**  
voir N° 1780 et suivants

**Accrochez vos ceintures, l'explication commence !**

Donc, comme nous l'avons vu, si les signaux en A et B sont rigoureusement en phase (fig. 45), nous aurons, sur les sorties Q et Q', deux montées au niveau haut d'une durée minuscule  $T_0$ , suivies immédiatement de redescente.

En fait, les formes d'ondes de la figure 45 ont été dessinées en exagérant nettement la valeur de  $T_0$ , car, dans la réalité, on ne voit, en examinant les signaux de ces sorties à l'oscilloscope, que des minuscules tops, à peine visibles tant ils sont fins. Il va de soi que les valeurs moyennes u et v sont alors parfaitement nulles, les sorties Q et Q' étant au niveau bas pendant 99,999... % du temps.

Supposons maintenant (fig. 46) que le signal en B ait un retard de phase d'environ un quart de période par rapport au signal en A. Il peut sembler logique que les

signaux sur les sorties Q et Q' soient ceux que l'on voit sur les courbes (3) et (4) de la figure. Les deux sorties étant basses au moment de l'arrivée d'un flanc descendant en A (temps  $t_1$ ), la sortie Q va monter. Au temps  $t_2$ , où arrive un flanc descendant en B, Q' va monter à son tour, déclenchant donc la redescente presque immédiate de Q et Q'.

Et, en effet, ce sont bien les signaux que l'on observera si les sorties Q et Q' étaient basses toutes les deux au temps  $t_1$ , c'est-à-dire quand un flanc descendant arrive en A.

Notons bien que Q, comme

Q', ne redescendent pas au moment **exact** de l'arrivée du flanc descendant en B : ces deux descentes sont retardées du minuscule temps  $T_0$ , dont nous avons déjà parlé, par rapport au temps  $t_2$ .

**Cela peut se passer autrement**

Oui, mais... supposons maintenant que la sortie Q' ait été haute au temps  $t_1$ . Les courbes (5) et (6) de la même figure nous montrent ce qui se passe. En effet, à l'instant  $t_1$ , Q va monter. Comme Q' est haut, cela va entraîner une redescente presque immédiate de

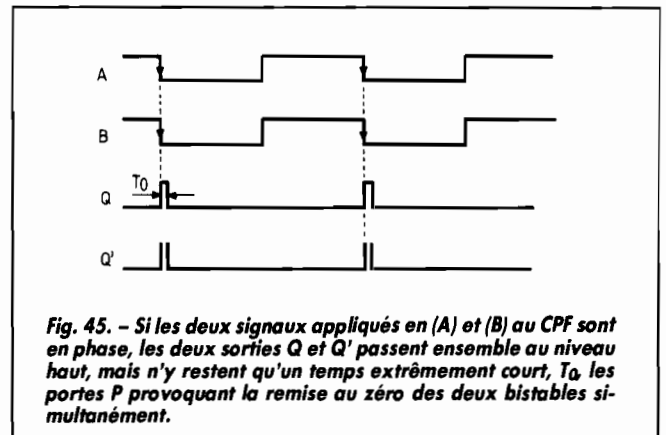


Fig. 45. - Si les deux signaux appliqués en (A) et (B) au CPF sont en phase, les deux sorties Q et Q' passent ensemble au niveau haut, mais n'y restent qu'un temps extrêmement court,  $T_0$ , les portes P provoquant la remise au zéro des deux bistables simultanément.

Q (et de Q'). A l'instant  $t_2$ , Q' monte, mais reste haut (il le peut, puisque Q est bas).

Au flanc descendant suivant sur A, nous retrouvons un minuscule top sur Q, une descente de Q'... et ainsi de suite. Donc, avec un signal en B présentant un retard de phase d'un quart de période par rapport au signal en A, nous pouvons avoir :

1° un signal sur Q haut pendant 25 % du temps, bas pendant 75 % du temps, le signal sur Q' étant fait de tops très fins ;

2° un signal sur Q fait de tops très fins, la sortie Q' étant haute pendant 75 % du temps, basse pendant 25 % du temps.

Mais alors, quelles sont les « bonnes » formes d'ondes ? Les (3) et (4), ou les (5) et (6) ? La réponse est la même que celle qui est donnée à la question « Quel est l'état de la sortie Q du basculeur de la figure 36 ? », et cette réponse est : « Cela dépend de ce qui s'est passé antérieurement. » Nous comprendrions très bien que les lecteurs soient agacés par une telle réponse, objectant : « Mais les signaux en A et B sont périodiques, ils durent comme cela depuis longtemps. On ne va tout de même pas en déconnecter un pendant quelques périodes pour le reconnecter juste au bon moment ! »

Non, ce n'est pas ainsi que l'on va procéder, mais c'est nettement plus subtil.

## Qui a pris du retard ?

Commençons par envoyer en A et B des signaux rigoureusement synchrones (déphasage 0). Nous aurons, sur les sorties Q et Q', les formes d'ondes indiquées sur la figure 45.

