

Pratique de l'électronique

5^e PARTIE
voir n° 1780 et suivants

Comment réaliser le phasemètre ?

Il y a un élément extrêmement important dans le PLL, élément que nous n'avons, jusqu'ici, pas examiné, le désignant simplement par le mot « phasemètre », soit un petit rectangle dans les schémas.

Nous allons voir deux réalisations de phasemètres, en précisant leurs avantages et inconvénients, ce qui nous amènera à proposer une troisième solution, celle-là tout à fait « de luxe » (comme on dit aux USA, mais on prononce « déliouxe ») : le comparateur phase-fréquence » ou « CPF ». Nous supposerons systématiquement que les signaux dont nous voulons comparer les phases sont des signaux rectangulaires et, de préférence, symétriques (encore que, dans la solution « basculeur R-S », cette symétrie ne soit pas nécessaire).

Un type très simple de phasemètre est constitué d'un simple circuit « ou exclusif ». Pour l'utiliser correctement, il faut que les signaux dont on veut comparer la phase soient parfaitement symétriques (durée du signal au niveau haut exact-

Division et multiplication de fréquence

tement égal à sa durée au niveau bas). On sait que le circuit « ou exclusif » (il y en a quatre, par exemple, dans le HEF 4070) donne un niveau haut en sortie quand les niveaux de ses deux entrées sont différents (une entrée haute, l'autre basse). C'est pourquoi on l'appelle aussi « circuit d'anticoïncidence ». Ce circuit est souvent désigné, dans la littérature technique américaine, sous le nom de « X-OR », qui surprend quelquefois. Pensez seulement à la prononciation de la lettre X en anglais (on dit « aixe »), destinée à rappeler le mot « EXclusif ».

Quelques formes d'ondes

La figure 33 montre ce qui se passe quand on applique aux entrées d'un circuit « ou exclusif » les signaux A et B. La sortie, S, n'est haute que quand A et B sont à des niveaux différents. Si le signal B arrivait en phase avec le signal A, la tension de sortie S serait constamment nulle. A l'inverse, dans le cas où A et B sont en opposition de phase, la tension de la sortie S reste toujours au niveau haut. Il suffit alors de disposer de la valeur moyenne de la tension de sortie, par exemple en utilisant un simple filtre R-C passe-bas (fig. 34), pour avoir un phasemètre.

Comment variera la tension de sortie u en fonction du déphasage entre les signaux ?

On le voit sur la courbe de la figure 35. Pour un déphasage nul, S est constamment égal à zéro, donc u aussi.

Quand le déphasage entre A et B croît, et tend vers une demi-période, la sortie S demeure au niveau haut pendant une proportion de plus en plus grande du temps. Sa valeur moyenne tend donc vers le niveau haut.

Malheureusement, lorsque le déphasage croît encore, dépassant une demi-période (180°) pour tendre vers une période (360°), la valeur de u a la mauvaise idée de diminuer, ce qui est fort regrettable. En effet, plus le retard de phase de B par rapport à A dépasse les 180°, plus il y a d'annulation de S pendant la période, ce qui fait diminuer u . Quand le déphasage a dépassé « un tour » (360°), le

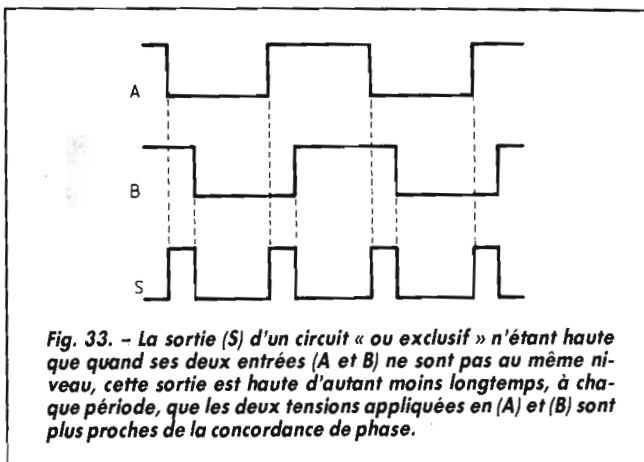


Fig. 33. - La sortie (S) d'un circuit « ou exclusif » n'étant haute que quand ses deux entrées (A et B) ne sont pas au même niveau, cette sortie est haute d'autant moins longtemps, à chaque période, que les deux tensions appliquées en (A) et (B) sont plus proches de la concordance de phase.

