

PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

LA DEMODULATION COHERENTE

3^e PARTIE

UNE PORTE ANALOGIQUE CURIEUSEMENT UTILISEE

Il reste un point à justifier sur le schéma de la figure 31 : la méthode d'obtention du signal (H), opposé à la référence (D).

On pourrait l'obtenir avec un « inverseur logique », par exemple une section du HEF 4049 (sextuple inverseur). Mais comme les portes analogiques, du genre du HEF 4066, sont par quatre dans un boîtier, nous en avons utilisé une comme inverseur.

La porte P₃, en effet, est conductrice quand la référence (H) est haute, bloquée quand cette référence est basse, puisque ladite référence est utilisée comme commande d'ouverture de cette porte.

Donc, si l'on relie une des bornes de cette porte à la masse, et l'autre (point H) au +E à travers un résistor R', le point (H) sera presque au potentiel de la masse quand P₃ est conductrice (G au niveau haut) et pratiquement au potentiel +E quand (G) étant au niveau bas, P₃ est bloquée.

On peut ainsi employer une des deux portes inutilisées du HEF 4066, et obtenir la référence inversée (H) sans rien

ajouter au montage (à part le résistor R').

On voit, sur la figure 32, que le signal arrivant au filtre passe-bas a une composante alternative dont la fréquence est double de celle du signal d'entrée à démoduler. Le filtrage s'en trouvera donc facilité.

COMMENT FILTRER AU MIEUX ?

La meilleure solution, de loin, pour filtrer le signal obtenu aux bornes de R dans les montages des figures 28 et 31, est l'utilisation d'un « filtre actif ».

Ce terme inquiète souvent les amateurs. Il n'y a vraiment pas de quoi. Précisons simplement que l'on nomme ainsi les filtres dans lesquels l'emploi de composants actifs (amplificateurs divers) permet d'éviter l'utilisation de bobinages.

Le filtre passe-bas que l'auteur affectionne tout particulièrement est celui dont la figure 33 indique le schéma, et qui est nommé, par les spécialistes : filtre à source contrôlée.

Avouez qu'il est simple : un amplificateur opérationnel monté en gain unité, deux résistors et deux condensateurs. C'est le calcul (pas trop méchant d'ailleurs) qui indique la valeur de $2 \times C$ à donner à la capacité du condensateur C' pour que le tout ait une « réponse de Butterworth ».

Là encore, pas de panique ! Un filtre passe-bas à réponse de Butterworth est tout simplement un filtre dont le taux de transmission (rapport s/e) décroît constamment (et, pour les fréquences basses, le plus lentement possible) quand la fréquence du signal e augmente. On pourrait penser que cela va de soi, que tout filtre passe-bas agit ainsi, mais ce n'est pas le cas.

TCHEBYTCHEF « COUPE MIEUX MAIS IL ONDULE » !

En effet, on utilise des filtres passe-bas dans lesquels on a choisi les éléments pour avoir une « coupure » aussi nette que possible quand la fréquence d'entrée dépasse une certaine valeur. Rappelons que la notion de « coupure » est une abstraction : un filtre

ne peut passer, par exemple, les 153 Hz à 100 % et couper totalement les 153,1 Hz.

Si l'on veut que la transmission du filtre varie vite autour d'une certaine fréquence, on est souvent conduit à donner à ce filtre une réponse dite « de Tchébytschef ». Le rapport s/e, dans un tel filtre, ne décroît pas constamment quand la fréquence augmente : il a de petites ondulations, limitées dans une plage fixée à l'avance. Cela constitue un défaut, évidemment, mais, en contrepartie, le Tchébytschef a une coupure plus franche (mais il est plus difficile à calculer).