Faisons prendre maintenant au signal en B un minuscule retard de phase, correspondant à un écart entre les flancs descendants inférieur à  $T_0$ . Le passage au niveau haut de la sortie Q va se trouver très légèrement prolongé ; donc, si nous faisons croître encore le

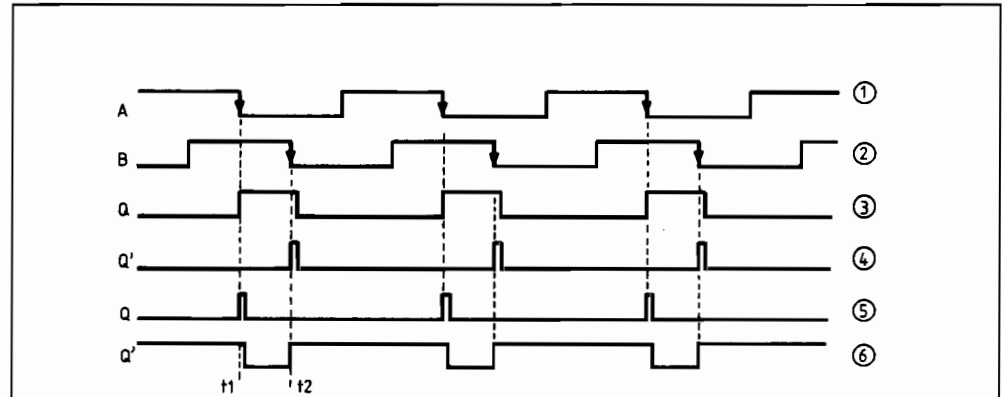


Fig. 46. – Quand les signaux appliqués aux entrées (A) et (B) du CPF ne sont pas en phase, les sorties Q et Q' peuvent fournir des signaux tels que ceux que l'on voit en (3) et (4). Mais il se peut aussi que ces signaux aient les formes représentées sur les courbes (5) et (6).

retard de B par rapport à A, ce sont les signaux correspondant aux formes d'ondes (3) et (4) qui apparaîtront sur Q et Q'.

A l'opposé, toujours en parlant du synchronisme des signaux en A et B, donnons au signal en B une toute petite avance de phase par rapport à A. Ce sera l'inverse, le signal en Q se réduira à des tops très fins, le signal en Q' devenant immédiatement haut pendant une partie croissante de la période.

Donc si, comme dans le premier cas, le signal en B prend un retard de phase croissant par rapport au signal A, la sortie Q' sera toujours faite de tops très fins, la sortie Q variant comme celle d'un phasemètre à bistable R-S (celui de la fig. 37).

En revanche, si, comme dans le second cas, le signal de B prend une avance de phase croissante (que l'on peut qualifier de retard de phase décroissant) par rapport au signal A, c'est la sortie Q qui se compose de tops très fins, la sortie Q' présentant l'aspect de celle d'un phasemètre de type R-S.

Or, que signifie « B présente un retard de phase croissant par rapport à A » ? Tout simplement que la fréquence de B est inférieure à celle de A.

Si, au contraire, le retard de phase de B par rapport à A est décroissant, cela veut dire que la fréquence de B est supérieure à celle de A.

## Résumons-nous !

Si l'on envoie en A un signal à fréquence  $F_0$  et, en B, un signal à fréquence  $F_1$ , inférieure à  $F_0$ , le déphasage en retard de B par rapport à A ira en croissant, les formes d'ondes sur les sorties Q et Q' auront l'aspect qu'illustrent les courbes (3) et (4).

La tension  $u$  va donc croître de zéro jusqu'au maximum chaque fois que le déphasage va de 0 à  $360^\circ$ , retombant brusquement à zéro quand le déphasage dépasse  $360^\circ$ , pour recommencer à croître. Pendant ce temps, la tension  $v$  restera pratiquement nulle.

Si, maintenant,  $F_1$  est supérieure à  $F_0$ , les signaux présents sur les sorties Q et Q' auront les formes qu'illustrent les courbes (5) et (6) de la figure 46.

La tension  $u$  va donc rester pratiquement nulle, tandis que la tension  $v$  sera maximale dès que le signal en B présentera une petite avance de phase par rapport à A, après quoi elle décroîtra régulièrement jusqu'à zéro, atteignant cette valeur quand le signal en B, ayant pris une période d'avance par rapport à A, se retrouvera en phase avec ce dernier.

Il faut bien prendre conscience du fait que le passage du régime défini par les courbes (3) et (4) de la figure 46 au régime défini par les courbes (5) et (6) de cette

même figure se fait comme suit.

Quand les deux signaux arrivent en concordance de phase, si  $F_1$  est inférieur à  $F_0$  (autrement dit, si le déphasage en retard du signal B par rapport au signal A est croissant), le montage passe dans le régime défini par les courbes (3) et (4) de la figure 46 (ou y reste s'il y est déjà).

Quand les signaux A et B arrivent en concordance de phase,  $F_1$  étant supérieur à  $F_0$  (autrement dit, si le retard de phase de B par rapport à A est décroissant), le montage passe dans le régime défini par les courbes (5) et (6) de la figure 46 (ou y reste s'il y est déjà).

## Un montage « séquentiel au second degré »

Il y a là une difficulté très grande pour la compréhension du fonctionnement de ce « CPF ». On peut y voir un degré de plus dans l'augmentation de difficulté quand on passe d'un circuit « combinatoire » à un circuit « séquentiel ».

En effet, un circuit dit « combinatoire » (comme une porte, un additionneur parallèle) a une « table de vérité » (quel nom grandiose et biblique, mais c'est le nom classique). Autrement dit, quand on connaît, à un moment donné,

les états de toutes ses entrées, on connaît, sans ambiguïté, les états de ses sorties (ou l'état de sa sortie, s'il n'y en a qu'une).

Par exemple, si vous appliquez aux entrées d'un circuit « ou exclusif » un niveau haut sur l'une, bas sur l'autre, vous pouvez être sûr que le niveau de la sortie est haut, et cela quel que soit l'ordre dans lequel vous avez appliqué les niveaux aux entrées (la haute d'abord, la basse ensuite, ou le contraire), et quelles qu'aient pu être les variations des niveaux de ces entrées avant le moment considéré.