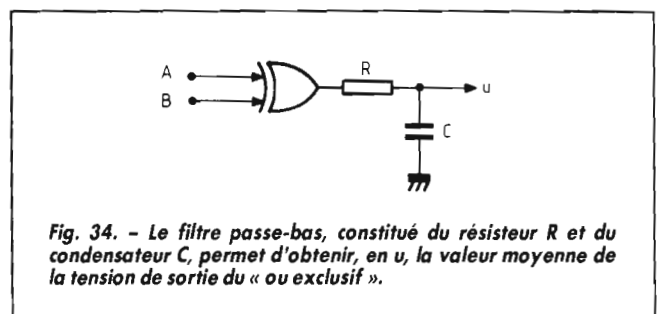
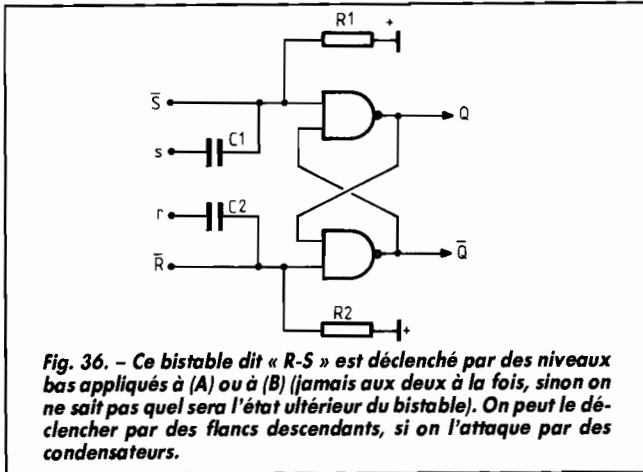
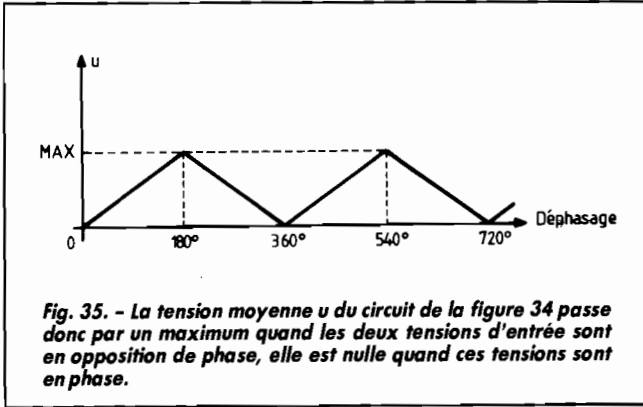


Fig. 34. - Le filtre passe-bas, constitué du résistor R et du condensateur C, permet d'obtenir, en u , la valeur moyenne de la tension de sortie du « ou exclusif ».



Le plus simple, pour avoir un tel bistable, est de le réaliser au moyen de deux portes « nand » (par exemple, deux des quatre portes d'un HEF 4011), ainsi que le montre la figure 36. Les entrées S (comme Set, ou « mis » en état travail, correspondant à $Q = 1$) et R (comme Reset, ou « remis » au repos) doivent normalement être maintenues au niveau haut, d'où la présence des deux résistances R_1 et R_2 , dits « de tirage haut » (pull up).

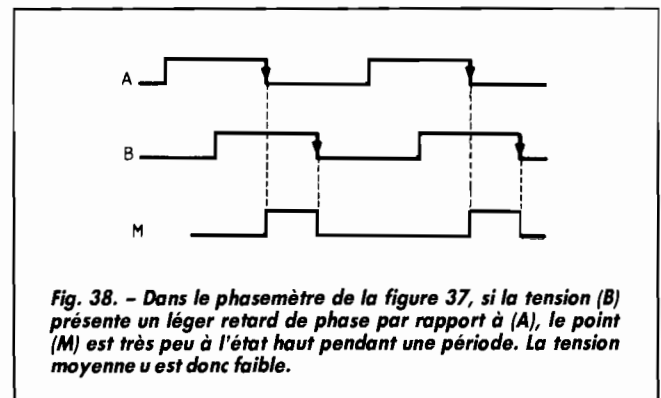
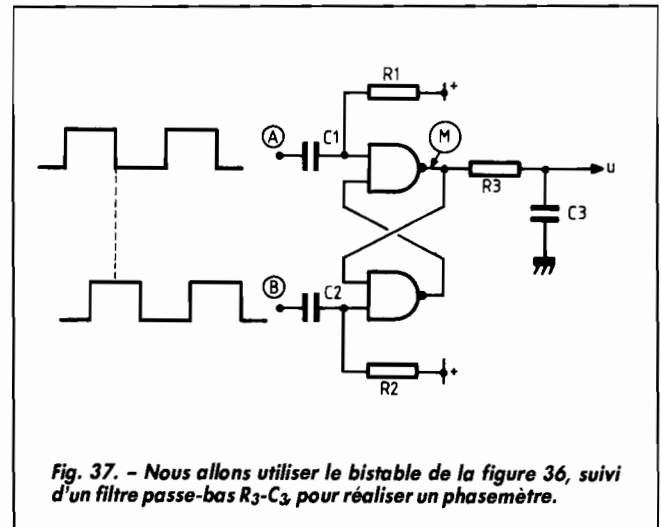
Basculeur R-S en phasemètre

