

**Dept GEII IUT Bordeaux I**

**BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE**

**et**

**APPLICATIONS**

**(Vol. 9)**

**G. Couturier**

Tel : 05 56 84 57 58

email : [couturier@elec.iuta.u-bordeaux.fr](mailto:couturier@elec.iuta.u-bordeaux.fr)

## Sommaire

### I- Principe de fonctionnement d'une boucle à verrouillage de phase : plage de capture et plage de verrouillage

I- 1- La boucle à verrouillage de phase vue par l'électronicien

I- 2- La boucle à verrouillage de phase vue par l'automaticien

I- 3- Boucle à verrouillage de phase logique

I- 4- Détermination expérimentale des plages de capture et de verrouillage

I- 5- Observation de l'accrochage d'une boucle à verrouillage de phase

I- 6- Point de fonctionnement stable pour  $f_e = F_0$

### II- Applications des boucles à verrouillage de phase

II-1- Démodulation de fréquence

II- 2- Synthèse de fréquences

II- 3- Emetteur à modulation de phase

II- 4- Démodulation d'une onde modulée en amplitude sans porteuse et démodulation de phase à deux états

II- 5- Décodeur stéréophonique

II- 6- Contrôle de la vitesse de rotation d'un moteur

annexe I : Parallel-Input PLL Frequency Synthesizer MC145152-2 (Motorola)

annexe II : Dual modulus prescaler MC12015 (Motorola)

annexe III: Low Power Voltage Controlled Oscillator Buffer MC12147 (Motorola)

annexe IV : PLL stereo decoder TEA5581 (Philips Semiconductor)

## BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE ET APPLICATIONS

Les boucles à verrouillage de phase (**PLL** en anglais pour **Phase Locked Loop**) sont des circuits intégrés très utilisés en électronique. Il s'agit donc comme leur nom l'indique d'un asservissement de phase dont le rôle est d'asservir la phase d'un oscillateur local à celle d'un signal extérieur. Les boucles à verrouillage de phase sont au cœur de nombreux matériels électroniques : synthétiseurs de fréquence, récepteurs de télévision, téléphones cellulaires, ... .

I- Principe de fonctionnement d'une boucle à verrouillage de phase : plage de capture et plage de verrouillage

I- 1- La boucle à verrouillage de phase vue par l'électronicien

Le schéma de principe d'une boucle à verrouillage de phase est donné ci-dessous en Fig. 1, il s'agit ici d'une boucle analogique avec un circuit multiplieur comme comparateur de phase.

Le **VCO** (**V**oltage **C**ontrolled **O**scillator) délivre une fréquence  $f_s$  proportionnelle à la tension de commande  $V_c$ , ceci sur une certaine plage de fréquence délimitée par  $F_{\min}$  et  $F_{\max}$  comme le montre la Fig.2. La fréquence  $F_0$  obtenue à  $V_c=0$  est appelée la **fréquence libre**.

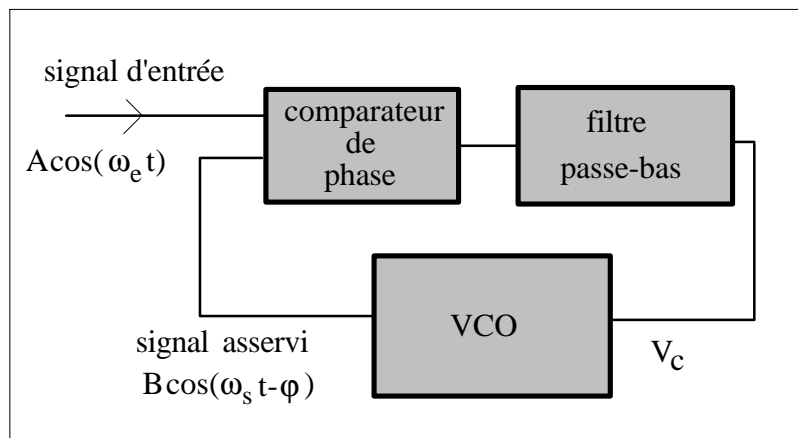


Fig. 1 Schéma de principe d'une boucle à verrouillage de phase

Dans le domaine linéaire, la relation fréquence-tension du VCO s'écrit :

$$f_s = F_0 + \frac{F_{\max} - F_{\min}}{V_{c\max} - V_{c\min}} V_c$$

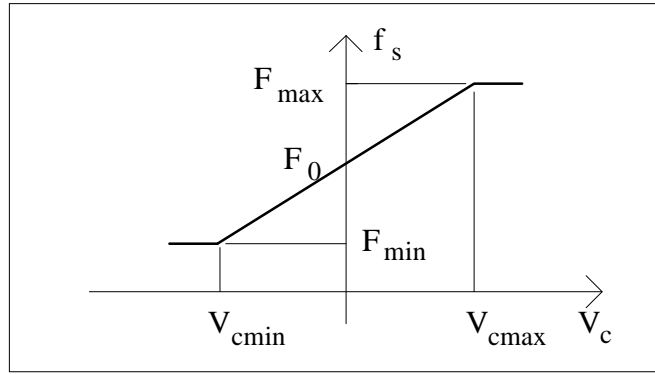


Fig. 2 Caractéristique linéarisée du VCO avec saturation

Pour faciliter la compréhension nous supposons un filtre passe-bas de gain unité pour les fréquences inférieures à  $F_c$  et de gain nul pour les fréquences supérieures à  $F_c$  comme le montre la Fig. 3.

Pour fixer les idées prenons  $F_{\min}=2\text{kHz}$ ,  $F_0=10\text{kHz}$ ,  $F_{\max}=18\text{kHz}$ ,  $F_c=1\text{kHz}$ ,  $V_{\min}=-2\text{V}$  et  $V_{\max}=2\text{V}$  puis étudions les grandeurs  $f_s=\omega_s/2\pi$ ,  $\varphi$  et  $V_c$  en fonction de la fréquence  $f_e=\omega_e/2\pi$  du signal d'entrée. La relation fréquence-tension du VCO devient  $f_s=10+4V_c$  (en kHz) dans le domaine linéaire. Nous supposons dans un premier temps que  $f_e$  croît très lentement de quelques Hz vers quelques dizaines de kHz. Il nous faut distinguer plusieurs domaines de fréquences :

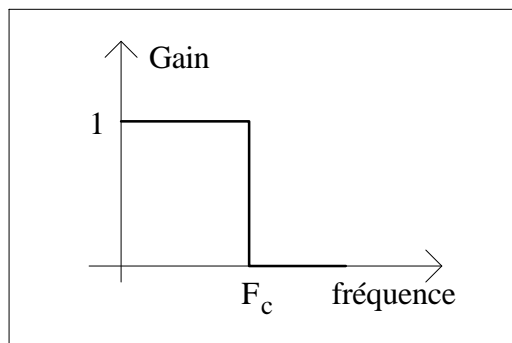


Fig. 3 caractéristique du filtre passe-bas

1)  $f_e < F_0 - F_c = 9\text{kHz}$

Supposons par exemple  $f_e = 1.5\text{kHz}$ , quelle est alors la fréquence possible pour le VCO ?

Comme le VCO ne peut pas descendre en-dessous de 2kHz, on pourrait être tenté de dire qu'il va osciller à cette fréquence. Pour qu'il en soit ainsi il faut démontrer que la tension de commande du VCO est continue et égale à  $-2\text{V}$ , est-ce possible ?

Si le VCO oscille à 2kHz, en sortie du multiplieur on récupère deux composantes alternatives, l'une à 0.5kHz l'autre à 3.5kHz. Rappelons qu'en sortie d'un multiplieur on obtient la somme et la différence des fréquences. La composante à 3.5kHz est éliminée par le filtre passe-bas, seule la composante à 0.5kHz est transmise.

Cette hypothèse ne tient pas, en effet la tension de commande du VCO n'est pas continue et par conséquent aucun état stable n'est obtenu.

La seule fréquence possible pour le VCO est en fait  $F_0$ . En effet pour cette fréquence le multiplieur donne deux composantes, l'une à 11.5kHz et l'autre à 8.5kHz. Ces deux composantes sont éliminées par le filtre, la tension de commande du VCO est donc nulle et stable. C'est précisément les conditions requises pour que le VCO oscille à  $F_0$ .

$$2) F_{\max}=18\text{kHz} > f_e > F_0 - F_c = 9\text{kHz}$$

La situation précédente demeure si  $f_e$  reste inférieure à 9kHz, c'est à dire  $F_0 - F_c$ . En effet dès que  $f_e$  passe par 9kHz, il apparaît en sortie du filtre passe-bas une composante de fréquence inférieure à 1kHz qui vient modifier la fréquence du VCO. La fréquence du VCO se déplace vers la fréquence  $f_e$ . L'allure du transitoire est compliqué, par contre il est facile de comprendre pourquoi le VCO vient se caler à  $f_s = f_e$ .

Prenons par exemple  $f_e = 9.5\text{kHz}$ , quand  $f_s = f_e = 9.5\text{kHz}$ , en sortie du multiplieur on obtient une composante continue égale à  $(KAB/2)\cos(\varphi)$  et une composante alternative égale à  $(KAB/2)\cos(2\omega_e t - \varphi)$ , seule la composante continue passe à travers le filtre et stabilise la fréquence du VCO, en effet  $2f_e = 19\text{kHz}$  est supérieure à  $F_c = 1\text{kHz}$ . La phase  $\varphi$  est telle que  $(KAB/2)\cos(\varphi) = V_c$  avec :

$$V_c = (f_e - F_0) \frac{(V_{c\max} - V_{c\min})}{(F_{\max} - F_{\min})}$$

dans l'exemple choisi  $V_c = -0.125\text{V}$ .

La fréquence  $(F_0 - F_c)$  est appelée **fréquence basse de la plage de capture**. Pour  $f_e$  supérieure à  $F_0 - F_c$ , on dit que le VCO est verrouillé. On peut maintenant se poser la question suivante : jusqu'à quelle fréquence le VCO reste-t-il verrouillé ?

$$3) f_e > F_{\max} = 18\text{kHz}$$

La fréquence  $f_s$  du VCO reste égale à  $f_e$  si le filtre passe-bas peut générer une tension continue qui assure la stabilité du VCO. La limite est atteinte pour  $f_e = F_{\max} = 18\text{kHz}$ . En effet au-delà de cette fréquence il n'y a plus de composante continue stable disponible en sortie du filtre passe-bas.