EXPLICATION « PHYSIQUE » DU FILTRE ACTIF

Nous donnerons, un peu plus loin, une idée de la façon dont on calcule le filtre de la figure 33. Mais, auparavant,

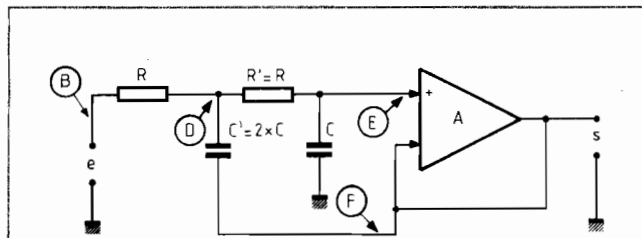


Fig. 33. - Une solution simple pour réaliser le filtre passe-bas de sortie est le filtre actif dit « à source contrôlée », utilisant un amplificateur opérationnel de gain unité, deux résistors et deux condensateurs.

expliquons un peu comment il agit.

Dans tout ce qui suit, quand nous parlerons de « tension », « potentiel » et « différence de potentiel », il s'agira de valeurs *alternatives*.

Aux fréquences basses, la valeur R de résistance étant faible par rapport à l'impédance du condensateur C, on trouve, aux points (E) et (D) des potentiels voisins de celui qui est appliqué en (B). L'amplificateur opérationnel, ayant un gain unité, applique au point (F) un potentiel égal à celui du point (E), donc très proche de celui du point (B), et également proche de celui du point (D).

Donc, entre (D) et (F), la différence de potentiel est faible, donc tout se passe comme si le condensateur C' avait une capacité très réduite.

En effet, à la limite, si l'on appliquait à l'armature du bas de C', c'est-à-dire au point (F), un potentiel rigoureusement égal à celui qui est appliqué en (D), à son armature du haut, il n'y aurait aucune tension aux bornes de C', donc aucun courant ne passerait dans ce condensateur. Tout se passerait alors comme s'il avait une capacité nulle, c'est-à-dire comme s'il n'était pas là.

Donc, aux fréquences basses, tout se passe comme si le condensateur C' n'était pas là. Mais dès que l'effet de R, R' et C = commence à réduire le potentiel en (E), la tension aux bornes de C' n'est plus nulle, la présence de C' se fait de plus en plus lourdement sentir.

UN CALCUL RELATIVEMENT SIMPLE

Si l'on veut faire le calcul donnant s en fonction de e, il faut prendre le problème « à l'envers », c'est-à-dire partir de s pour calculer e.

Nous supposons ici que la capacité de C' est le produit par n de celle de C (dans la fig. 33, on a : n = 2).

Supposons connue la tension s, elle est la même qu'au point (E), à cause de l'amplificateur opérationnel. Il est alors facile de calculer le courant qui passe dans C, courant qui vaut :

$i_1 = j s C \omega$
formule dans laquelle j est l'imaginaire (la racine carrée de -1) et ω la « pulsation » de la tension s (produit de sa fréquence par 6,28, alias 2π).

Or ce courant est le seul qui passe dans le résisteur R' (le courant d'entrée d'un amplificateur opérationnel est négligeable), donc le potentiel en (D) est égal à :

$$V_d = s + R i_1 = s (1 + j R C \omega)$$

On calcule alors le courant i_2 passant dans C', à partir de la tension $V_d - s$ aux bornes de C', dont la capacité est n C. L'intensité passant dans R est alors égale à :

$$i_3 = i_1 + i_2$$

et l'on trouve e en ajoutant à V_d (calculé plus haut) la chute de tension $R i_3$ dans R.