Un autre moyen de comparer la phase de deux signaux, ne nécessitant plus, cette fois, qu'ils soient symétriques, consiste à utiliser un basculeur bistable, dit « R-S ». Ce circuit, rappelons-le, est caractérisé par le fait que c'est un bistable ayant deux entrées de commande, l'une l'amenant à l'état « travail » (s'il n'y est pas déjà), l'autre le ramenant à l'état « repos », sauf s'il s'y trouve quand on envoie la commande.

Comme c'est l'application momentanée d'un niveau zéro à l'une de ces entrées qui agit, on désigne souvent ces entrées par \bar{R} et \bar{S} (non-R et non-S), rappelant ainsi que ces entrées sont actives par leur niveau bas. Normalement, on déclenche un tel bistable par l'application momentanée d'un niveau bas aux deux entrées à la fois, non que l'on risque ainsi

de détériorer le montage, mais parce que, alors, le bistable est dans un état « anormal », les deux sorties étant hautes simultanément. Donc, si l'on veut déclencher notre R-S par des flancs, de signaux, il faut utiliser des condensateurs de commande, tels que C_1 et C_2 sur la figure 41. Alors, le déclenchement aura lieu lors d'un flanc descendant de l'entrée s ou r. Comment utiliser ce bistable pour réaliser un phasemètre ? Rien de plus simple : la figure 37 nous indique le montage. Les circuits « dérivateurs » C_1-R_1 et C_2-R_2 doivent avoir des « constantes de temps » (produit de la capacité du condensateur par la résistance du résistor) très petits par rapport à la période des signaux A et B appliqués sur les entrées. Ainsi, les entrées des portes seront presque tout le temps au niveau haut, sauf pendant un instant très court à chaque

flanc descendant du signal appliqué en A ou B. La figure 38 montre ce qui se passe lorsque le signal B a un petit retard de phase par rapport au signal A. La sortie M de la porte du haut monte au niveau haut lors des flancs descendants du signal A, elle repasse au niveau bas lors des flancs descendants de B. Elle reste donc au niveau haut pendant une fraction très petite de la période. A l'opposé, dans le cas de la figure 39, le retard de phase de B par rapport à A atteignant presque une période, on voit que le signal en M est presque toujours haut. Donc, la tension u en sortie du filtre passe-bas R_3-C_3 passe de presque zéro (quand le retard de phase de B par rapport à A est faible) à une valeur proche du maximum (quand le signal B prend un retard de phase de presque une période par rapport au signal A).



La courbe de la figure 40 nous indique comment varie la tension u en fonction du déphasage. Ici, plus de changement de pente de la courbe. Evidemment, quand le déphasage atteint 360° , tout recommence comme si l'on repartait d'un déphasage nul : la tension u retombe à zéro et se remet à croître.

Cas de deux fréquences inégales

Ne perdons pas de vue le but de notre phasemètre. Il est destiné à réaliser l'accrochage de l'oscillateur VCO (oscillateur à commande de fréquence par une tension) sur la fréquence de « référence » F_0 .

Nous voulons donc que le phasemètre détecte une différence de fréquence entre les signaux qu'il reçoit. Or, ce phasemètre, comme son nom l'indique, est sensible à la phase des signaux. Il semble y avoir là une difficulté majeure. Quand deux signaux sont à une fréquence très proche, tout se passe comme si la phase de l'un d'eux « glissait » lentement par rapport à celle de l'autre signal. Supposons, par exemple, que le signal A ait une fréquence de 10 000,5 Hz et que B soit à 10 000 Hz exactement.

Supposons aussi que, à l'instant zéro, les signaux A et B soient exactement en phase. Un dixième de seconde plus tard, il y a eu 1 000,05 périodes de A et exactement 1 000 périodes de B. Autrement dit, B a pris un retard de phase de 0,05 période par rapport à A, ce qui correspond $1/20$ de période, soit 18° .