Le circuit combinatoire est donc un « brave circuit », dont le comportement est aisé à prévoir.

Les choses deviennent plus complexes si vous considérez un basculeur bistable, comme le montage de la figure 36. Le fait de savoir que, au moment qui vous intéresse, les entrées S et R sont hautes toutes les deux ne suffit pas pour vous permettre de connaître le niveau de la sortie Q : il peut tout aussi bien être haut que bas.

Pour ce circuit, on ne peut établir une « table de vérité » simple, ne faisant pas intervenir le temps. Car c'est là qu'intervient l'idée de « séquentiel » : il nous faut connaître la « séquence » des valeurs appliquées aux deux entrées pour pouvoir connaître le niveau de Q.

Les états actuels des entrées ne suffisent plus, il nous faut connaître l'histoire de ces états.

Dans le cas du montage de la figure 36, il nous faut savoir quelle est l'entrée (R ou S) qui est passée en dernier à l'état logique bas.

Dans le cas du CPF, il nous faut plus encore. Sur la figure 46, nous indiquons les formes d'ondes des signaux appliqués en A et B. On peut donc dire que nous connaissons bien l'« histoire » de ces signaux, et pourtant, cela ne suffit pas encore.

Il nous faut donc, pour le CPF, connaître non seulement l'histoire des signaux (les formes d'ondes en A et B), mais la façon dont cette histoire s'est modifiée. Il faut, en quelque

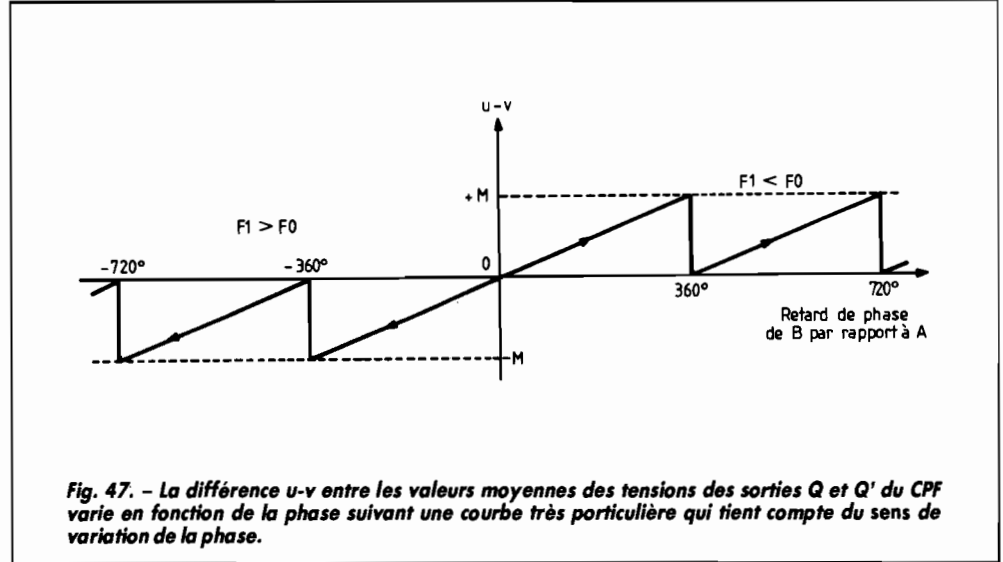


Fig. 47. - La différence  $u-v$  entre les valeurs moyennes des tensions des sorties Q et Q' du CPF varie en fonction de la phase suivant une courbe très particulière qui tient compte du sens de variation de la phase.

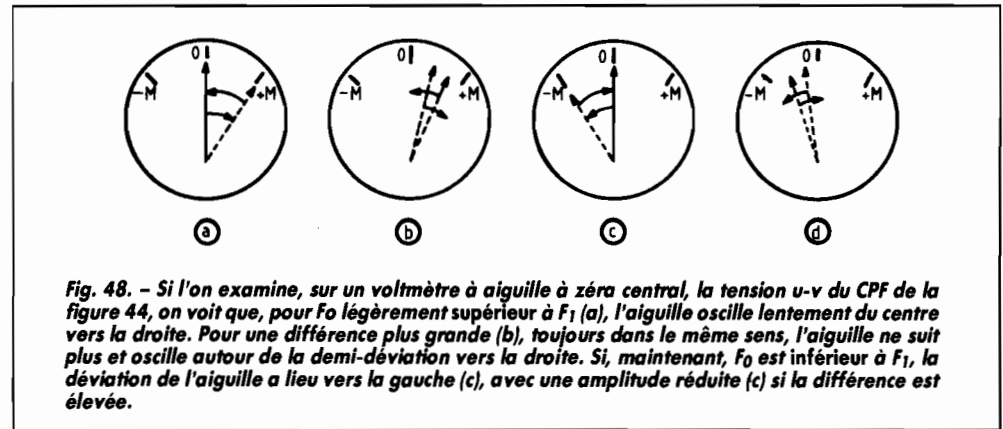


Fig. 48. - Si l'on examine, sur un voltmètre à aiguille à zéro central, la tension  $u-v$  du CPF de la figure 44, on voit que, pour  $F_0$  légèrement supérieur à  $F_1$  (a), l'aiguille oscille lentement du centre vers la droite. Pour une différence plus grande (b), toujours dans le même sens, l'aiguille ne suit plus et oscille autour de la demi-déviations vers la droite. Si, maintenant,  $F_0$  est inférieur à  $F_1$ , la déviation de l'aiguille a lieu vers la gauche (c), avec une amplitude réduite (d) si la différence est élevée.

sorte, connaître maintenant « l'histoire de l'histoire ». Donc, il est normal que la compréhension du fonctionnement de ce CPF soit horriblement difficile, et l'auteur représente ses excuses aux lecteurs du *Haut-Parleur* pour l'effort intellectuel anormal qu'il leur a demandé (les frais d'aspirine ne seront, hélas ! pas pris en compte par la Rédaction).