Prenons par exemple le cas où  $f_e = 18.5\text{kHz}$ , comme le VCO ne peut pas dépasser la fréquence de 18kHz, on peut être tenter de dire que le VCO oscille à 18kHz. Si tel est le cas, en sortie du multiplieur on obtient deux composantes alternatives, l'une à 0.5kHz, l'autre à 36.5kHz. La composante à 0.5kHz est transmise par le filtre passe-bas, mais comme il s'agit d'une tension alternative la fréquence du VCO ne peut rester à 18kHz. La seule solution qui donne une tension continue stable en sortie du filtre passe-bas correspond à  $f_e = F_0$ . En effet pour cette situation, la sortie du filtre passe-bas est nulle et c'est précisément la condition requise pour que le VCO continue à osciller à  $F_0$ .

La fréquence  $F_{\max}$  est appelée **fréquence haute de la plage de verrouillage**.

On pourrait reprendre le même raisonnement pour le cas des fréquences décroissantes de quelques dizaines de kHz vers quelques Hz. On arriverait aux résultats suivants.

$$4) f_e > F_0 + F_c = 11 \text{ kHz}$$

Le VCO n'est pas verrouillé, il oscille à la fréquence libre  $F_0$  et la tension  $V_c$  est nulle.

$$5) F_{\min} = 2 \text{ kHz} < f_e < F_0 + F_c = 11 \text{ kHz}$$

Le verrouillage commence à la fréquence  $F_0 + F_c$ . La fréquence  $F_0 + F_c$  est appelée la **fréquence haute de la plage de capture**. Le verrouillage du VCO est assuré jusqu'à  $F_{\min}$ . Cette dernière fréquence est appelée la **fréquence basse de la plage de verrouillage**. Lors du verrouillage la fréquence  $f_s$  du VCO est égale à la fréquence  $f_e$ , la phase  $\varphi$  est telle que  $\frac{KAB}{2} \cos(\varphi) = V_c$  avec :

$$V_c = (f_e - F_0) \frac{(V_{c\max} - V_{c\min})}{(F_{\max} - F_{\min})}$$

$$6) f_e < F_{\min} = 2 \text{ kHz}$$

Le VCO est déverrouillé, il oscille à la fréquence libre  $F_0$  et la tension  $V_c$  est nulle.

L'ensemble des résultats précédents est résumé sur le graphe de la Fig. 4.

La **plage de capture** correspond à l'écart de fréquence entre la fréquence libre et la fréquence à partir de laquelle la PLL se verrouille. La plage de capture dépend de la fréquence de coupure du filtre passe-bas. A priori on a intérêt à choisir une plage de capture élevée. En pratique, ceci peut s'avérer dangereux, en effet il y a dans ce cas risque de verrouillage sur des fréquences parasites non désirées.

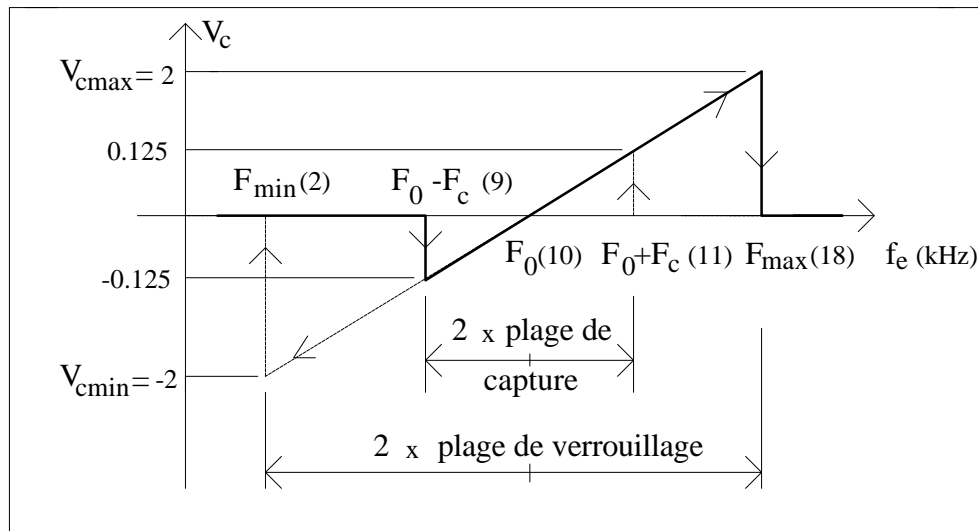


Fig. 4 variation de la tension de commande  $V_c$  du VCO en fonction de la fréquence d'entrée  $f_e$

La **plage de verrouillage** correspond à l'écart de fréquence entre la fréquence libre et la fréquence à partir de laquelle la PLL se déverrouille. La plage de verrouillage dépend de la caractéristique du VCO, en particulier de l'étendue du domaine linéaire, c'est à dire  $F_{\max} - F_{\min}$ .

**Lexique** : pour la plage de verrouillage, on utilise également les mots : plage de maintien, plage de poursuite, *tracking range* et *lock range*. Pour la plage de capture, on utilise également les mots : plage d'accrochage, *capture range*, *acquisition range*.

**Résumé** : quand la boucle est verrouillée, les fréquences  $f_e$  du signal d'entrée et  $f_s$  du VCO sont égales. Il existe par contre un écart de phase permettant de générer la tension de commande  $V_c$  du VCO afin que celui-ci puisse osciller à une fréquence différente de la fréquence libre  $F_0$ . La phase  $\varphi$  est telle que le signal de commande  $V_c$  du VCO soit égal à :

$$V_c = (f_e - F_0) \frac{(V_{cmax} - V_{cmin})}{(F_{max} - F_{min})} = \frac{1}{2} KAB \cos(\mathbf{j}) \quad (1)$$

Lorsque  $f_e$  est égale à la fréquence libre du VCO, c'est à dire  $f_e = F_0 = 10\text{kHz}$ , la tension de commande  $V_c$  est nulle et  $\varphi = \pm\pi/2$ . Le point stable correspond à  $\varphi = -\pi/2$ , en effet si on donne à  $\varphi$  un accroissement  $\delta\varphi > 0$ , la fréquence  $f_s$  augmente et l'écart de phase  $[\omega_e t - (\omega_s t + \pi/2)]$  est  $< 0$ , ce qui ramène la phase vers  $-\pi/2$ . Un raisonnement identique fait autour du point  $\varphi = \pi/2$  conduit à une instabilité, en effet si on donne à  $\varphi$  un accroissement  $\delta\varphi > 0$ , la fréquence  $f_s$  diminue et l'écart de phase  $[\omega_e t - (\omega_s t - \pi/2)]$  augmente ce qui a tendance à éloigner la phase de  $\pi/2$ , d'où l'instabilité.

**Remarque n° 1** : Pour que dans la plage de verrouillage la fréquence du VCO puisse suivre la fréquence  $f_e$  du signal d'entrée il faut vérifier la relation :

$$-1 < \frac{2(f_e - F_0) (V_{cmax} - V_{cmin})}{KAB (F_{max} - F_{min})} = \cos(\mathbf{j}) < 1$$

Pour satisfaire l'inégalité, il faut que le dénominateur reste grand, on peut si besoin est disposer un amplificateur dans la chaîne d'asservissement, cela revient à donner à  $K$  une valeur  $K' > K$  de telle manière que le  $\cos(\varphi)$  reste compris entre -1 et +1.

Par ailleurs pour que l'asservissement ainsi réalisé soit indépendant de l'amplitude du signal  $A$ , on dispose à l'entrée de la PLL un circuit de mise en forme qui maintient une amplitude constante à l'entrée du multiplieur quelle que soit l'amplitude du signal d'entrée, on insère par exemple un circuit limiteur; les harmoniques créés sont éliminés par filtrage.

**Remarque n°2** : La relation (1) montre que le signal  $V_c$  de commande du VCO est directement proportionnel à  $(f_e - F_0)$ , une PLL est donc à priori un parfait démodulateur de fréquence, au moins du point de vue statique. Il reste cependant à étudier le comportement en dynamique de la PLL, par exemple la réponse à un saut de fréquence.

Compte tenu du fait qu'une PLL est un système bouclé, les outils de l'automatique sont bien adaptés pour traiter les aspects dynamiques, c'est ce que nous présentons ci-dessous.

## I- 2- La boucle à verrouillage de phase vue par l'automaticien

La PLL est donc un système bouclé, pour en étudier ces performances (précision, temps de réponse, ....), il est intéressant de faire apparaître un schéma bloc comme on le fait habituellement en automatique, ainsi on pourra utiliser tous les acquis de l'automatique.

Malheureusement le problème n'est pas très simple car il s'agit ici d'un système non linéaire et l'utilisation des fonctions de transfert suppose un système linéaire.

En se limitant au cas où le VCO est verrouillé, on règle une partie du problème, reste la non-linéarité occasionnée par le multiplieur. On peut s'en sortir en linéarisant sa réponse à condition que cela ait un sens. Nous avons vu précédemment que si  $f_e = F_0$ ,  $V_c = 0$  et la phase  $\varphi = -\pi/2$ , quand  $f_e$  s'éloigne de  $F_0$  la phase devient plus ou moins grande que  $-\pi/2$ . La phase  $\varphi$  est telle que  $\frac{KAB}{2} \cos(\varphi) = V_c$ , si le produit  $KAB$  est grand alors  $\varphi$  et  $\cos(\varphi)$  restent respectivement voisins de  $-\pi/2$  et zéro. On peut alors utiliser un développement limité pour  $\cos(\varphi)$ , il vient :

$$\cos(\varphi) = \sin(\pi/2 - \varphi) \approx \pi/2 - \varphi \text{ si } \varphi \approx \pi/2; \text{ posons } \Delta\varphi = \frac{\pi}{2} - \varphi$$

Le multiplieur apparaît donc comme un comparateur de phase qui délivre une tension proportionnelle à l'écart de phase, par rapport à  $\pi/2$ , entre le signal d'entrée et la sortie du VCO.

Si le produit  $KAB$  n'est pas suffisamment élevé pour assurer  $\varphi$  voisin de  $-\pi/2$ , on ajoute un amplificateur dans la boucle.

Le schéma bloc de la PLL en grandeurs phases est dessiné à la Fig. 5.