On peut donc dire que le déphasage en retard de B par rapport à A croît de 18° par dixième de seconde, ou de $180^\circ/s$, atteignant 360° au bout de 2 s (pendant lesquelles il y a eu 20 001 périodes de A et 20 000 périodes de B). Toutes les 2 s, les signaux A et B se retrouvent en phase. Si nous appliquons de tels signaux au phasemètre de la figure 37, comment variera la

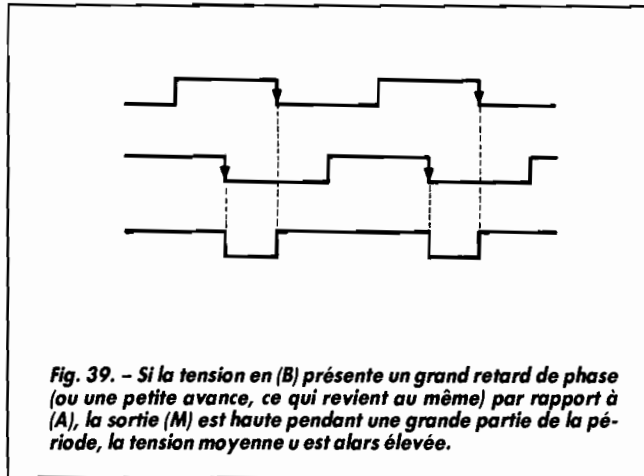


Fig. 39. - Si la tension en (B) présente un grand retard de phase (ou une petite avance, ce qui revient au même) par rapport à (A), la sortie (M) est haute pendant une grande partie de la période, la tension moyenne u est alors élevée.

tension u ? Cela dépend des caractéristiques du filtre passe-bas R_3-C_3 .

Le filtre fait tout

Bien entendu, le filtre en question a été prévu pour supprimer presque totalement la composante à 10 kHz de la tension en M. Mais nous n'allons pas, pour autant, le réaliser avec $R_3 = 1 \text{ M}\Omega$ et $C_3 = 4,7 \mu\text{F}$, car il aurait une atténuation de 3 dB pour une fréquence de 0,03 Hz environ. La tension de sortie u serait « dans la graisse consistante », ne pouvant varier que très lentement.

Supprimer le résidu à 10 kHz de la tension en M, c'est bien, mais supprimer presque totalement la variation à 0,5 Hz de la tension u , cela ne va plus !

Nous souhaitons, au contraire, que la tension u présente une variation lente, à 0,5 Hz, attestant le glissement de phase de B par rapport à A. Ainsi, cette tension u , appliquée au VCO de la fi-

gure 32, va permettre à ce dernier de se « verrouiller » sur la fréquence F_0 (nous supposons, par exemple, que la fréquence initiale du VCO était celle du signal A, soit 10 000,05 Hz, celle du signal B étant la valeur F_0 , soit 10 kHz exactement).

La variation de phase du signal A par rapport au signal B est d'autant plus rapide que la différence des fréquences est grande. Plus le déphasage varie rapidement, plus la variation de u doit pouvoir « suivre », si l'on veut réaliser le verrouillage du VCO sur la fréquence F_0 .

On voit donc arriver ici la première règle d'utilisation du PLL : plus la fréquence de coupure du filtre qui suit le phasemètre est basse, plus la plage de capture du PLL sera petite (autrement dit, moins nous tolérerons de différence, au départ, entre la fréquence du VCO et F_0).

En fait, nous nous trouvons devant un paradoxe : nous voulons synchroniser un oscillateur (le VCO) sur un autre en

comparant uniquement les **phases** de leurs signaux, et la commande qui va nous permettre de réaliser cette synchronisation agit sur la **fréquence** du VCO.

Une analogie mécanique

Les choses se passent un peu comme si l'on disposait de deux moteurs, chacun entraînant un disque blanc avec un repère radial noir bien visible (fig. 41). Le premier moteur, M_1 , entraînant le disque D_1 , tourne à vitesse parfaitement fixe, il sera « la référence » (équivalent de la fréquence F_0).

Le second moteur, M_2 , entraînant le disque D_2 , a une vitesse qui peut être commandée (c'est l'équivalent du VCO). Un opérateur, regardant les deux disques, veut les amener en « synchronisme », c'est-à-dire obtenir qu'ils tournent à la même vitesse et que, à chaque instant, leurs repères noirs soient parallèles.

Comme les disques tournent trop vite pour qu'on puisse observer leurs repères noirs, l'opérateur a utilisé un stroboscope qui lui permet de voir le mouvement des disques très ralenti.

C'est là que commencent les difficultés. Si les vitesses de rotation des deux disques sont très différentes, l'opérateur pourra, en réglant la fréquence de son stroboscope, voir l'un des disques presque immobile, mais alors l'autre lui semblera tourner très vite.

Il se peut même qu'il ne distingue pas dans quel sens se fait

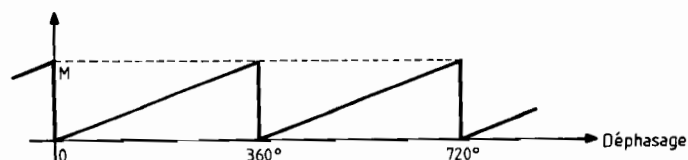


Fig. 40. - La valeur de la tension moyenne u varie en fonction du retard de phase de (B) par rapport à (A) suivant une courbe en dents de scie, très différente de la courbe de la figure 35.