### Une détection de phase sur 720° !

Si l'on considère que la tension de sortie du montage est la différence  $u-v$ , la courbe de réponse en phase de ce « CPF » est fort curieuse. La figure 47 permet de s'en faire une idée.

Ce qui frappe au premier abord, sur cette courbe, c'est la

partie droite, passant par le centre, et allant de  $-360^\circ$  à  $+360^\circ$ . N'oublions pas que, quand les signaux sont en phase et que B prend un retard de phase croissant, les signaux sur Q et Q' sont ceux des courbes (3) et (4) de la figure 46.

La tension  $u$  est donc positive,  $v$  est quasi nulle, et nous avons, pour un déphasage en retard croissant de 0 à  $360^\circ$ , une sortie positive sur  $u-v$ , croissant de zéro au maximum.

Si, maintenant, le retard de phase du signal B par rapport au signal A diminue, au passage par le synchronisme entre A et B, les formes d'ondes sur Q et Q' changent, elles deviennent celles des courbes (5) et (6) de la figure 46.

La tension  $u$  est donc quasi nulle,  $v$  croît en fonction du déphasage, et nous avons,

jusqu'au déphasage de  $-360^\circ$ , une partie droite, qui prolonge celle que nous avions trouvée à droite du zéro.

### Avec un appareil à aiguille en sortie

Supposons que, maintenant, nous mettions un voltmètre entre les deux fils marqués  $u$  et  $v$  sur la figure 44. Il va, par son branchement même, nous indiquer la valeur de la différence  $u-v$ .

Or, cette différence peut être positive (quand  $v$  est quasi nulle), nulle (si les signaux en (A) et (B) sont en concordance de phase), ou négative (si la tension en  $u$  est quasi nulle). Il nous faudra donc un voltmètre « à zéro central », c'est-à-dire

un instrument relativement rare.

Ce branchement étant fait, procédons comme nous l'avons fait sur la figure 42 : l'entrée (A) reçoit un signal à fréquence fixe  $F_0$  et, avec un générateur, nous appliquons un signal à fréquence  $F_1$  sur l'entrée (B).

Au début, nous avons réglé le générateur exactement à la fréquence  $F_0$ , et il se trouve que son signal est exactement en phase avec celui qui est appliqué en (A). Les deux tensions  $u$  et  $v$  sont quasi nulles : le voltmètre marque zéro.

Diminuons maintenant à peine la fréquence du générateur : le signal en (B) va prendre progressivement du retard de phase (croissant) par rapport à (A). La courbe de la figure 47 est donc parcourue de gauche à droite sur sa moitié droite.

On voit donc l'aiguille aller lentement de la position médiane (zéro) au maximum à droite, + M, comme le montre la figure 48 (a). Quand l'aiguille atteint le maximum à droite, elle revient brusquement au zéro (il y a déphasage d'une période entière, soit de zéro), après quoi, elle repart lentement à droite.

Diminuons encore la fréquence du générateur. Le même phénomène se produit, mais plus rapidement. Si la différence  $F_0 - F_1$  devient trop grande, l'aiguille ne peut plus suivre un mouvement rapide de cette amplitude, et elle oscille autour d'une zone à mi-course à droite du zéro (fig. 48 b).

A la limite, pour une différence  $F_0 - F_1$  très grande, l'aiguille reste pratiquement immobile, à mi-déviations vers la droite.

Augmentons maintenant la fréquence du générateur : la valeur de  $F_1$  va repasser par  $F_0$  puis monter plus haut. Le signal en (B) présente alors, par rapport au signal en (A), un retard de phase qui décroît (ou, en d'autres termes, une avance de phase qui croît).

On parcourt alors la courbe de la figure 47 de droite à gauche, dans sa moitié gauche. La différence  $F_1 - F_0$  étant très faible, l'aiguille va aller lentement vers le maximum de

gauche, - M, au fur et à mesure que le signal (B) prend de l'avance de phase par rapport à (A), puis revenir brusquement à zéro quand le déphasage atteint  $360^\circ$  (fig. 48 c).

Augmentons la fréquence  $F_1$  : le mouvement de l'aiguille s'accélère, mais, du fait de son inertie, elle aura une amplitude plus faible dans son déplacement. Elle va donc, comme le montre la figure 48 (d), osciller dans une plage située à gauche du zéro.

A la limite, quand  $F_1$  devient très supérieure à  $F_0$ , la fréquence du mouvement de l'aiguille devenant grande, elle n'a plus qu'un mouvement d'amplitude presque nulle, et reste à mi-course à gauche.

Donc, si nous utilisons correctement sa tension de sortie, il pourra commander notre VCO de telle sorte que la plage de capture de la boucle verrouillée en phase (PLL) soit infinie. Les autres phasemètres refusaient de fonctionner quand la différence entre les fréquences des signaux étaient trop grandes, ce qui limitait, par là même, la plage de capture.