Finalement, toutes simplifications faites, on trouve la valeur de e en fonction de s. Pour l'exprimer simplement, il est recommandé de remplacer le produit :

$$R C \omega$$

par la notation x, en se rappelant que x est tout simplement proportionnel à la fréquence f du signal puisque :

$$x = f / (2 \pi R C)$$

Il vient alors :

$$e = s (1 - n x^2 + 2 j x)$$

Si l'on ne s'intéresse qu'aux amplitudes des tensions e et s et pas à leurs phases, on trouve que :

$$e = s [1 + (4 - 2n) x^2 + n^2 x^4]$$

Pour éliminer le terme en x^2 sous la racine carrée, ce qui donnera la réponse de Butterworth, il faut donc que :

$$n = 2$$

REPONSE DU FILTRE

Avec cette valeur C' = 2 C, la transmission s/e du filtre est tout simplement :

$$1 / (1 + 4 x^4)$$

On calcule alors très facilement les valeurs d'atténuation

(en décibels) en fonction de x, ce qui donne le tableau suivant :

x :	0,3	0,5	0,7	0,93	1,39	2	3	4	7	10	20
att. :	0,13	1	3	6	12	18	25	30	40	46	58
	en dB										

Au-delà de x = 5, pratiquement l'atténuation du filtre augmente de 12 dB chaque fois que x double.

« EN PRIME » : UNE IMPEDANCE DE SORTIE NULLE !

Le filtre de la figure 33 présente un autre avantage extrêmement important : la tension de sortie d'un amplificateur opérationnel monté, comme toujours, avec une forte contre-réaction.

Donc, cette tension est fournie par une source qui se comporte comme si sa résistance interne était nulle. Autrement dit, on va pouvoir l'utiliser comme on voudra, sans avoir peur de la perturber (à condition, bien entendu, de ne pas demander à l'amplificateur opérationnel des intensités qu'il ne peut pas fournir).

Quand on a réalisé à quel point la résistance interne des sources dans les montages est un fléau, on mesure mieux l'immense avantage que constitue la disparition, dans le filtre, de l'ennemie jurée de tout électronicien digne de ce nom.

CAS DU PONT DE WHEATSTONE

Nous avons évoqué plus haut un cas où la démodulation cohérente s'avère pratiquement indispensable : celui du pont de Wheatstone, représenté par la figure 9, quand il est alimenté par une tension alternative.

En effet, si l'on veut apprécier le déséquilibre du pont avec son sens dans le cas d'un pont alimenté en alternatif, il faut utiliser ladite démodulation pour analyser la tension de la diagonale du pont (la tension v sur la fig. 9).

Mais, là, nous nous heurtons à une difficulté, que l'on rencontre d'ailleurs assez souvent

dans des montages : la tension v n'a pas « une patte à la masse », autrement dit elle est la différence de potentiel entre deux points, donc aucun n'est à la masse.

On peut dire qu'elle est la *différence* entre deux tensions, u_1 et u_2 , chacune ayant un pôle à la masse.

Pour ramener cette tension « flottante » à une brave tension par rapport à la masse, nous avons, heureusement, une solution simple : l'amplificateur de différence.

Un tel instrument reçoit, à ses entrées, deux tensions, u_1 et u_2 , ayant chacune un pôle à la masse, et fournit, en sortie, une tension :

$$u_3 = u_1 - u_2$$

la tension u_3 étant fournie par rapport à la masse.

Certains se diront que l'amplificateur opérationnel, à lui tout seul, résout le problème, puisque sa tension de sortie est fonction de la seule *différence* $e_1 - e_2$ des deux tensions d'entrée e_1 et e_2 .

Une telle solution n'est pas utilisable. Le gain « en boucle ouverte » d'un amplificateur opérationnel, énorme, n'a aucune valeur précise et il n'est pas constant.

C'est bien avec un amplificateur opérationnel (ou trois) et quelques résisteurs que l'on va réaliser l'amplificateur de différence, mais ce dernier aura un gain parfaitement connu, stable, et relativement bas (nous n'avons d'ailleurs pas besoin d'un grand gain).