Le bloc en  $2\pi/p$  en sortie du VCO provient du fait que la phase est l'intégrale de la pulsation, d'où :

$$j_s(t) = \int_0^t w_s(t) dt \rightarrow j_s(p) = \frac{w_s(p)}{p} = \frac{2\pi f_s(p)}{p}$$

La constante  $k_0$  du VCO (en  $\text{HzV}^{-1}$ ) est égale à :

$$k_0 = \frac{df_s}{dV_c} = \frac{F_{\max} - F_{\min}}{V_{\max} - V_{\min}}$$

La constante  $k_d$  du comparateur de phase (en  $\text{Vrd}^{-1}$ ) est égale à  $KAB/2$ . Le bloc de fonction de transfert  $F(p)$  représente le filtre passe-bas, par exemple  $1/(1+\tau p)$  pour un premier ordre.

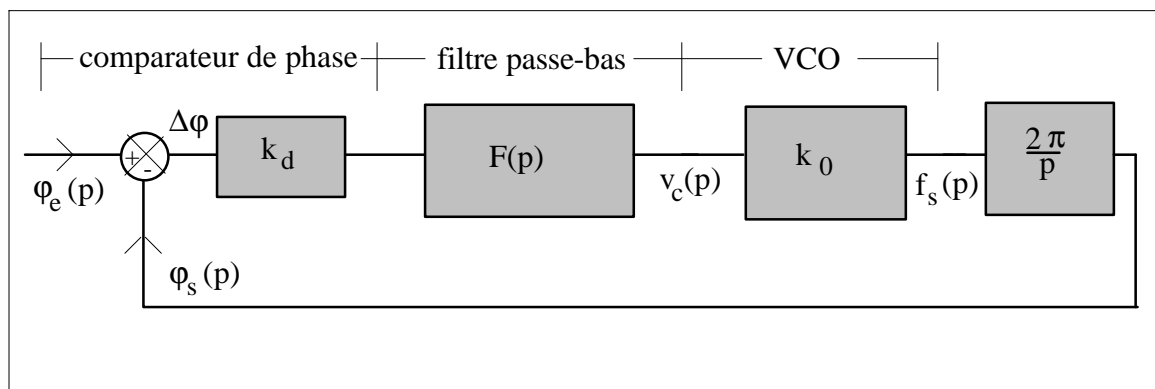


Fig. 5 Schéma bloc de la PLL en grandeurs phases



Le schéma bloc en grandeurs fréquences est représenté à la Fig. 6. Il est obtenu en écrivant que  $\varphi_e(p) = 2\pi f_e(p)/p$ .

On peut également obtenir un schéma bloc à retour unitaire, il est représenté sur la Fig. 7.

Le gain en boucle fermée du système se met sous la forme suivante :

$$\frac{f_s(p)}{f_e(p)} = \frac{\omega_s(p)}{\omega_e(p)} = \frac{\varphi_s(p)}{\varphi_e(p)} = \frac{H(p)}{1+H(p)} \quad (2)$$

avec  $H(p) = \frac{2pk_0k_dF(p)}{p}$ , le gain en boucle ouverte.

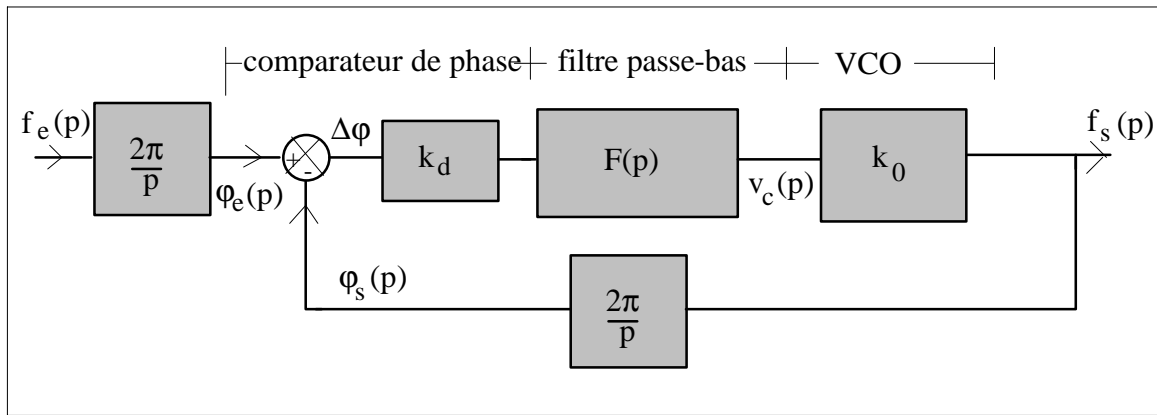


Fig. 6 Schéma bloc en grandeurs fréquences

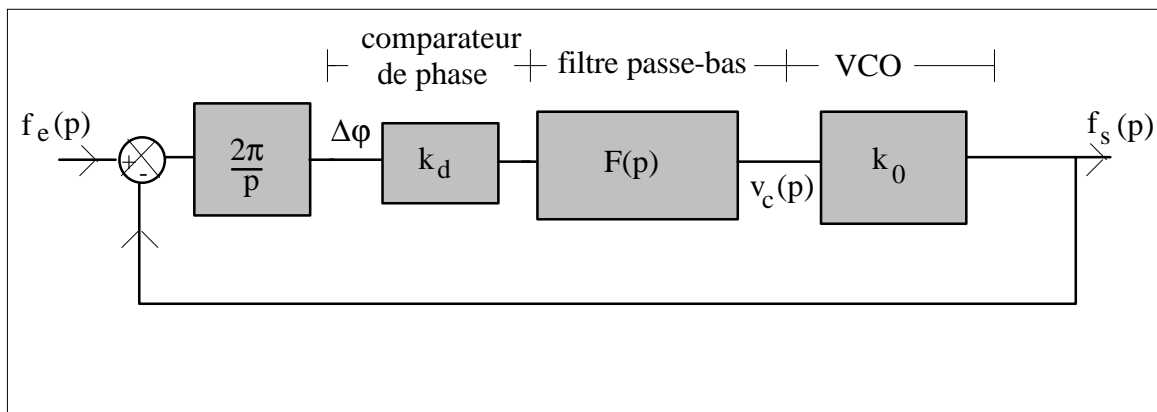


Fig. 7 Schéma bloc en grandeurs fréquences à retour unitaire

L'étude de la PLL se ramène donc à l'étude d'un système asservi. On peut ainsi étudier la réponse à diverses excitations; sinusoïdale, triangulaire, échelon de fréquence (démodulation FSK, pour Frequency Shift Keying) ou de phase (démodulation PSK, pour Phase Shift Keying).

Exemple : réponse à un échelon de fréquence  $f_e(p)=\Delta F_e/p$  avec un filtre passe-bas de fonction de transfert  $F(p)=1/(1+\tau p)$ .

C'est le cas d'un signal modulé FSK dont la fréquence passe de  $f_{e1}$  pour un niveau logique '0' à  $f_{e2}=f_{e1}+\Delta F_e$  pour un niveau logique '1'. La fréquence du VCO passera de  $f_{s1}=f_{e1}$  à  $f_{s2}=f_{e2}$  (erreur statique nulle) avec un transitoire donné par la transformée inverse de :

$$f_s(p) = \Delta F_e \frac{1}{p \left( 1 + \frac{2x}{w_p} p + \frac{p^2}{w_p^2} \right)} \quad (3)$$

avec  $w_p = \sqrt{\frac{2pk_0k_d}{t}}$  la pulsation propre et  $x = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2pk_0k_d t}}$  le facteur d'amortissement.

Dans le cas où  $(\xi^2-1)<0$ , on obtient le résultat suivant pour  $f_s(t)$  :

$$f_s(t) = \Delta F_e \left( 1 + \frac{1}{\sqrt{1-x^2}} e^{-xw_p t} \sin(w_p \sqrt{1-x^2} t + f) \right) \quad \text{avec } f = \arctg\left(\frac{\sqrt{1-x^2}}{-x}\right) \quad (4)$$

L'allure de  $f_s(t)$  est tracé sur la Fig. 8.

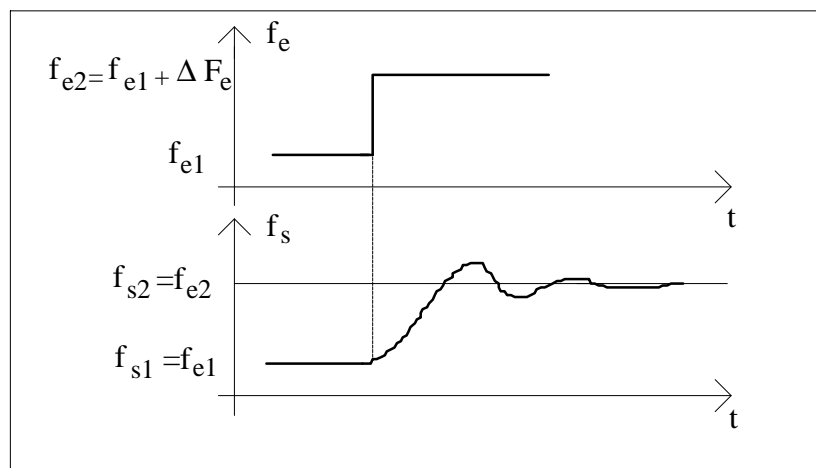


Fig. 8 Réponse à un échelon de fréquence

**Attention** : Pour un bon fonctionnement, les fréquences  $f_{e1}$  et  $f_{e2}$  doivent être comprises dans la plage de capture, mais ceci n'est pas suffisant en effet lors du transitoire le rebondissement peut entraîner le déverrouillage de la PLL (voir ci-dessous la démodulation de fréquence par une boucle à verrouillage de phase).

### I- 3- Boucle à verrouillage de phase logique

Dans une boucle à verrouillage de phase logique le comparateur de phase peut être un simple OU exclusif comme le montre la Fig. 9. Le signal de sortie du VCO est dans ce cas un signal logique.