Il nous faudra donc utiliser « correctement » la tension de sortie  $u-v$ . Il faudra d'abord l'obtenir autrement que par le branchement d'un voltmètre entre deux points : nous voulons une tension qui soit proportionnelle à  $u-v$ , mais qui ait un pôle à la masse.

Plus exactement, nous allons chercher à obtenir un courant

figure 49 indique le moyen d'y arriver.

La source de tension +V est, par exemple, celle qui alimente les basculeurs du CPF (ou une source à tension plus faible).

On voit que, quand Q est au niveau bas, Q-barre étant au niveau haut, il n'y a aucun courant dans R ni dans D. La base du transistor T, étant au même potentiel que son émetteur, bloque tout passage de courant dans le transistor : on a donc  $i = 0$ .

A l'opposé, quand Q est au niveau haut, Q-barre est au niveau bas, et il passe dans D, R et R'' un courant dont l'intensité dépend du niveau bas de Q-barre, de la valeur de V, et de la résistance de R et R''.

Si, par exemple, le niveau bas de Q-barre est zéro (cas classique dans un basculeur en CMOS dont le - est à la masse), la tension V étant 12 V, avec  $R = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R'' = 10 \text{ k}\Omega$ , le courant dans R et R'' est proche de 1 mA, car il y aura une chute de tension de l'ordre de 0,6 V dans D, il restera 11,4 V pour R et R'', qui totalisent 11 k $\Omega$ .

Le potentiel de la base de T sera donc inférieur de :

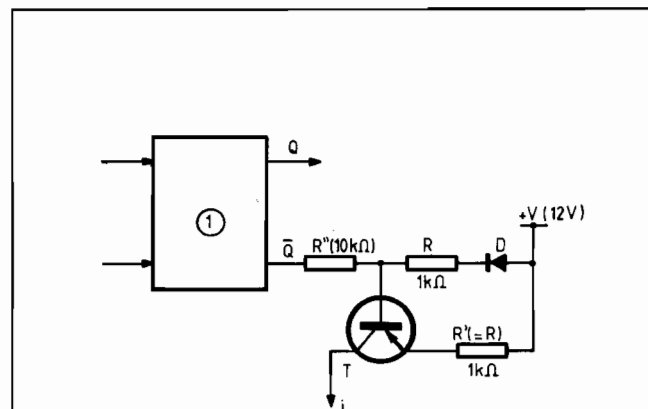
$$V_d + 1 \text{ V}$$

à celui de la ligne +V, en désignant par  $V_d$  la chute de tension (toujours voisine de 0,6 V) dans une diode qui conduit une intensité normale).

Le potentiel de l'émetteur de T sera, comme dans tout transistor PNP qui conduit, supérieur de  $V_d$  à celui de la base. Il y aura donc, aux bornes de R', une chute de tension égale à celle que l'on trouve aux bornes de R.

Comme ces deux résistances ont la même résistance, le courant  $i$  a exactement la même intensité que celui qui passe dans R, soit très proche de 1 mA dans l'exemple cité.

Ce montage permet de disposer, sur un conducteur donné (ici le collecteur de T), d'un courant d'intensité égale à celle d'un courant circulant dans un autre conducteur (ici la sortie Q-barre). Il s'agit d'un système très utilisé, nommé « miroir de courant ».



**Fig. 49.** - En utilisant ce montage, on arrive à obtenir un courant de sortie  $i$ , nul quand la sortie Q est à niveau bas (Q', au niveau haut, bloque le transistor T), et d'une valeur définie,  $iM$ , quand Q est au niveau bas.

## Où en sommes-nous ?

On voit donc que notre CPF a réussi ce que les montages des figures 34 et 37 ne pouvaient pas faire : il fonctionne en phasemètre quand les signaux appliqués à ses entrées (A) et (B) ont la même fréquence, mais, si ces fréquences sont différentes, il nous indique, par le sens de la tension  $u-v$ , si la fréquence de la tension appliquée en (A) est supérieure ou inférieure à celle de la tension appliquée en (B).

dont l'intensité soit proportionnelle à  $u-v$ . Pour ceci, nous allons commencer par obtenir deux courants,  $i$  et  $i'$ , qui sont les « images » des sorties Q et Q' des basculeurs de la figure 44.

Nous entendons par le mot « image », par exemple pour la sortie Q, un courant dont l'intensité soit :

- nulle quand Q est au niveau bas ;
  - égale à une valeur connue  $i_0$  quand Q est au niveau logique haut.
- C'est beaucoup plus simple qu'on ne le croit, et la fi-

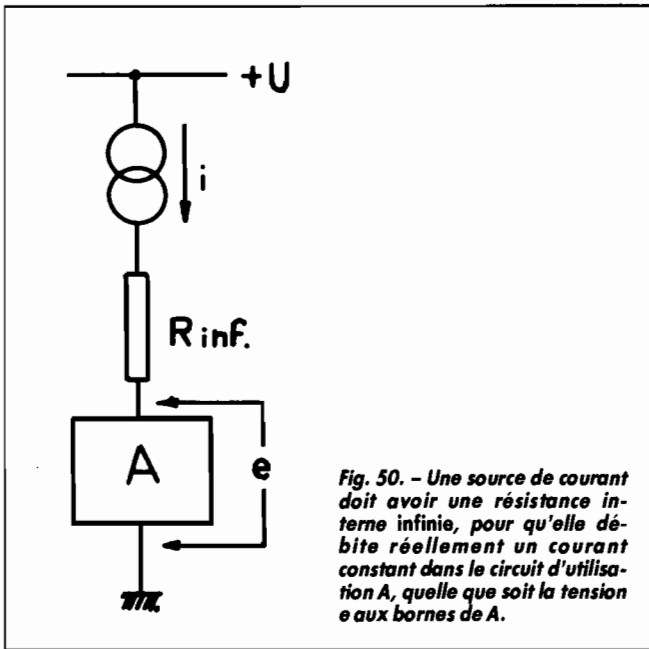


Fig. 50. - Une source de courant doit avoir une résistance interne infinie, pour qu'elle débite réellement un courant constant dans le circuit d'utilisation A, quelle que soit la tension e aux bornes de A.