L'AMPLIFICATEUR DE DIFFERENCE

Comment cela fonctionne-t-il ? Plutôt que de donner le schéma directement et d'en justifier le fonctionnement ensuite, nous allons essayer de

le retrouver méthodiquement. On sait qu'il y a deux réalisations possibles d'amplificateurs de tension à partir d'un amplificateur opérationnel. La première (fig. 34a) utilise une contre-réaction en tension. L'amplificateur opérationnel maintient, comme il doit le faire (s'il le peut) le potentiel de son entrée « - » à la même valeur que celui de son entrée « + », ce qui implique que V_o soit tel que :

$$V_o r / (R+r) = u_1$$

En effet, le diviseur de tension $R - r$ applique sur l'entrée « - » une tension qui est le produit de V_o par $r/(R+r)$ (il ne faut pas oublier que les entrées de l'amplificateur opérationnel ne consomment aucun courant).

Donc, dans le cas du montage (a) de la figure 34, on a :

$$V_o = u_1 (R+r)/r$$

Dans le cas du montage de la figure 34b, comme l'entrée « + » est au potentiel zéro (mise à la terre), l'amplificateur opérationnel maintient à zéro le potentiel de son entrée « - ». Celle-ci ne consommant aucun courant, cela signifie que le courant :

$$u_2/r$$

qui lui arrive est égal au courant :

$$-V_o/R \text{ qui en repart.}$$

On en déduit que :

$$V_o = -u_2 R/r$$

UNE ETAPE INTERMEDIAIRE... IMPARFAITE

Dès lors, il vient assez naturellement à l'idée de réaliser le montage de la figure 35. Si nous supposons que u_1 et u_2 sont deux sources de tension « correctes » (c'est-à-dire qu'elles n'ont pas « la résistance interne »), on voit que :

- si $u_2 = 0$ (pied de r à la masse), nous avons le montage de la figure 34a, et $V_o = u_1 (R+r)/r$;

- si $u_1 = 0$ (entrée « + » à la masse), nous avons le montage de la figure 34b, et $V_o = -u_2 R/r$.

Prenons, par exemple, $R = 10 \times r$, avec u_1 seul, on a

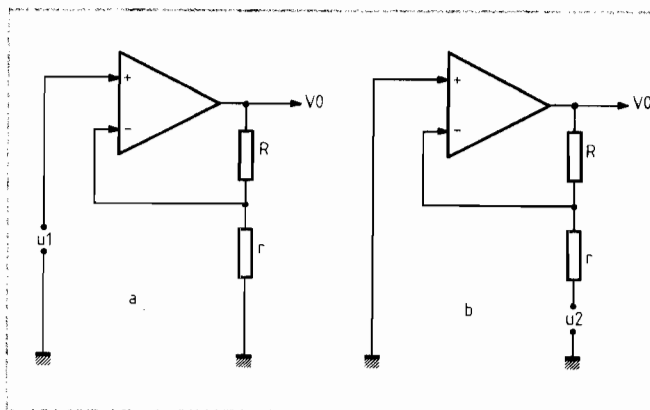


Fig. 34. - Un amplificateur opérationnel peut être monté de deux façons pour amplifier une tension. En (a), il a un gain positif, la sortie V_o valant le produit de u_1 par $(R+r)/r$. Le montage (b) correspond à un gain négatif, V_o valant, cette fois, le produit de u_2 par $-R/r$.

$V_o = 11 u_1$, et, avec u_2 seul, on a $V_o = -10 u_2$.

Supposons maintenant que les tensions u_1 et u_2 soient présentes simultanément. Nous admettons que leurs actions individuelles s'ajoutent algébriquement (supposition parfaitement valable, et dont la démonstration porte le nom assez pompeux de « Théorème de la superposition des états d'équilibre »), ce qui nous donne alors :

$$V_o = 11 u_1 - 10 u_2$$

Ce n'est pas là tout à fait ce que nous voulions : nous souhaitons une tension de sortie qui soit :

$$V = 10 (u_1 - u_2) \text{ ou}$$

$$10 u_1 - 10 u_2$$

Autrement dit, la tension de sortie du montage de la figure 35 est un peu trop sensible à u_1 . Donc, si nous réduisons u_1 dans le rapport 10/11 avant de l'appliquer à l'entrée « + », nous aurions exactement ce que nous avons désiré.