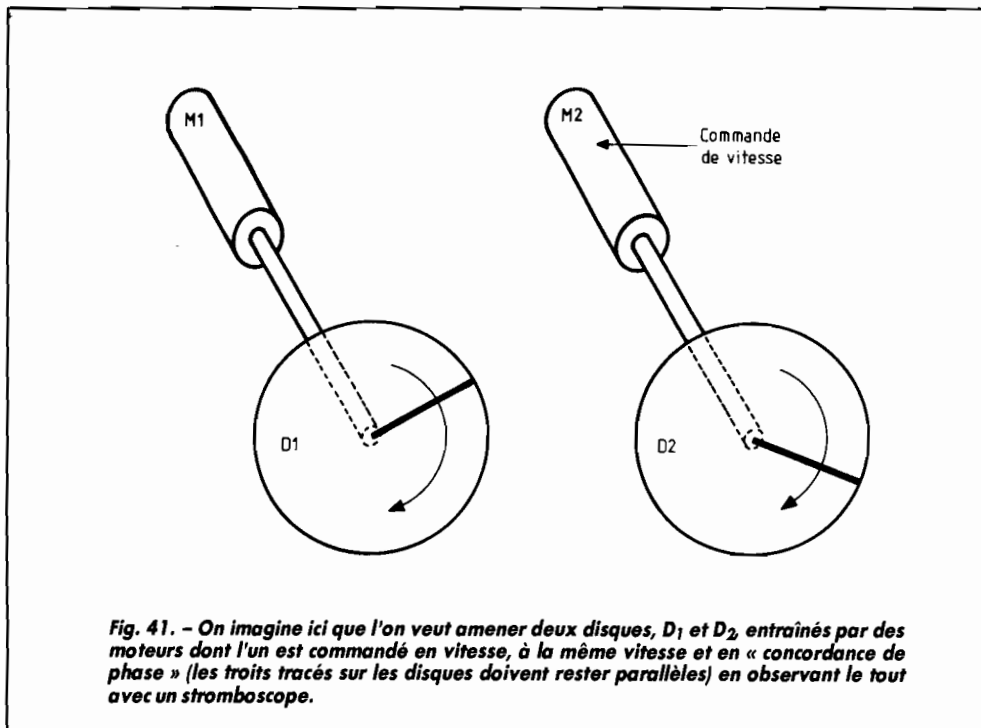


Fig. 41. - On imagine ici que l'on veut amener deux disques, D1 et D2, entraînés par des moteurs dont l'un est commandé en vitesse, à la même vitesse et en « concordance de phase » (les traits tracés sur les disques doivent rester parallèles) en observant le tout avec un stroboscope.

le mouvement apparent (nous parlons de mouvement « apparent » parce que la vision que procure le stroboscope lui fait croire que le mouvement est bien plus lent qu'il n'est en réalité).

Il faudra que la différence des vitesses ne soit pas trop grande pour que, ayant réglé le stroboscope correctement, l'opérateur puisse voir deux mouvements apparents assez lents des disques, dans des sens opposés.

Il va alors, en agissant sur la vitesse de M2 dans le sens adéquat, amener les mouvements apparents des disques à la même vitesse, dans le même sens. Il re-réglera alors son stroboscope, pour que les deux mouvements apparents soient très lents.

S'il sait bien s'y prendre, en agissant avec précaution sur la vitesse de M2, il va amener les deux disques en « synchronisme » (parallélisme des repères noirs). Mais il aura de la peine à les y maintenir, car une différence de vitesse, même très faible, entre les moteurs, introduira entre les positions des repères des disques un « déphasage » qui ira en croissant.

C'est un peu ce qui se passe quand on veut amener sa voi-

ges, 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, si 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 R1 le résistor qui arrive sur la broche 11 du circuit, R2 arrivant sur la broche n° 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 R1.

Mais, si nous relient la broche 12 au + par un résistor R2, dont la résistance soit, par exemple, égale au tiers de celle de R1, 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 « discrets ». 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.

Le premier phasemètre... et l'autre

Quand on regarde le schéma-bloc du HEF 4046, on voit qu'il y a bien un premier phasemètre (tout simplement un « ou exclusif », utilisé comme dans le montage de la figure 34), mais qu'on en trouve un autre, sur lequel le constructeur est un peu discret, et qui est en fait un « CPF » (comparateur phase-fréquence), un des montages les plus ingénieux qui soient.

Nous ne savons pas comment est réalisé le CPF du HEF 4046, mais nous avons eu l'occasion de voir une réalisation de CPF différente, et nous avons pensé qu'une solution aussi intelligente devrait passionner les lecteurs du *Haut-Parleur*, même si elle leur demande (avec nos excuses anticipées) un sérieux effort pour en suivre l'explication.