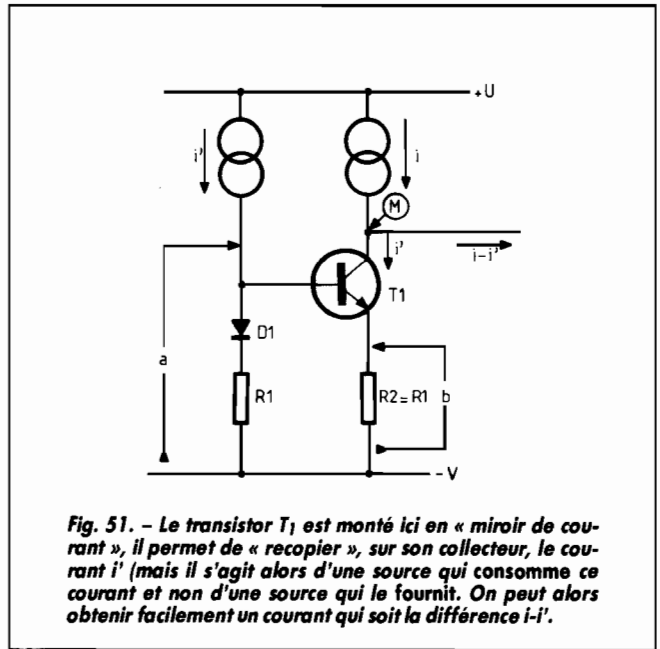


Fig. 51. - Le transistor T1 est monté ici en « miroir de courant », il permet de « recopier », sur son collecteur, le courant i' (mais il s'agit alors d'une source qui consomme ce courant et non d'une source qui le fournit. On peut alors obtenir facilement un courant qui soit la différence  $i - i'$ ).

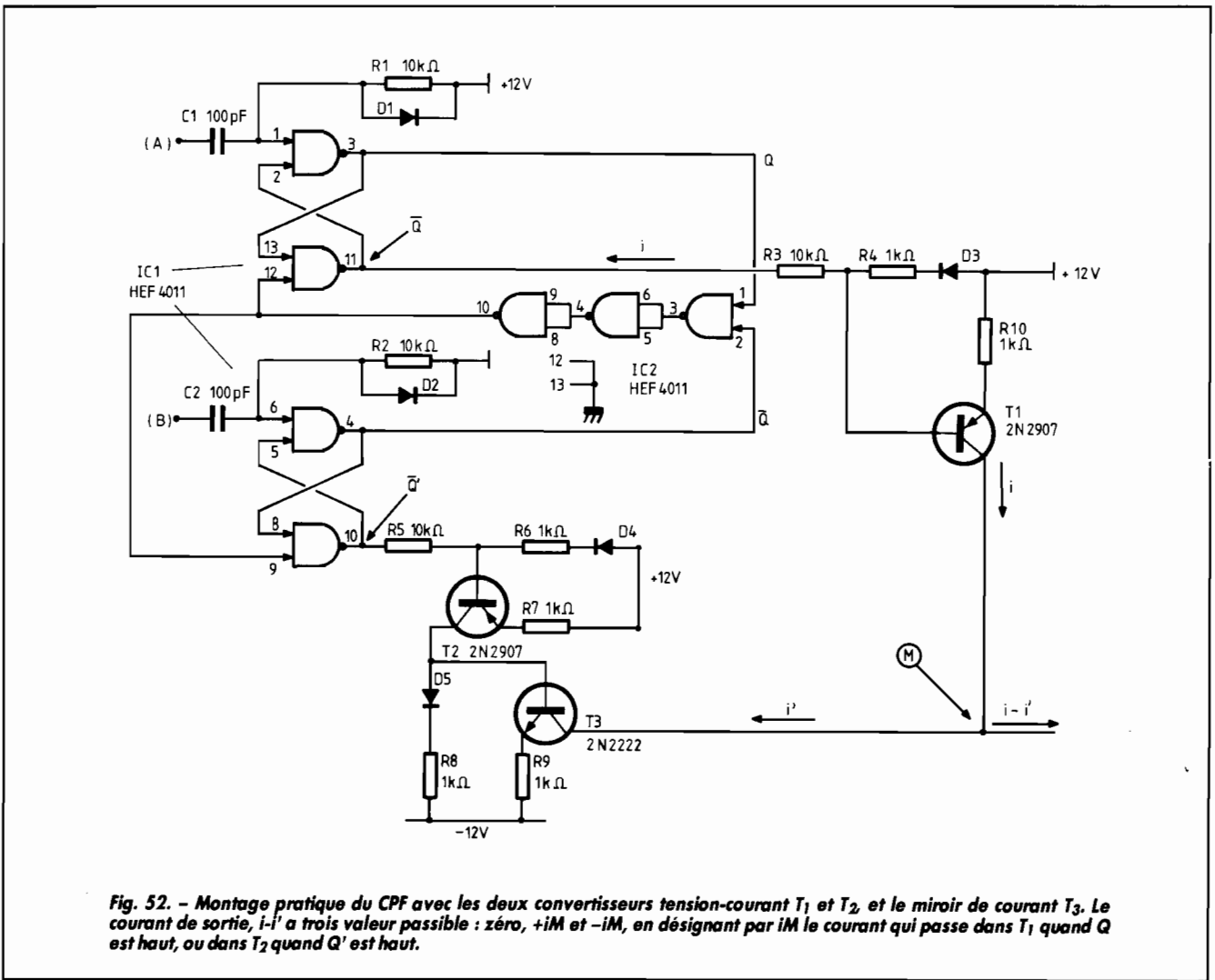
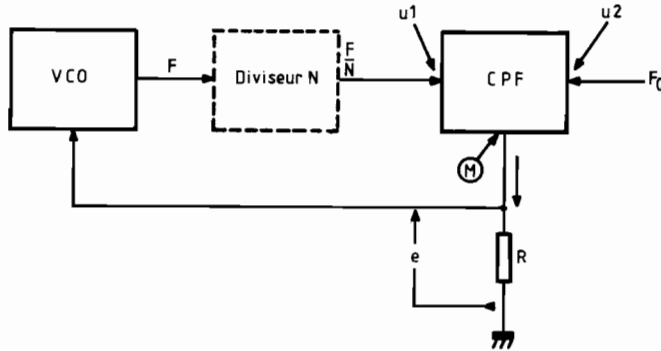