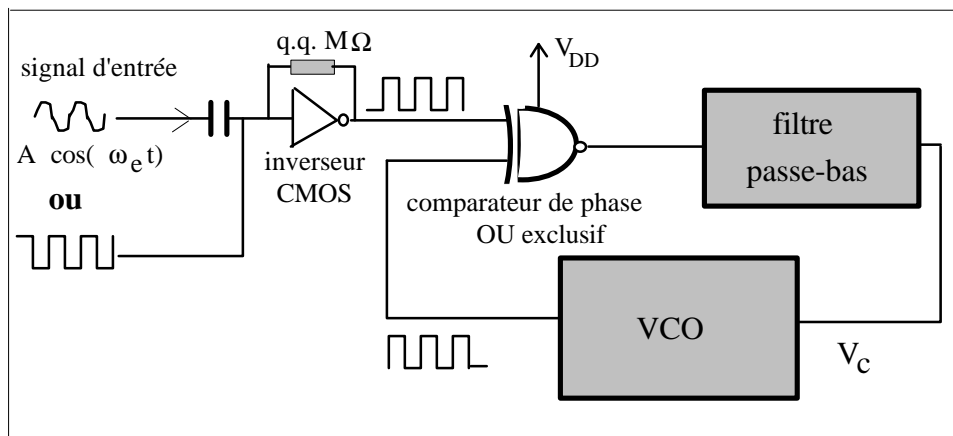


Fig. 9 Boucle à verrouillage de phase logique avec un OU exclusif

La valeur moyenne du signal en sortie du filtre passe-bas est comprise entre 0 et  $V_{DD}$ ; la tension d'alimentation du OU exclusif. Il s'ensuit que la fréquence libre  $F_0$  du VCO est maintenant obtenue pour une tension  $V_c = V_{DD}/2$  et la caractéristique fréquence-tension du VCO est représentée à la Fig. 10.

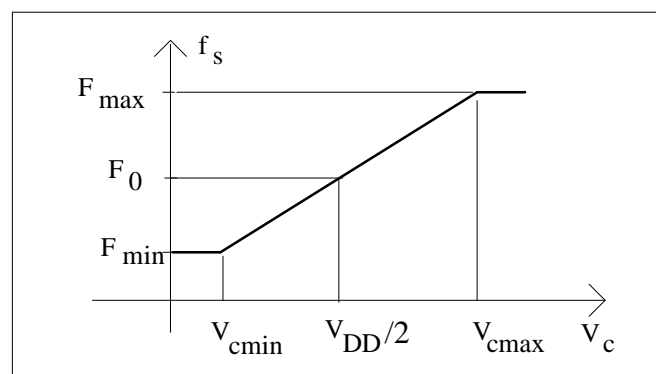


Fig. 10 Caractéristique fréquence-tension du VCO d'une boucle à verrouillage de phase logique

#### I- 4- Détermination expérimentale des plages de capture et de verrouillage

Les plages de capture et de verrouillage d'une boucle à verrouillage peuvent obtenues par wobulation, la Fig 11 présente un montage permettant cette étude. Sur les Fig. 12 et 13, on a tracé la variation de la tension de commande  $V_C$  (image de la fréquence  $f_s$  en sortie du VCO) en fonction de la tension  $V_1$  (image de la fréquence du  $f_e$  du signal d'entrée).

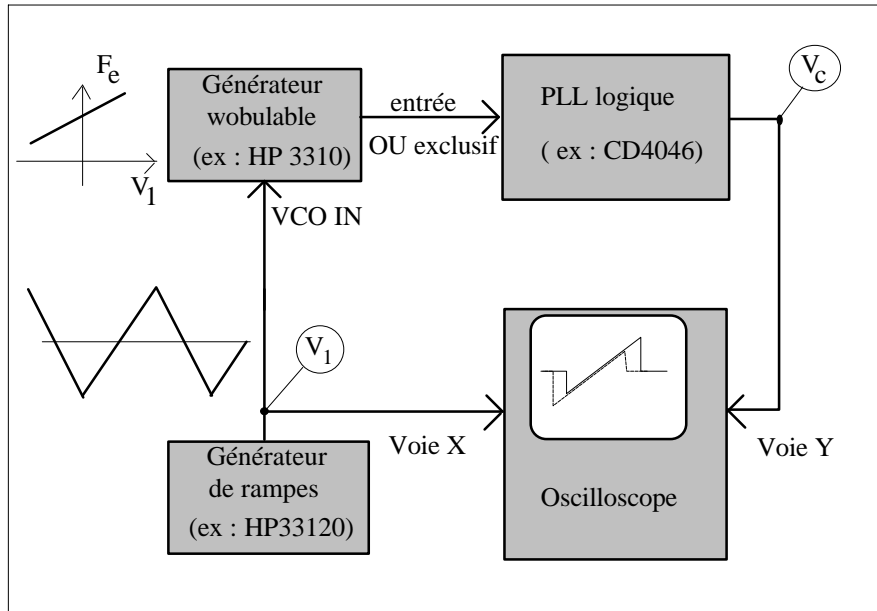


Fig. 11 Montage permettant de relever les plages de capture et verrouillage par wobulation

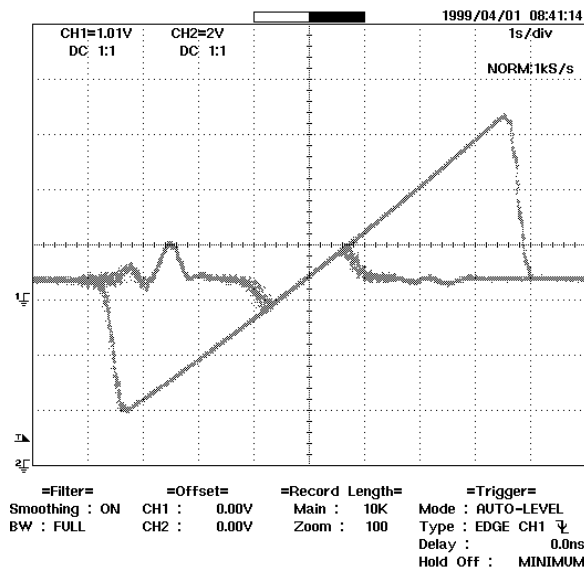


Fig. 12  $V_C$  fonction de  $V_1$ , ou  $f_s$  fonction de  $f_e$

filtre passe-bas R-C ;  $R=30k\Omega$  et  $C=10nF$

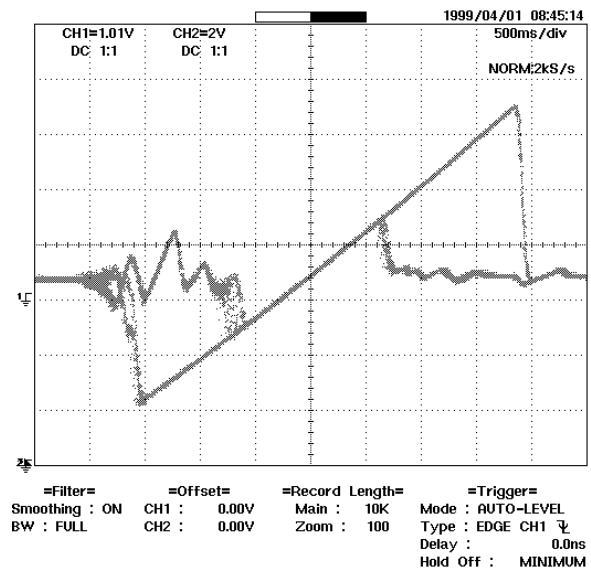


Fig. 13  $V_C$  fonction de  $V_1$ , ou  $f_s$  fonction de  $f_e$

filtre passe-bas R-C ;  $R=10k\Omega$  et  $C=10nF$

On vérifie bien que plus la bande passante ( $1/2\pi RC$ ) du filtre passe-bas est élevée, plus la plage de capture est grande.

#### I- 5- Observation de l'accrochage d'une boucle à verrouillage de phase

La phase d'accrochage d'une boucle à verrouillage de phase peut être observée à partir du montage de la Fig. 11. Il suffit de remplacer le signal  $V_1$  par un échelon de tension et d'utiliser l'oscilloscope en deux voies; le niveau bas de l'échelon doit correspondre à une fréquence située en dehors de la plage de verrouillage et le niveau haut à une fréquence située dans la plage de capture, les résultats sont reportés sur les fig. 14 et 15.

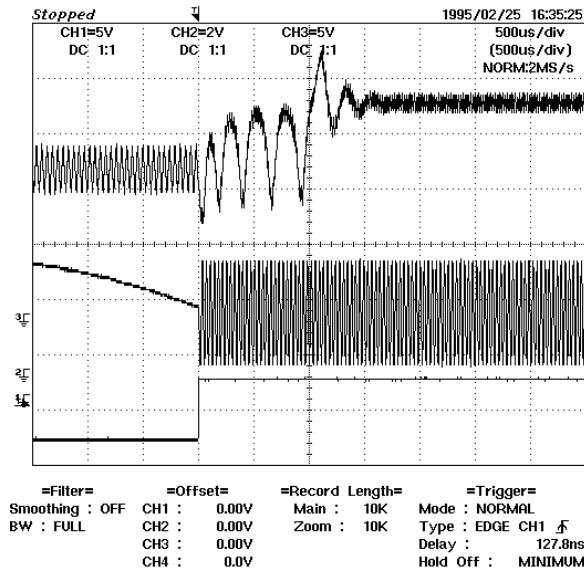


Fig. 14 Exemple d'accrochage d'une boucle à verrouillage de phase  
 signal haut : tension  $V_C$  de commande du VCO  
 signal milieu : signal d'entrée du OU exclusif  
 signal bas : échelon  $V_1$

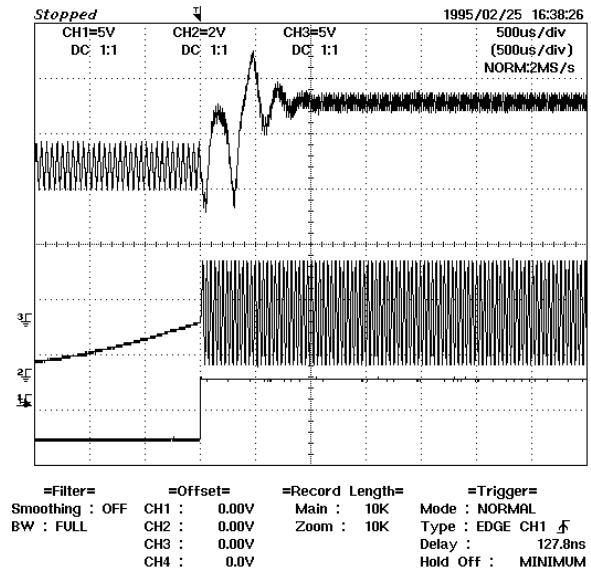


Fig. 15 Autre exemple d'accrochage d'une boucle à verrouillage de phase  
 signal haut : tension  $V_C$  de commande du VCO  
 signal milieu : signal d'entrée du OU exclusif  
 signal bas : échelon  $V_1$

On observe que la forme du signal  $V_C$ , donc de la fréquence  $f_s$ , dépend fortement du signal d'entrée sur le OU exclusif, l'accrochage est plus ou moins long et ne peut être décrit simplement par la relation 4, bien qu'il s'agisse de la réponse à un saut de fréquence. En effet dans la phase d'accrochage, le schéma bloc de la Fig. 7 n'est pas valable car le système ne peut être linéarisé.