Revenons sur les phasemètres. Supposons que nous ap-

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 mène 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_1 le résistor qui arrive sur la broche 11 du circuit, R_2 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_1 .

Mais si nous relierons la broche 12 au + par un résistor R_2 , dont la résistance soit, par exemple, égale au tiers de celle de R_1 , 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.

pliquions aux deux entrées d'un tel circuit (ou exclusif ou basculeur R-S) des signaux de deux générateurs. L'un est à fréquence F_0 fixe, le second oscille à la fréquence F_1 variable.

Au début, nous calons la fréquence de ce second générateur très près de F_0 .

Pour observer ce qui se passe, nous avons connecté la sortie du filtre du phasemètre à un voltmètre à aiguille (fig. 42).

Si le phasemètre est du type « ou exclusif », comme sur la figure 34, que verrons-nous sur le voltmètre ? Tout simplement une aiguille qui oscille lentement, allant régulièrement de zéro (signaux en phase à ce moment) jusqu'au maximum M (quand les signaux arrivent en opposition de phase), puis revenant, tout aussi régulièrement, vers zéro.

Bref, le mouvement de l'aiguille suit la loi indiquée par la courbe de la figure 35.

Nous avons supposé que F_1 était très proche de F_0 , l'écart entre les deux fréquences étant par exemple de 0,2 Hz, pour que le déphasage varie très lentement (5 s pour déphaser d'une période, soit un aller et retour de l'aiguille).

Augmentons l'écart de F_0 et de F_1 : le mouvement de l'aiguille s'accélère. Si l'écart dépasse les 2 à 5 Hz, il y a fort à parier que l'aiguille, avec l'amortissement habituel des voltmètres, va refuser de suivre une variation aussi rapide de la tension.

On la verra donc osciller (fig. 43) dans une plage située à mi-course entre le zéro et le maximum (ce qui correspondait au déphasage de 180°).

Avec un écart entre F_0 et F_1 qui dépasse 70 Hz, par exemple, l'aiguille, du fait de son inertie, s'immobilise pratiquement à mi-course.

Supposons que, au lieu d'utiliser le phasemètre à « ou exclusif » de la figure 34, nous ayons employé le montage à basculeur R-S de la figure 37. Avec une différence de 0,2 Hz entre F_0 et F_1 , le mouvement de l'aiguille aurait été un peu différent. Au lieu d'aller de zéro à M en 2,5 s et de revenir de M à 0 en 2,5 s, l'aiguille serait allée de zéro à M en

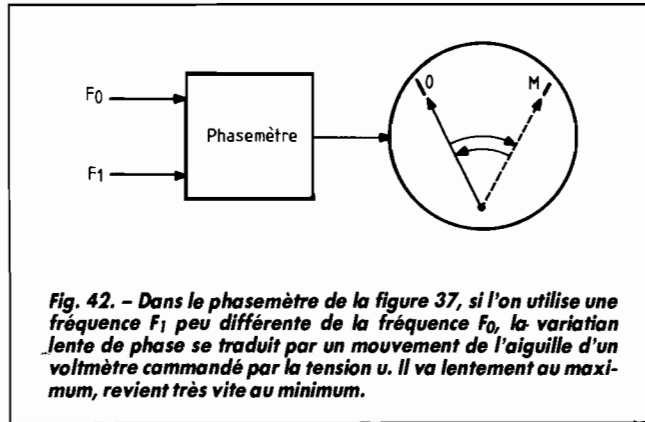


Fig. 42. - Dans le phasemètre de la figure 37, si l'on utilise une fréquence F_1 peu différente de la fréquence F_0 , la variation lente de phase se traduit par un mouvement de l'aiguille d'un voltmètre commandé par la tension u . Il va lentement au maximum, revient très vite au minimum.

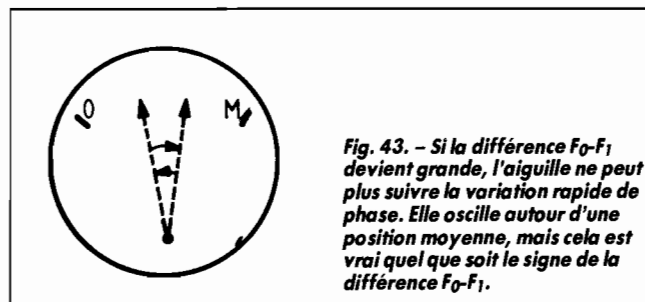


Fig. 43. - Si la différence $F_0 - F_1$ devient grande, l'aiguille ne peut plus suivre la variation rapide de phase. Elle oscille autour d'une position moyenne, mais cela est vrai quel que soit le signe de la différence $F_0 - F_1$.