Fig. 52. - Montage pratique du CPF avec les deux convertisseurs tension-courant T1 et T2, et le miroir de courant T3. Le courant de sortie,  $i - i'$  a trois valeurs possible : zéro,  $+iM$  et  $-iM$ , en désignant par  $iM$  le courant qui passe dans T1 quand Q est haut, ou dans T2 quand Q' est haut.



**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.

Bien entendu, nous allons équiper la sortie Q'-barre du basculeur (2) d'un autre miroir de courant, identique au premier. Nous avons donc, maintenant, deux sources de courant,  $i$  et  $i'$ , qui sont les « images » en courant des niveaux logiques de sorties Q et Q'.

## Quand la résistance interne devient une qualité

Ces sources de courant sont des sources « parfaites », car elles ont des résistances internes infinies. Les lecteurs vont sûrement penser que l'auteur est un renégat, qui « adore ce qu'il a brûlé », étant donné tout le mal qui a été dit dans ces lignes sur la résistance interne.

Ne confondons pas. La résistance interne est un fléau pour les sources de tension, mais, à l'inverse, pour les sources de courant, elle est une qualité.

On souhaite alors qu'elle soit aussi grande que possible.

En effet, que doit faire une source de courant ? Comme le montre la figure 50, une telle

source doit envoyer dans le circuit alimenté A une intensité  $i$ , indépendante des caractéristiques du circuit A.

Nous avons utilisé, sur cette figure, le symbole classique des sources de courant, et nous avons indiqué qu'un des pôles de cette source était relié à un point à potentiel positif  $+U$ , en supposant que le courant constant  $i$  retournait vers la masse.

Selon la nature du circuit A, la tension  $e$  à ses bornes peut changer.

Il faut que cela n'ait aucune influence sur la valeur de l'intensité qui le traverse. Il faut donc que, quand la tension aux bornes de la source de courant change, l'intensité qu'elle débite ne change pas. C'est bien là ce qui caractérise un circuit à résistance interne infinie. C'est pourquoi on utilise, comme sources de courant, des transistors montés en base commune, car, dans ces conditions, le potentiel de leur collecteur n'a aucune influence sur le courant collecteur (du moins, tant que le collecteur reste correctement polarisé par rapport à la base).

Dans le montage de la figure 49, le transistor T est bien monté en base commune, puisque, quand Q-barre est au niveau bas, c'est-à-dire

quand il y a du courant dans R, on fixe le potentiel de sa base, ce qui fixe, indirectement, celui de son émetteur, déterminant ainsi la valeur du courant émetteur. On recueille donc, dans son collecteur, un courant pratiquement égal à celui que l'on a envoyé dans son émetteur.

La valeur du courant émetteur (donc collecteur) de T est déterminée par la valeur de  $R'$ , qui vaut  $1\text{ k}\Omega$ , comme la Vénus (la Vénus de « MILLE-OHMS », bien sûr !).

## Il nous faut une différence

En ayant réalisé le montage de la figure 49 deux fois (une fois pour le basculeur (1) et une autre fois pour le basculeur (2) sur les sorties Q'), nous aurons bien deux sources de courant  $i$  et  $i'$ , toutes deux allant du + vers la masse.

Mais nous souhaitons disposer de la différence  $i - i'$ .

Qu'à cela ne tienne ! Le système du « miroir de courant » va nous donner la solution, comme on le voit sur la figure 51.

Les deux sources de courant,  $i$  et  $i'$  ont un pôle au  $+U$ , et en-

voient leurs courants vers la masse (ou vers tout point à potentiel inférieur à celui des émetteurs des transistors qui les composent).

Nous disposons d'un point à potentiel négatif,  $-V$ , vers lequel la source  $i'$  envoie son courant à travers le résistor  $R_1$  et la diode  $D_1$ , aux bornes desquelles on trouve donc la tension :

$$a = R_1 i' + V_d$$

$V_d$  étant la tension aux bornes de  $D_1$ . La base de  $T_1$  étant, par rapport au  $-V$ , à la tension  $a$ , la tension entre son émetteur et ce même  $-V$  est donc :

$$b = a - V_d = R_1 i'$$

en admettant que la tension base-émetteur de  $T_1$  a la même valeur que  $V_d$ , tension aux bornes de  $D_1$ .