NOUS ARRIVONS AU MONTAGE « PARFAIT »

Nous allons donc obtenir un bon résultat avec le montage de la figure 36. Nous y utilisons un diviseur de tension pour réduire un peu la tension appliquée à l'entrée « + ».

Ce diviseur utilise deux résistances, R_1 et R_2 , dont les résistances sont kR et kR , le coefficient k étant quelconque. Dans le cas de notre exemple précédent, dans lequel nous

avons pris $R = 10 r$, il nous suffira de prendre $R_2 = 10 R_1$. Dans ces conditions, comme on applique à l'entrée « + » de l'amplificateur opérationnel une tension qui vaut $u_1 \times 10/11$ et que la tension V_o vaut 11 fois cette valeur, on voit que la sortie V_o variera bien comme $10 \times u_1$.

Donc un tel montage nous donne, en sortie, une tension : $V_o = 10 (u_1 - u_2)$.

Pour vérifier que le montage agit bien comme il le doit, la meilleure méthode consiste à appliquer la même tension à u_1 et à u_2 (ce qui se fait en reliant entre eux les points A et B, et en appliquant simultanément à ces deux points une tension variable par rapport à la masse) : la tension de sortie V_o doit demeurer constamment nulle.

S'il n'en est pas ainsi, on retouche légèrement un des quatre résistances du montage jusqu'à ce que V_o reste parfaitement nul, quel que soit le potentiel commun des points A

et B, reliés entre eux. Pour faire cette « retouche », le mieux est de constituer le résistor en question par un premier résistor fixe, d'une résistance un peu inférieure à la valeur théorique, en série avec un résistor ajustable, de résistance bien plus petite. Par exemple, si l'on doit avoir une valeur de 1 k Ω , il faut utiliser un résistor fixe de 910 Ω , en série avec un résistor ajustable de 200 Ω maximum.

ENCORE UNE PETITE QUESTION DE RESISTANCE D'ENTREE

Le montage de la figure 36 a, cependant, un inconvénient : ses deux entrées consomment du courant, ce qui peut perturber les sources qui fournissent les deux tensions dont on veut avoir la différence, surtout si ces sources « ont la résistance interne », ce qui sera forcé-

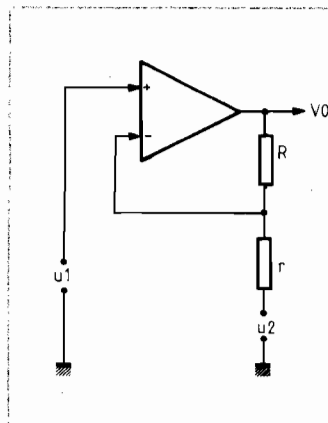


Fig. 35. - Si l'on utilise « en même temps » l'amplificateur opérationnel en gain positif et en gain négatif, on s'approche de l'amplificateur de différence (qui doit donner en sortie un multiple de $u_1 - u_2$). Mais le gain est un peu trop grand par rapport à u_1 .