#### I- 6- Point de fonctionnement stable pour $f_e = F_0$

Dans le cas d'une boucle à verrouillage de phase logique, utilisant la fonction OU exclusif comme comparateur de phase, le point de fonctionnement stable à  $f_e = F_0$  (fréquence libre du VCO), est obtenu pour  $\varphi = \pi/2$  et non  $-\pi/2$ . En effet, le point de fonctionnement stable ne peut être obtenu que dans une région de la caractéristique  $V_c = f(\varphi)$  où  $\Delta V_c / \Delta \varphi$  est positif comme le montre la Fig. 16 (voir la discussion sur la stabilité au § I-1).

Les Fig. 17, 18 et 19 montrent les deux signaux d'entrée et de sortie du OU exclusif puis de sortie du filtre passe bas ( $V_c$ ), on vérifie bien que pour  $f_e = F_0$ , la phase  $\varphi = \pi/2$ . Par ailleurs, on note que  $V_c$  est inférieur, égal ou supérieur à  $V_{DD}/2 = 7.5V$  ( $V_{DD} = 15V$ ) suivant que  $f_e$  est inférieur, égal ou supérieur à  $F_0$ .

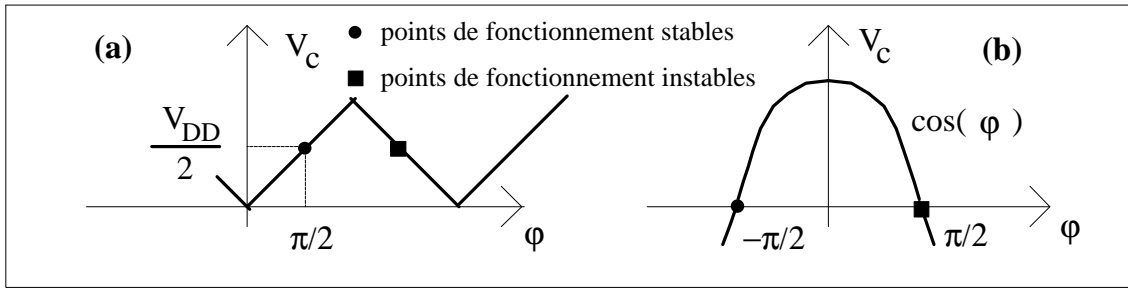


Fig. 16 Points de fonctionnement stables dans une boucle logique (a) et analogique (b)

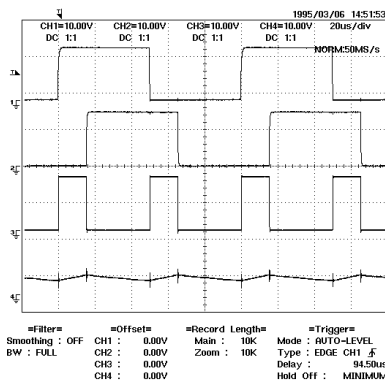


Fig. 17 Cas où  $f_e < F_0$   
 signal haut : entrée boucle  
 signaux milieu : sortie VCO  
 sortie OU exclusif  
 signal bas : sortie filtre ( $V_c$ )

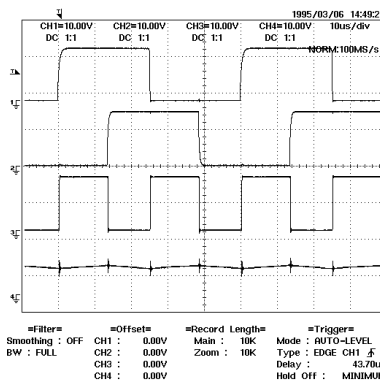


Fig. 18 Cas où  $f_e = F_0$   
 signal haut : entrée boucle  
 signal milieu : sortie VCO  
 sortie OU exclusif  
 signal bas : sortie filtre ( $V_c$ )

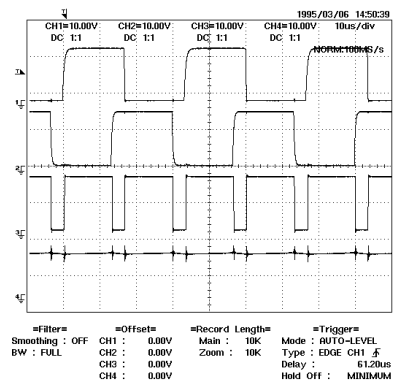


Fig. 19 Cas où  $f_e > F_0$   
 signal haut : entrée boucle  
 signal milieu : sortie VCO  
 sortie OU exclusif  
 signal bas : sortie filtre ( $V_c$ )

## II- Applications des boucles à verrouillage de phase

### II- 1- Démodulation de fréquence

Nous avons montré au paragraphe I-1 que dans une boucle analogique, la tension  $V_c$  de commande du VCO était directement proportionnelle à l'écart de fréquence ( $f_e - F_0$ ). Dans une boucle logique, c'est  $(V_c - V_{DD}/2)$  qui est proportionnelle à  $(f_e - F_0)$ ; ceci parce que la fréquence libre  $F_0$  est obtenue pour  $V_{DD}/2$  et non pas zéro.

Une boucle à verrouillage de phase apparaît donc naturellement comme un démodulateur de fréquence, puisqu'elle délivre un signal proportionnel à l'écart de fréquence entre une fréquence  $f_e$  et une référence; la fréquence libre  $F_0$  du VCO.

Le montage retenu pour mettre en évidence la démodulation de fréquence est donné à la Fig. 20, il est en tous points similaire à celui de la Fig. 11, excepté que l'oscilloscope n'est plus utilisé en X-Y et que le signal modulant  $V_1$  peut être soit une sinusoïde, soit une rampe soit encore un échelon. Dans ce dernier cas, il s'agit d'une modulation-démodulation FSK (Frequency Shift Keying) très utilisée en modulation numérique. La démodulation FSK revient à étudier la réponse de la boucle à un saut de fréquence. Compte tenu que la PLL est un système du deuxième ordre, la réponse (le signal  $V_c$  par exemple) à un saut de fréquence peut présenter des rebondissements. Les Fig. 21, 22 et 23 montrent trois réponses enregistrées pour trois différentes valeurs de la constante de temps  $\tau$ , l'amplitude  $\Delta F_e$  de l'échelon de fréquence est la même pour les trois expériences.

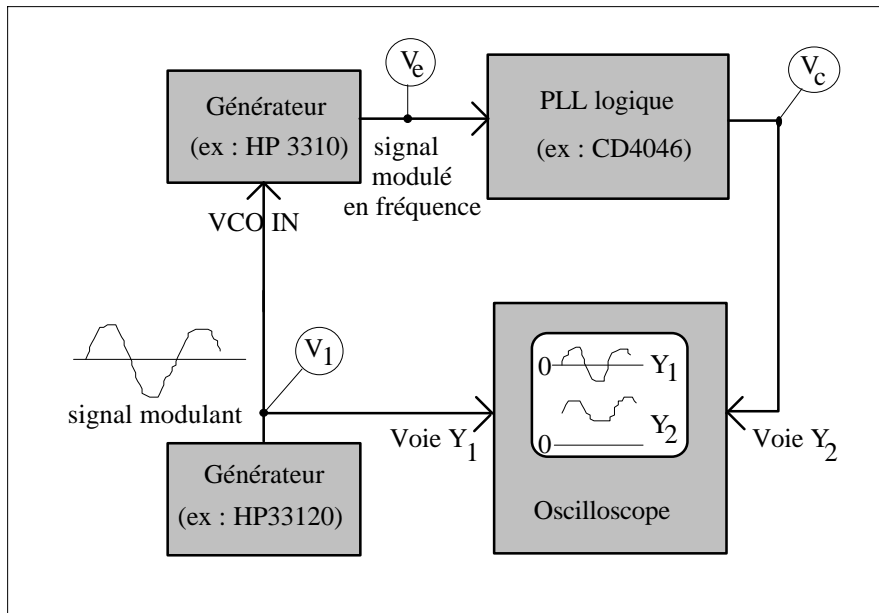
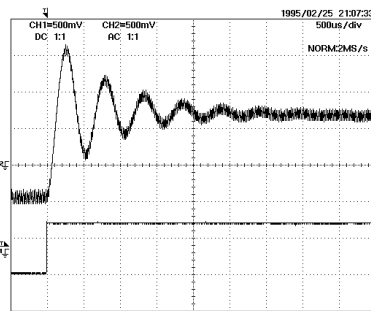


Fig. 20 Montage d'étude de la démodulation de fréquence par une boucle à verrouillage de phase

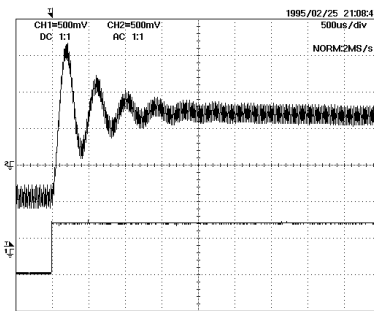
On observe que la fréquence  $f_p$  des oscillations et l'amortissement  $\xi$  sont d'autant plus grands que la constante de temps  $\tau$  est faible, ce qui est en accord avec la relation 3. On rappelle que :

$$\omega_p = \sqrt{\frac{2\pi k_0 k_d}{\tau}} \quad \text{et} \quad \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2\pi k_0 k_d \tau}}$$



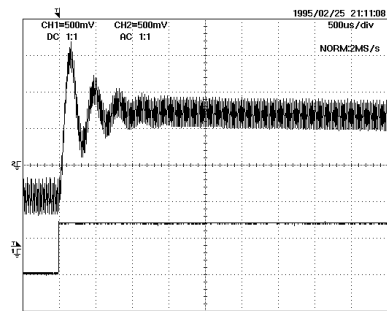
=Filter=      =Offset=      =Record Length=      =Trigger=  
 Smoothing : OFF      CH1 : 0.000V      Main : 10K      Mode : AUTO-LEVEL  
 BW : FULL      CH2 : -----      Zoom : 10K      Type : EDGE CH1 f  
                  CH3 : 0.00V      Delay : 0.0ns  
                  CH4 : 0.0V      Hold Off : MINIMUM

Fig. 21 Réponse à un échelon de fréquence,  $\tau=500\mu\text{s}$   
 signal haut :  $V_c$   
 signal bas : échelon  $V_1$



=Filter=      =Offset=      =Record Length=      =Trigger=  
 Smoothing : OFF      CH1 : 0.000V      Main : 10K      Mode : AUTO-LEVEL  
 BW : FULL      CH2 : -----      Zoom : 10K      Type : EDGE CH1 f  
                  CH3 : 0.00V      Delay : 0.0ns  
                  CH4 : 0.0V      Hold Off : MINIMUM

Fig. 22 Réponse à un échelon de fréquence,  $\tau=300\mu\text{s}$   
 signal haut :  $V_c$   
 signal bas : échelon  $V_1$



=Filter=      =Offset=      =Record Length=      =Trigger=  
 Smoothing : OFF      CH1 : 0.000V      Main : 10K      Mode : AUTO-LEVEL  
 BW : FULL      CH2 : -----      Zoom : 10K      Type : EDGE CH1 f  
                  CH3 : 0.00V      Delay : 0.0ns  
                  CH4 : 0.0V      Hold Off : MINIMUM

Fig. 23 Réponse à un échelon de fréquence,  $\tau=200\mu\text{s}$   
 signal haut :  $V_c$   
 signal bas : échelon  $V_1$

En réponse à un échelon de fréquence  $\Delta F_e = f_{e2} - f_{e1}$ , la fréquence du VCO passe de  $f_{s1}$  à  $f_{s2}$  comme le montre la Fig. 8 et les Fig. 21, 22 et 23 ci-dessus.