5 s, puis elle serait revenue très brusquement à zéro, conformément à la courbe de la figure 40.

Mais, en faisant croître la différence des fréquences, l'aiguille se serait, là aussi, prati-

quement immobilisée à mi-course.

Or, il faut le noter parce que c'est important, quand on voit l'aiguille s'immobiliser ainsi (ou presque) à mi-course, cela signifie que les deux fréquen-

ces sont nettement différentes, mais nous ne savons pas laquelle des deux est la plus grande.

Un montage simple... au fonctionnement compliqué

Le fameux CPF (Comparateur Phase Fréquence) va nous permettre de lever cette ambiguïté. Sa structure est fort simple, mais l'explication de son fonctionnement l'est beaucoup moins, ce qui montre qu'il ne faut pas confondre « complexe » et « compliqué ».

La figure 44 nous montre sa structure, les basculeurs (1) et (2) étant chacun fait de deux portes « nand », comme sur la figure 36.

Comme on le voit, le basculeur (1) a sa sortie Q qui passe au niveau haut (ou qui y reste si elle y est déjà) quand on applique en A un flanc descendant. La valeur moyenne de la tension de sa sortie Q, obtenue par le filtre passe-bas $R_3 - C_3$, est u .

De même, ce seront les flancs descendants du signal B qui

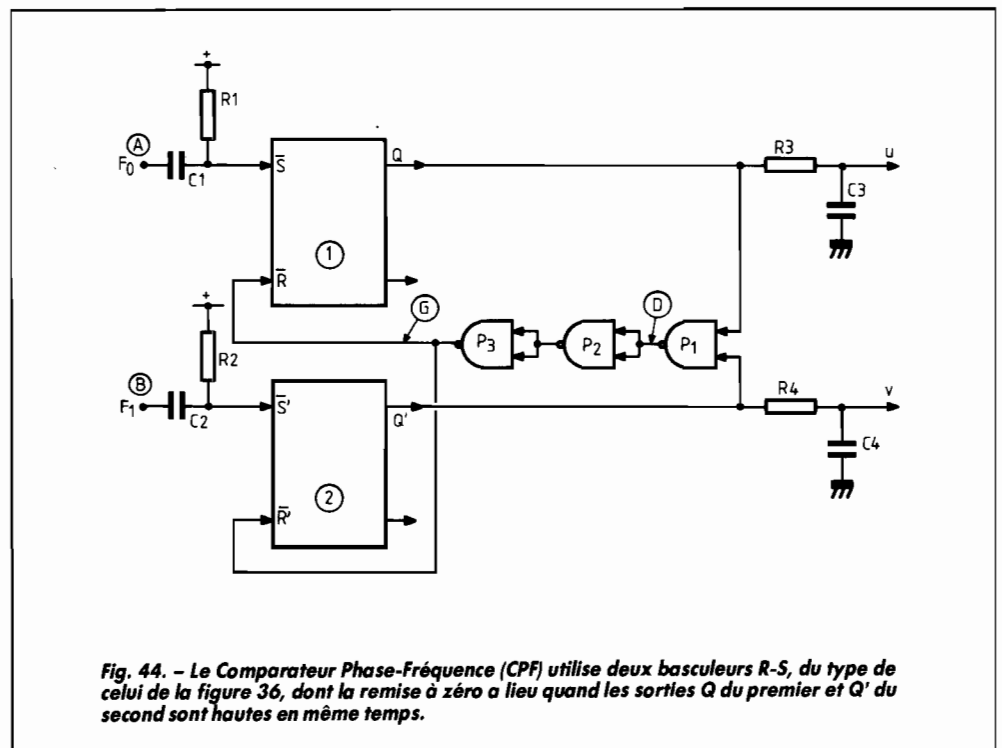


Fig. 44. - Le Comparateur Phase-Fréquence (CPF) utilise deux basculeurs R-S, du type de celui de la figure 36, dont la remise à zéro a lieu quand les sorties Q du premier et Q' du second sont hautes en même temps.

feront passer la sortie Q' du basculeur (2) au niveau haut. La valeur moyenne de la tension de Q' est disponible en v. La porte nand P₁ ne donnera une sortie (D) au niveau bas que si ses deux entrées Q et Q' sont hautes en même temps (comme toute porte nand qui se respecte).

Ce qui surprend, au premier abord, c'est la présence des portes P₂ et P₃, chacune montée en « inverseuse » (les deux entrées reliées entre elles), ce qui fait que le niveau logique en (G) est le même qu'en (D) (puisque'il est « le contraire de son opposé »). Donc, à première vue, ces portes ne servent à rien. Méfiez-vous des conclusions trop rapides et continuons.