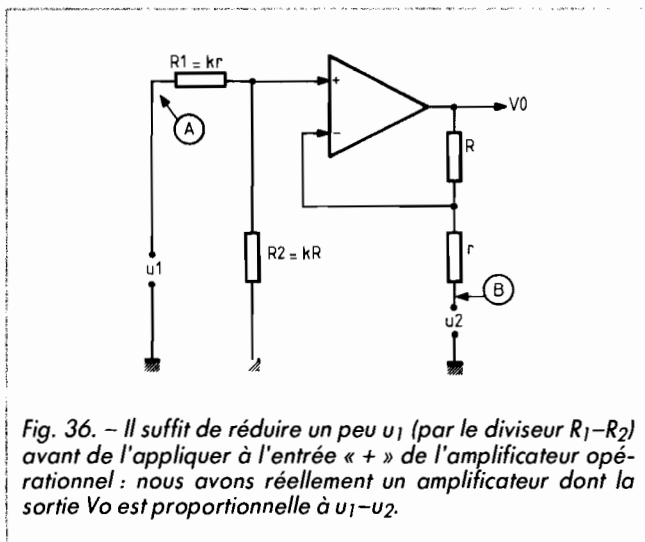


Fig. 36. – Il suffit de réduire un peu u_1 (par le diviseur R_1-R_2) avant de l'appliquer à l'entrée « + » de l'amplificateur opérationnel : nous avons réellement un amplificateur dont la sortie V_0 est proportionnelle à u_1-u_2 .

ment le cas quand on utilisera l'amplificateur de différence pour apprécier l'équilibre du pont de la figure 9.

Le remède est bien connu : nous allons ajouter à notre montage deux amplificateurs opérationnels en « suiveurs », c'est-à-dire de gain unité en tension, recopiant vers les points adéquats les tensions u_1 et u_2 , ne consommant à ces sources aucun courant, et capables de fournir, là où c'est nécessaire, des courants non nuls.

On arrive alors au montage de la figure 37. Le fait qu'on y utilise trois amplificateurs opérationnels n'a rien d'inquiétant : ces composants se trouvent souvent par quatre dans le même boîtier (comme les TL 074 ou TL 084). Mais, maintenant, les résistances d'entrées du montage sont infinies (ou presque) et les sources u_1 et u_2 n'ont plus aucun courant à fournir.

La sortie V_0 peut alors être appliquée directement au démodulateur cohérent de la figure 28. Mieux encore, comme le montage de la figure 37 nécessite trois amplificateurs opérationnels et que, comme on l'a dit, on les trouve par quatre dans un même boîtier, nous pourrions utiliser le quatrième pour réaliser un inverseur du signal V_0 , ce qui nous permettra de faire de la démodulation cohérente en

deux alternances, comme sur le schéma de la figure 31.

On pourra aussi se contenter de la démodulation du type de la figure 28, en utilisant le quatrième amplificateur opérationnel disponible pour réaliser le filtre passe-bas, selon le schéma de la figure 33 par exemple.

Si vous réalisez un pont de Wheatstone alimenté en alternatif, suivi d'un amplificateur de différence et d'une démodulation cohérente, vous serez surpris par la précision de l'instrument. Par ailleurs, il se

prête parfaitement en fonctionnement en « pont de Sauty », pour la mesure des capacités.

On remplace alors, dans la figure 9, les résistances X et R par deux condensateurs de capacité C (à la place de X) et C' (à la place de R). L'équilibre du pont a lieu pour :

$$P/Q = C/C'$$

car le rapport des impédances des deux condensateurs est évidemment l'inverse du rapport de leurs capacités.

Le grand intérêt de l'emploi d'une démodulation cohérente avec un pont de Sauty (ou un pont de Maxwell pour la mesure des coefficients de self-induction) tient au fait que toute tension alternative parasite, déphasée de 90° par rapport à la tension normale de déséquilibre, est éliminée par le système de démodulation cohérente.

ET SI NOUS N'AVONS PAS DE TENSION DE « REFERENCE » ?

Ce que l'on pourrait reprocher à la démodulation cohérente, par ailleurs parfaite en

ce qui concerne sa linéarité, est la nécessité de disposer d'une « référence ».

Dans les différents exemples donnés (capteur de position à transformateur différentiel, pont de Wheatstone ou de Sauty alimentés en alternatif), la « référence » était incluse dans le montage (alimentation du primaire du transformateur différentiel ou du pont).

Comment ferons-nous alors pour bénéficier de la qualité exceptionnelle de cette démodulation dans le cas d'un signal modulé en amplitude, non accompagné de la fameuse « référence » ? Tout simplement en « recréant » la référence.