La démodulation FSK par une boucle à verrouillage de phase nécessite cependant certaines précautions comme en témoignent les Fig. 24 et 25.

Les Fig. 24 et 25 sont obtenues pour une même valeur de  $\Delta F_e$  mais pour deux valeurs différentes de  $\tau$  donc de bandes passantes et d'amortissements. On observe que dans le cas

d'une faible bande passante du filtre (plage de capture réduite) et d'un faible amortissement ( $\tau$  élevé) la boucle a tendance à se déverrouiller à chaque transition. En conséquence, si la période du signal  $V_1$  est trop élevée, autrement dit si les changements de fréquence de  $f_e$  sont trop rapides, la boucle ne permet pas de récupérer le signal modulant.

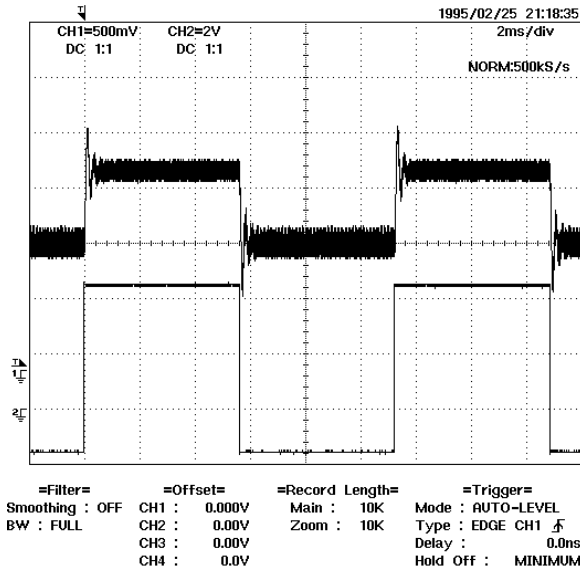


Fig. 24 Réponse à un échelon de fréquence  $\Delta F_e$

$\tau = 100\mu\text{s}$   
 signal haut:  $V_c$   
 signal bas: échelon  $V_1$

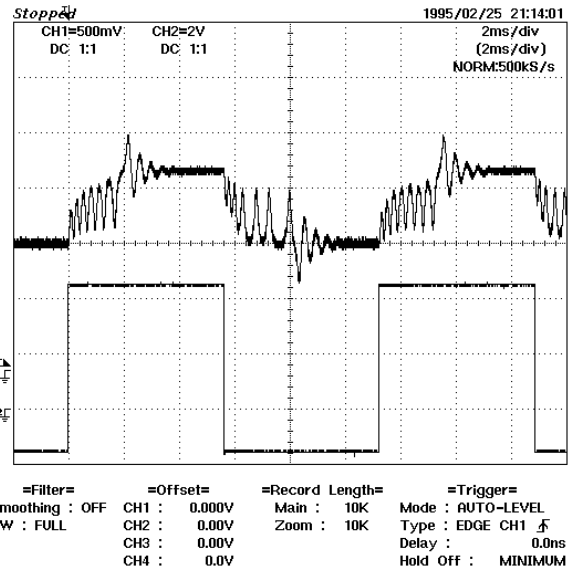


Fig. 25 Réponse à un échelon de fréquence  $\Delta F_e$

$\tau = 300\mu\text{s}$   
 signal haut:  $V_c$   
 signal bas: échelon  $V_1$

On pourra remarquer que pour la même valeur de  $\Delta F_e$ , la boucle permet de démoduler correctement le modulant si celui-ci est de type sinusoïdal ou triangulaire comme le montrent les Fig. 26 et 27, la Fig. 28 reprend quant à elle la réponse à un échelon  $\Delta F_e$ .

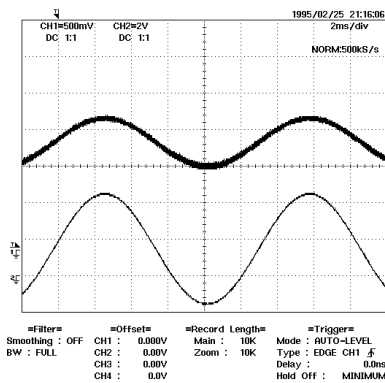


Fig. 26 Réponse à un modulant sinusoïdal

$\tau = 300\mu\text{s}$   
 signal haut:  $V_c$   
 signal bas: sinusoïde  $V_1$

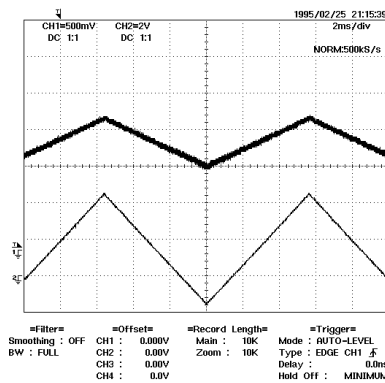


Fig. 27 Réponse à un modulant triangulaire

$\tau = 300\mu\text{s}$   
 signal haut:  $V_c$   
 signal bas: sinusoïde  $V_1$

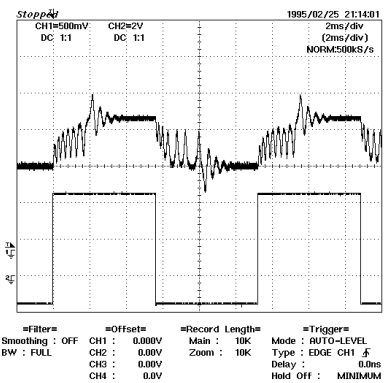


Fig. 28 Réponse à un modulant carré (échelon)

$\tau = 300\mu\text{s}$   
 signal haut:  $V_c$   
 signal bas: sinusoïde  $V_1$



On peut qualitativement expliquer le comportement à partir du diagramme de la Fig. 29. Compte tenu que la boucle se comporte comme un système du deuxième ordre, la réponse à un échelon de fréquence  $\Delta F_e = (f_{e2} - f_{e1})$  fait passer, lors du transitoire, la tension  $V_c$  de  $V_{c1}$  à une tension supérieure à  $V_{c2}$ , ainsi la tension  $V_c$  peut dépasser la valeur repérée par le point A de la Fig. 29 et entraîner le déverrouillage de la boucle. Le même raisonnement s'applique lors d'une transition de  $f_{e2}$  vers  $f_{e1}$ , la tension  $V_c$  peut devenir inférieure à la valeur repérée par le point B et entraîner de nouveau le déverrouillage de la boucle.

Pour une valeur de  $\Delta F_e$  donnée le risque de déverrouillage est d'autant plus grand que la plage de capture est faible et que l'amortissement est faible, en effet dans ce cas le fort rebond lors du transitoire fait que la fréquence instantanée  $f_s$  du VCO de la boucle dépasse de beaucoup la valeur de l'état stationnaire.

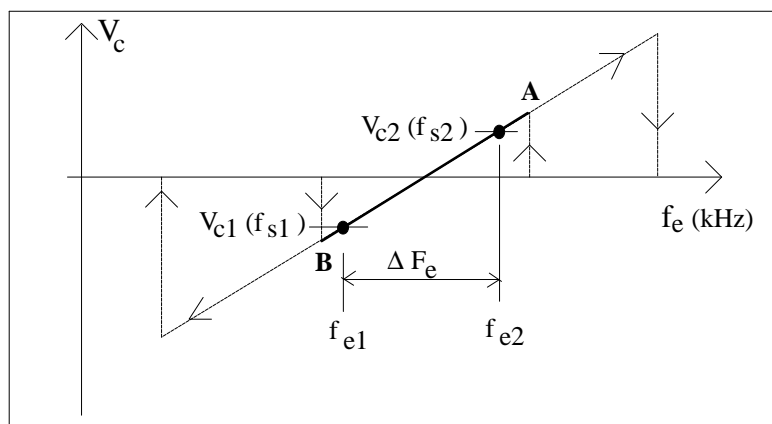


Fig. 29 Explication du déverrouillage lors d'un échelon de fréquence

## II- 2- Synthèse de fréquences

En associant un oscillateur à quartz à une boucle à verrouillage de phase il est possible de générer une fréquence quelconque avec la même précision que celle de l'oscillateur à quartz. L'appareil ainsi réalisé porte le nom de synthétiseur de fréquences, le schéma de principe d'un synthétiseur est donné sur la Fig. 30.