Puisqu'il y a, entre l'émetteur de  $T_1$  et le  $-V$ , une tension  $b$ , il y a, dans le résistor  $R_2$  une intensité :

$$b/R_2 = i' R_1/R_2$$

Or nous avons donné la même valeur aux deux résistances  $R_1$  et  $R_2$ , donc le courant collecteur de  $T_1$  est égal à  $i'$ , et cela quel que soit le potentiel de collecteur, tant qu'il ne tombe pas au-dessous de celui de l'émetteur.

On reconnaît là le raisonnement que nous avons déjà fait pour expliquer le fonctionnement du montage de la figure 49, mais nous l'avons répété en d'autres termes, espérant ainsi le rendre plus accessible.

Alors, pour obtenir un courant dont l'intensité soit égale à  $i - i'$ , il nous suffira de relier au pont (M) la sortie de la source qui fournit le courant  $i$  et la source qui consomme le courant  $i'$  (c'est-à-dire le collecteur de  $T_1$ ).

Tant que le potentiel de (M) ne sera pas trop haut (dans le cas de notre exemple, il ne doit pas dépasser  $+11\text{ V}$ , puisque c'est le potentiel de l'émetteur de T dans la figure 49), ni trop bas (la limite inférieure est  $-V + R_1 i'$ ), nous aurons au point (M) un courant sortant (si  $i > i'$ ) ou entrant (si  $i < i'$ ), de valeur  $i - i'$ .

## 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 (cou-

rant 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).

J.-P. OEHMICHEN

# Rectificatif

Dans notre précédent numéro (1784), suite à une correction demandée à l'imprimerie, un mastic a rendu incompréhensible la suite du texte de l'article « Division et multiplication de fréquence ». Nous publions ci-dessous le texte rectifié, à partir des deux dernières lignes de la colonne de gauche de la page 146. Nous vous prions de bien vouloir nous excuser de cette erreur.

C'est un peu ce qui se passe quand on veut amener sa voiture juste à la hauteur d'une autre (c'est-à-dire obtenir qu'elles aient la même position) en agissant sur la pédale des gaz, qui commande la vitesse de la voiture (nous supposons, bien entendu, qu'il s'agit d'une autoroute à plusieurs voies, que la circulation est fluide, etc., ne voulant pas inciter les lecteurs du *Haut-Parleur* à faire des expériences contraires aux règlements en vigueur !).

Tout cela nous montre à quel point la réalisation du filtre à la sortie du phasemètre est délicate. Le tout est que cela fonctionne, et les systèmes à PLL sont remarquables à ce point de vue.

## Un circuit « tout fait »

Ce qui peut décourager les réalisateurs est l'apparente complexité de l'ensemble. Heureusement, les fabricants de circuits intégrés sont venus à leur secours. Il existe un excellent circuit qui comporte le VCO et le phasemètre (il comporte même deux phasemètres), et qui se nomme le HEF 4046.

Le VCO y est très intelligemment réalisé. Dans ces montages, la fréquence est généralement déterminée par le produit  $R \times C$ , R étant la résistance d'un résistor extérieur au circuit, C la capacité d'un condensateur.

Mais, ici, le VCO emploie bien un condensateur, au lieu d'un seul résistor, le montage en utilise deux. Pourquoi est-ce mieux ? Tout simplement parce que l'un des résistors définit la fréquence centrale de l'oscillateur VCO, l'autre définissant l'excursion de fréquence.

Revenons sur ce point. La notice du circuit désigne par R<sub>1</sub> le résistor qui arrive sur la broche 11 du circuit, R<sub>2</sub> arrivant sur la broche 12. Si nous ne connectons pas ce second résistor (en laissant la broche 12 « en l'air »), la fréquence de sortie du VCO ira pratiquement de zéro à un certain maximum, fonction de la capacité du condensateur C et de la résistance de R<sub>1</sub>.

Mais si nous relierons la broche 12 au + par un résistor R<sub>2</sub>, dont la résistance soit, par exemple, égale au tiers de celle de R<sub>1</sub>, la fréquence minimale du VCO ne sera plus zéro, mais à peu près 70 % de la fréquence maximale.

Donc, grâce à l'utilisation de ces deux résistors, il nous sera possible de faire en sorte que la fréquence du VCO reste dans un domaine limité, ce qui facilite l'accrochage du circuit. Si, par exemple, vous désirez que votre VCO s'accroche sur une fréquence de 71 kHz, il vaut mieux que la plage de fréquences qu'il peut fournir (en fonction de la tension de commande) aille de 65 à 76 kHz que de 0 à 150 kHz.

Nous conseillons vivement aux lecteurs qui voudraient utiliser le HEF 4046 de demander au fournisseur du circuit une feuille de caractéristiques détaillées.

Certains constructeurs donnent ainsi des foules de renseignements précieux sur l'emploi du 4046, sur les filtres à réaliser, les limites de fréquence du VCO, etc.

D'autres sont infiniment plus « discret ».

Or la réalisation du filtre lui-même est assez ardue, et nous ne pensons pas la détailler ici, car cela prendrait bien trop de place.

En suivant simplement les indications d'une bonne notice, les lecteurs réaliseront facilement un PLL de fonctionnement irréprochable.