Supposons, au départ, que les sorties Q et Q' soient toutes les deux basses, donc (D) et (G) sont au niveau haut et les entrées R des deux basculeurs n'agissent pas.

Supposons que ce soit le basculeur n° 1 qui reçoive le premier un flanc descendant sur son entrée A. Sa sortie Q passe au niveau haut. Comme il n'y a qu'une seule entrée de la porte P₁ qui est haute (Q' est toujours bas), (D) et (G) restent au niveau haut.

Maintenant, c'est le second basculeur qui va recevoir un flanc descendant sur l'entrée B : normalement, la sortie Q' doit passer au niveau haut, et c'est bien ce qu'elle fait.

Mais, alors, la porte P₁ a ses deux entrées hautes, ce qui fait passer sa sortie (D) au niveau bas. Les portes P₂ et P₃ vont transmettre ce niveau en (G), ce qui va remettre à zéro les deux basculeurs, faisant descendre à la fois les sorties Q et Q'.

Autrement dit, le basculement du basculeur (2) est un basculement « suicide », puisqu'il provoque, par là même, une action qui tend à le ramener

au zéro. Pauvre basculeur (2) ! En même temps, le premier basculeur est, lui aussi, ramené à zéro. Donc, quand une des sorties, Q ou Q', est déjà haute, la montée de l'autre sortie provoque la redescende des deux sorties.

Il convient de remarquer que, si le basculeur n° 2 avait été le premier à passer au niveau haut, c'est le basculement du n° 1 qui serait du type « suicide ».

Le retour à zéro de la sortie Q qui monte en second est-il rigoureusement instantané ? Non, car il faut compter les délais de propagation des signaux dans les portes. Pour être sûr que le tout fonctionne correctement, on a augmenté le temps qui s'écoule entre la montée de la seconde des sorties (Q ou Q') et leur redescende simultanée.

C'est là qu'interviennent les portes P₂ et P₃, sans action sur le niveau logique, mais faisant

intervenir leurs délais de propagation, pour retarder un peu la remise au zéro des deux basculeurs. Oh ! il ne s'agit pas d'heures, mais de quelques nanosecondes.

En fait, pour le basculeur qui bascule en second (et remet les deux basculeurs à zéro), on a voulu que le « contre-ordre » (remise à zéro) ne suive pas de trop près l'« ordre » (mise à 1), pour que tout fonctionne correctement.

Précisons enfin que si, les sorties Q et Q' étant basses toutes les deux, il y avait simultanément un flanc descendant sur l'entrée A et sur l'entrée B, nous assisterions à un « suicide collectif » : les deux sorties Q et Q' passeraient toutes deux, ensemble, au niveau haut, ce qui les ferait repasser quelques nanosecondes plus tard au niveau bas toutes les deux.

(à suivre)

J.-P. OEHMICHEN

B L O C - N O T E S

30 000 m² DE MAQUETTES ET MODELES REDUITS

Le prochain Salon international de la maquette et du modèle réduit, qui se tiendra du 30 mars au 7 avril 1991, bénéficiera de 30 000 m² couverts, dont la moitié avec 25 mètres sous plafond, au Palais des expositions de Paris, porte de Versailles, hall 1. Les organisateurs espèrent ainsi que les visiteurs (170 000 l'an passé) pourront à nouveau profiter d'exhibitions aéronautiques spectaculaires, comme l'étaient celles du CNIT autrefois.

Par ailleurs, un accueil amélioré permettra d'éviter toute attente à l'entrée du salon.

Plus de 200 exposants, fabricants, importateurs et artisans présenteront toutes les nou-



veautés en matière de maquettes et de modèles d'avions, de bateaux, de trains, d'autos, de figurines... Le dernier week-end connaîtra l'organisation d'une Bourse d'échange, où chacun aura la possibilité de découvrir des « trésors » du passé. Du côté des animations,

les espaces réservés aux démonstrations doublent ou triplent de surface pour certains d'entre eux : plus de 200 mètres de piste pour les voitures radiocommandées, de quoi satisfaire les véhicules au 1/4 qui mesurent près de un mètre de long ; un plan d'eau, pour

les évolutions nautiques, dont la surface passe de 400 à 600 m² ; un réseau de trains à vapeur-vive, plus vrais que les vrais, qui roulent au sol et peuvent transporter plusieurs dizaines de passagers ; des figurines par milliers participent à des saynettes ou des dioramas.

Enfin, l'événement aéronautique qui constitue un des points forts du Salon 91, avec près de 2 000 m² d'espace aérien et un gigantesque podium de présentation destiné à accueillir plusieurs centaines de modèles.

Renseignements : CEP, B.P. 317, 92107 Boulogne-Billancourt Cedex. Tél. : (1) 49.09.60.82.