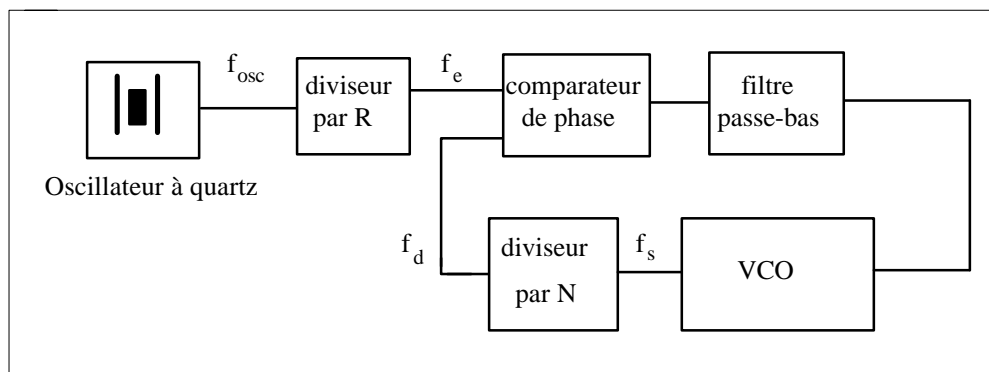


Fig. 30 Principe d'un synthétiseur de fréquences utilisant une boucle à verrouillage de phase

Lorsque la boucle est verrouillée les fréquences  $f_e$  et  $f_d$  sont identiques, sachant que  $f_e=f_{osc}/R$  et  $f_d=f_s/N$ , on en déduit que :

$$f_s = \frac{N}{R} f_{osc}$$

La fréquence  $f_s$  est obtenue avec une précision égale à celle de  $f_{osc}$ , en effet  $df_s/f_s=df_{osc}/f_{osc}$ .

La réalisation d'un synthétiseur haute fréquence nécessite donc un compteur programmable (N) travaillant en haute fréquence. Pour obtenir par exemple un pas de 5 kHz autour de 100MHz il faut N égal à 20000, 20001, 20002, etc ... . La difficulté est contournée en utilisant la technique du "dual modulus prescaler". Cette technique fait appel à un compteur travaillant en haute fréquence et divisant seulement par P ou (P+Q) suivant un signal logique; le "Modulus Control" fourni par la boucle à verrouillage de phase comme le montre la Fig. 31. Les compteurs programmables N et A de la boucle à verrouillage de phase sont alors des compteurs travaillant dans le domaine des basses fréquences.

Les compteurs et le comparateur de phase de la boucle peuvent ainsi être réalisés en technologie CMOS, le "dual modulus prescaler" est en général réalisé en technologie ECL (Emitter Coupled Logic). Contrairement à la logique TTL où les transistors peuvent être saturés, la logique ECL utilise des paires différentielles où les transistors ne sont jamais saturés.

Les niveaux logiques ECL et CMOS ne sont pas compatibles, en pratique il suffit d'insérer un condensateur de liaison entre les deux logiques si l'entrée de la PLL est un inverseur avec une résistance connectée entre l'entrée et la sortie comme le montre la Fig. 31.

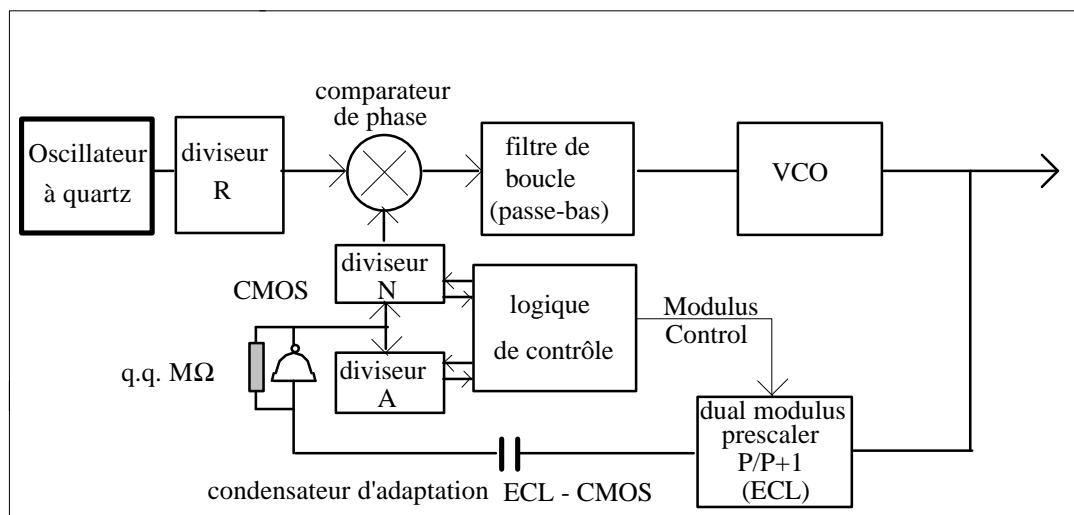


Fig. 31 Réalisation d'un synthétiseur de fréquences par la technique du "dual modulus prescaler"

Principe de la technique du "dual modulus prescaler": les compteurs A et N sont synchrones, ils commencent à décompter ensemble. Le "dual modulus prescaler" est un diviseur rapide, il divise soit par P soit par P+Q suivant l'état du signal "modulus control" (en général Q=1).

Dans un premier temps le rang de la division est égal à A(P+Q). Ensuite lorsque A est vide, le rang devient (N-A)P puisque les compteurs A et N décomptent pendant la première

phase. Le rang de division global est donc  $A(P+Q)+(N-A)P$  soit encore  $(AQ + NP)$  si  $Q=1$  alors on obtient :  $A+NP$ . Les valeurs possibles pour  $A$  sont  $0, 1, \dots, P-1$ .

Quand la boucle est verrouillée, il y a égalité des fréquences à l'entrée du comparateur de phase, il s'ensuit que :

$$\frac{f_{VCO}}{NP + A} = \frac{f_{quartz}}{R} \rightarrow f_{VCO} = \frac{f_{quartz}}{R} (NP + A)$$

avec  $R, A$  et  $N$  des diviseurs programmables, en général  $R$  est fixé et on ajuste  $A$  et  $N$ .

L'incrément de fréquence porteuse est égal à :  $f_{quartz}/R$ . La technique du "dual modulus prescaler" permet donc d'obtenir une grande résolution avec des diviseurs  $A$  et  $N$  de la boucle à verrouillage de phase travaillant à relativement basse fréquence ( $f_{VCO}/P$  ou  $f_{VCO}/(P+1)$ ).

**NB** : On pourra consulter en annexe I, II et III, les notices techniques :

- d'une boucle à verrouillage de phase MC145152-2 de Motorola
- d'un "dual modulus prescaler" MC12015 de Motorola
- d'un VCO très haute fréquence MC12147 de Motorola

### II- 3- Emetteur à modulation de phase

Réaliser une modulation de phase, c'est faire en sorte que la phase  $\varphi(t)$  d'un oscillateur de pulsation  $\omega_0$  varie linéairement en fonction d'un signal modulant  $e(t)$ ; une onde modulée en phase prend donc la forme suivante :  $B\cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = B\cos[\omega_0 t + \alpha_0 + K_p e(t)]$  avec  $\alpha_0$  et  $K_p$  les constantes du modulateur de phase. Le schéma de principe d'un émetteur à modulation de phase est donné à la Fig. 32.

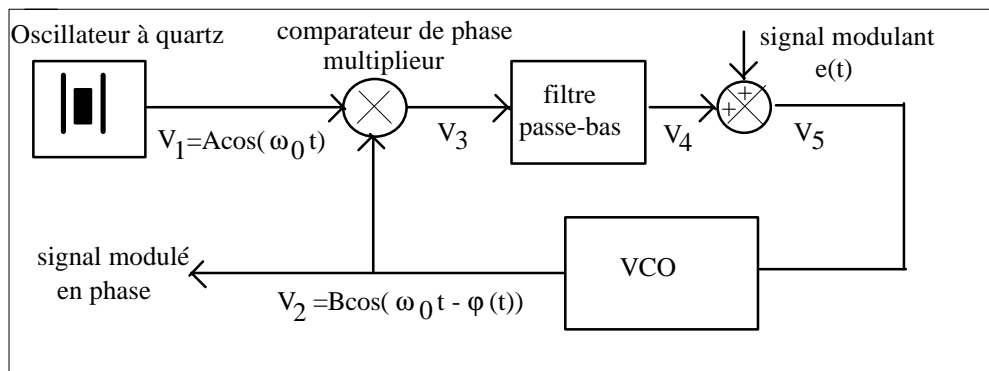


Fig. 32 Schéma de principe d'un émetteur à modulation de phase

En l'absence de modulant  $e(t)$ , la phase  $\varphi(t) = \pm\pi/2$  (solution stable =  $-\pi/2$ ). En présence d'un modulant  $e(t)$ , le signal  $V_4$  en sortie du filtre passe-bas s'écrit :

$$V_4 = \frac{KAB}{2} \cos(\varphi(t))$$

où  $K$  est la constante du multiplieur jouant le rôle de comparateur de phase.

Le signal  $V_5$  s'écrit :  $V_5 = \frac{KAB}{2} \cos[\varphi(t)] + e(t)$ . En supposant que les variations de  $e(t)$  sont lentes, on peut faire l'hypothèse que la fréquence instantanée du VCO (dérivée de la phase) est toujours égale à la fréquence  $f_0$  de l'oscillateur à quartz. Si la fréquence libre du VCO est égale à  $f_0$ , il s'ensuit que la tension  $V_5$  doit être nulle.

Les relations trigonométriques permettent d'écrire :  $\cos(\varphi(t)) = \sin\left(\frac{\pi}{2} - \varphi(t)\right)$ , si le produit  $KAB/2$  est grand, l'angle  $\varphi(t)$  reste voisin de  $-\pi/2$  et  $\left[\frac{P}{2} - j(t)\right]$  reste voisin de  $\pi$ , il est alors possible d'effectuer un développement limité de  $\sin\left[\frac{P}{2} - j(t)\right]$  autour de  $\pi$ , il vient :  $\sin\left[\frac{P}{2} - j(t)\right] \approx \frac{P}{2} + j(t)$ . On obtient finalement :

$$V_5 = 0 \Rightarrow \varphi(t) = -\frac{2}{KAB}e(t) - \frac{\pi}{2} = -K_p e(t) - \frac{\pi}{2}, \quad \text{avec } K_p = 2/KAB$$

Le signal  $V_2$  s'écrit donc :  $V_2 = B \cos\left[w_0 t + \frac{P}{2} + K_p e(t)\right]$ , il s'agit donc bien d'un signal modulé en phase.

En pratique, si on souhaite faire varier la fréquence de la porteuse, on insère le modulateur de phase dans un synthétiseur de fréquence comme le montre la Fig. 33.