Il existe en effet un moyen d'asservir la fréquence d'un oscillateur à celle d'un signal, par la méthode de la « boucle verrouillée en phase », ou « PLL » (Phase Locked Loop), universellement employée pour les bases de temps horizontales des téléviseurs.

La figure 38 en indique le principe. Le signal « pilote » est, par exemple, une porteuse modulée en amplitude, ou un signal dont la fréquence peut présenter des variations rapides, la valeur moyenne de cette fréquence étant quand même bien définie.

L'oscillateur nommé « VTO »

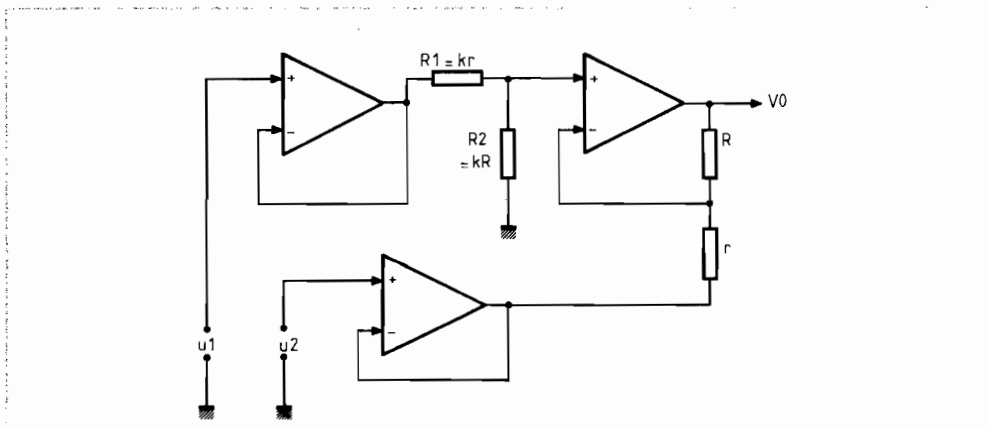


Fig. 37. – Comme, dans l'amplificateur de la figure 36, les sources u_1 et u_2 doivent débiter des courants non nuls, et que cela peut les perturber, on améliore les résultats en interposant, entre les sources et les points qu'elles doivent commander, deux amplificateurs « suiveurs » (de gain unité en tension), d'impédance d'entrée pratiquement infinie. Exemple de réalisation : amplificateurs opérationnels : TL 074 ; $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 91 \text{ k}\Omega$ fixe + $22 \text{ k}\Omega$ ajustable, $r = 1 \text{ k}\Omega$, $R = 10 \text{ k}\Omega$.

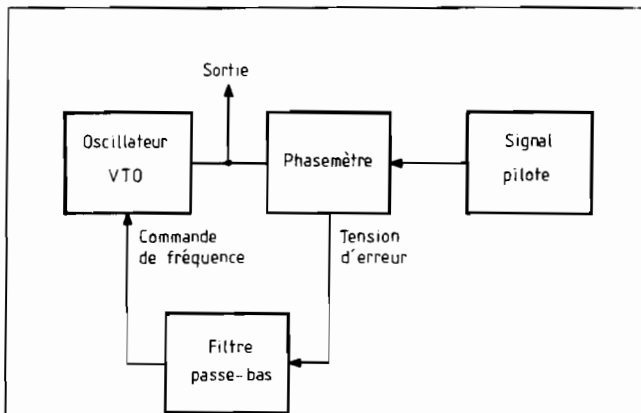


Fig. 38. — Le système « PLL » (Phase Locked Loop = boucle verrouillée en phase) permet d'asservir à la fréquence du signal « pilote » celle de l'oscillateur VTO (Voltage Tunable Oscillator = oscillateur accordable par une tension), dont la fréquence et l'amplitude sont parfaitement stables. Cet oscillateur peut alors servir de référence pour réaliser une démodulation cohérente d'un signal AM.

(Voltage Tunable Oscillator = oscillateur accordable par une tension) est tel qu'on peut agir sur sa fréquence par une tension continue, comme on le fait avec des diodes « varicap », bien connues des lecteurs du *Haut-Parleur*.

On utilise un phasemètre pour comparer la phase du signal du VTO et celle du signal « pilote ». Il en résulte, lorsque ces deux tensions se décalent en phase l'une par rapport à l'autre, un signal « d'erreur ». Ce signal, filtré, agit sur la commande de fréquence du VTO. Ainsi, après un temps de stabilisation, le VTO se « verrouille » sur la fréquence moyenne du signal pilote.

Le tout peut paraître compliqué, mais il existe, depuis longtemps, d'excellents circuits intégrés qui comportent tous les composants de la fi-

gure 38 (à part le filtre), comme le HEF 4046 par exemple.

Il devient alors aisé, à partir d'un signal AM à 455 kHz, par exemple, de recréer une porteuse à 455 kHz stable, d'amplitude constante, qui permet de traiter le signal modulé par la méthode de la démodulation cohérente exposée ci-dessus. Les résultats sont sans aucune comparaison possible avec ceux d'une simple détection.

Nous reviendrons ultérieurement sur ces problèmes de phasemètres et de PLL, mais nous avons signalé cette méthode pour montrer à quel point la démodulation cohérente étoit une technique pleine de possibilités très intéressantes.

J.-P. OEHMICHEN

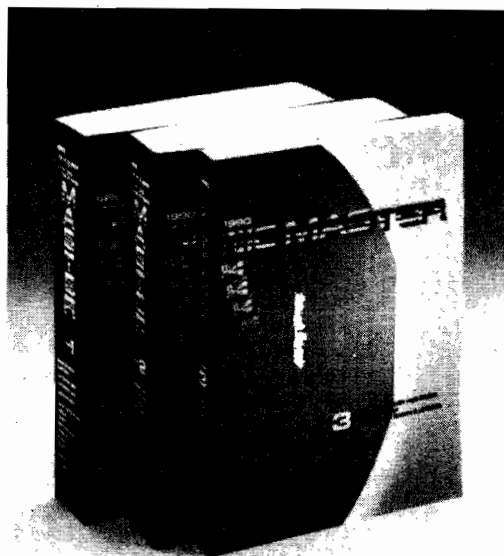
BLOC-NOTES

LE MASTER DE L'ELECTRONIQUE

IC Master 90 est le répertoire sur les circuits intégrés le plus largement utilisé dans le monde.

L'édition 1990 comprend les guides Master de choix suivants : numérique, interfaces, linéaires, mémoires, microprocesseurs, cartes pour microordinateurs, système de développement ; cartes supports : mémoires, circuits intégrés militaires, circuits intégrés grand public, circuits intégrés digitaux pour montage en surface (CMS), Custom, semi-custom, ASIC.

IC Master est organisé par types, fonctions et paramètres clés et est orienté vers la résolution des problèmes que rencontrent les ingénieurs de conception. Il permet de ga-



agner du temps dans la recherche d'un C.I. spécifique et de ses secondes sources. L'édition 1990 contient plus de 155 000 références.

Le nouvel IC Master se présente en trois volumes (dont un volume ASIC, custom et semi-custom...) avec guides multilingues (anglais, français, allemand, espagnol et japonais). Plus de 155 000 C.I. y sont répertoriés dont 14 000 nouveaux circuits. Les sections choix des produits sont organisées par fonctions et paramètres, pour faciliter la recherche. Les fabricants et leurs distributeurs figurent sur un répertoire complet.

Editeur : Conseil et Promotion (1 475 F HT), 28, rue de la Procession, 92150 Suresnes. Tél. : (1) 45.06.42.75.