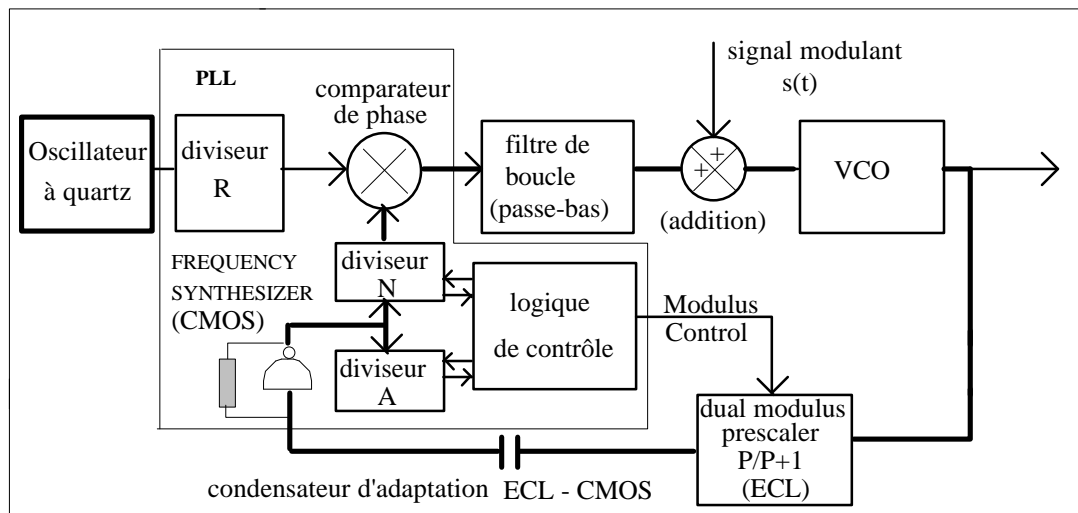


Fig. 33 Modulateur de phase à fréquence porteuse variable

#### II- 4- Démodulation d'une onde modulée en amplitude sans porteuse et démodulation de phase à deux états.

a) cas de la démodulation d'une onde modulée en amplitude sans porteuse

Un signal modulé en amplitude sans porteuse s'écrit sous la forme :  $Ae(t)\cos(\omega_0 t)$  où  $f_0 = \omega_0/2\pi$  et  $e(t)$  sont respectivement la fréquence porteuse et le signal modulant. Un tel signal ne peut être démodulé simplement par un démodulateur crête car la crête du signal modulé ne représente pas le modulant  $e(t)$ . La récupération de  $e(t)$  est obtenue dans ce cas par une démodulation cohérente, c'est à dire en multipliant le signal modulé par un signal de fréquence  $f_0$  et de phase convenable comme le montre la Fig. 34.

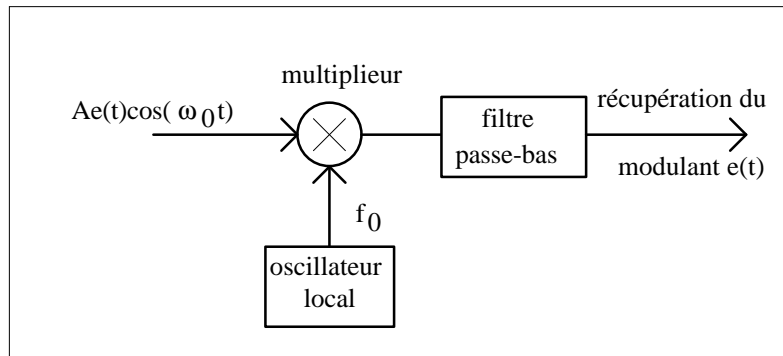


Fig. 34 Démodulation cohérente d'une onde modulée en amplitude sans porteuse

Soit  $B\cos(\omega_0 t + \alpha)$  le signal en sortie de l'oscillateur local, après multiplication et filtrage on obtient :  $KAB\cos(\alpha)e(t)/2$  où  $K$  est la constante du multiplieur, on a donc bien réalisé une démodulation. Il reste cependant un problème majeur à résoudre, en effet si la phase  $\alpha$  de l'oscillateur local est de  $\pi/2$  le signal récupéré est nul car  $\cos(\pi/2) = 0$ ; il est donc indispensable de verrouiller la phase de l'oscillateur local. Une simple boucle à verrouillage de phase ne permet pas de verrouiller la phase de l'oscillateur local car le signal modulé reçu ne contient aucune énergie à la fréquence  $f_0$ . Pour verrouiller la phase de l'oscillateur local, il faut générer un signal d'erreur indépendant de  $e(t)$ ; c'est ce que réalise la boucle de Costas du nom de son inventeur; la boucle de Costas est représentée à la Fig. 35.

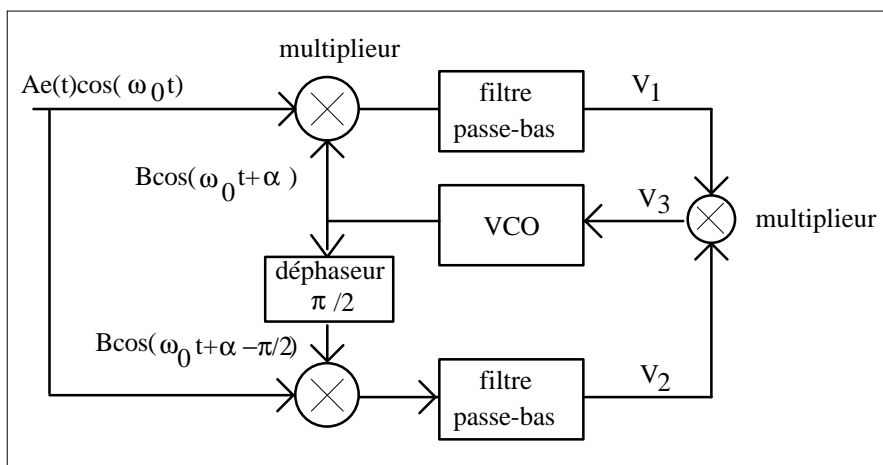


Fig. 35 Boucle de Costas

La fréquence libre du VCO est égale à  $f_0$ , montrons alors que  $\alpha = 0$  (ou  $\pi$ ) conduit bien à un état stationnaire de la boucle.

Le signal  $V_1$  s'écrit :

$$V_1 = \frac{KAB}{2} e(t) \cos(\alpha)$$

où  $K$  est la constante du multiplieur.

Le signal  $V_2$  s'écrit :

$$V_2 = \frac{KAB}{2} e(t) \cos(\alpha - \frac{\pi}{2})$$

Le signal d'erreur  $V_3$  du VCO s'écrit :

$$V_3 = K \left( \frac{KAB}{2} e(t) \right)^2 \cos(\alpha) \cos(\alpha - \frac{\pi}{2})$$

On obtient un état stationnaire pour  $\alpha = 0$  (ou  $\pi$ ) modulo  $2\pi$ , dans ce cas la tension d'erreur est effectivement nulle et le VCO oscille à  $f_0$ . On remarque que le signal  $V_1$  est égal au modulant, en effet si  $\alpha = 0$  (ou  $\pi$ ) alors  $V_1 = KABe(t)/2$  (ou  $-KABe(t)/2$ ).

b) cas de la démodulation de phase à deux états

En modulation numérique, la modulation de phase à deux états (BPSK pour Binary Phase Shift Keying) consiste à attribuer par exemple une phase de zéro si le modulant est un état '1' et une phase de  $\pi$  si le modulant est à l'état '0'.

modulant à l'état '1' → signal émis :  $A \cos(\omega_0 t)$

modulant à l'état '0' → signal émis :  $A \cos(\omega_0 t - \pi) = -A \cos(\omega_0 t)$

$\omega_0$  est la pulsation de la porteuse. Un signal modulé à deux états de phase peut donc se mettre sous la forme  $e(t)A \cos(\omega_0 t)$  avec  $e(t) = \pm 1$ . En conséquence, la démodulation peut être réalisée à priori par une boucle de Costas comme dans le cas de la modulation d'amplitude sans porteuse.

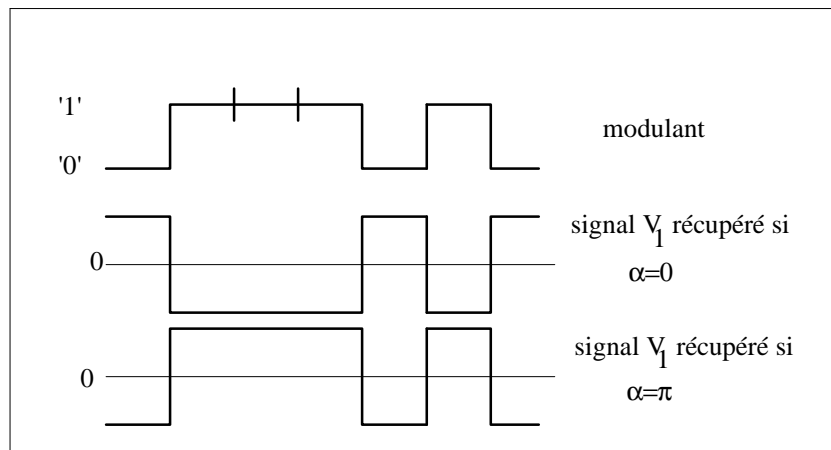


Fig. 36 L'ambiguïté de phase du VCO ne permet pas de récupérer le modulant

Une difficulté apparaît cependant, en effet la phase du VCO est connue à  $\pi$  près, il s'ensuit que le signe du signal démodulé  $V_1$  est incertain comme le montre la Fig. 36, il dépend de la phase  $\alpha$ . En principe les états '0' et '1' du modulant sont récupérés par un simple comparateur (si  $V_1 > 0$  alors l'état est un '1' et si  $V_1 < 0$  l'état est un '0'); l'incertitude sur le signe de  $V_1$  ne permet donc pas de récupérer le modulant. On contourne le problème en réalisant une modulation de phase différentielle, c'est à dire en transmettant les différences des états de phase, (voir le cours sur les modulations numériques) et en utilisant une boucle de Costas.

## II- 5- Décodeur stéréophonique

Le principe du codage stéréophonique est donné à la Fig. 37. A partir des deux signaux G(Gauche) et D(Droit), on génère un signal (G+D) qui sera reçu par un récepteur monophonique. Le signal (G-D) module en amplitude une sous porteuse à 38 kHz obtenue par doublage de fréquence du 19 kHz, il s'agit d'une modulation d'amplitude sans porteuse. Le signal stéréophonique est un signal constitué par la somme de trois signaux :

- le signal (G+D)
- la sous porteuse à 19 kHz nécessaire pour la démodulation
- la modulation d'amplitude sans porteuse du 38 kHz par le signal (G-D)

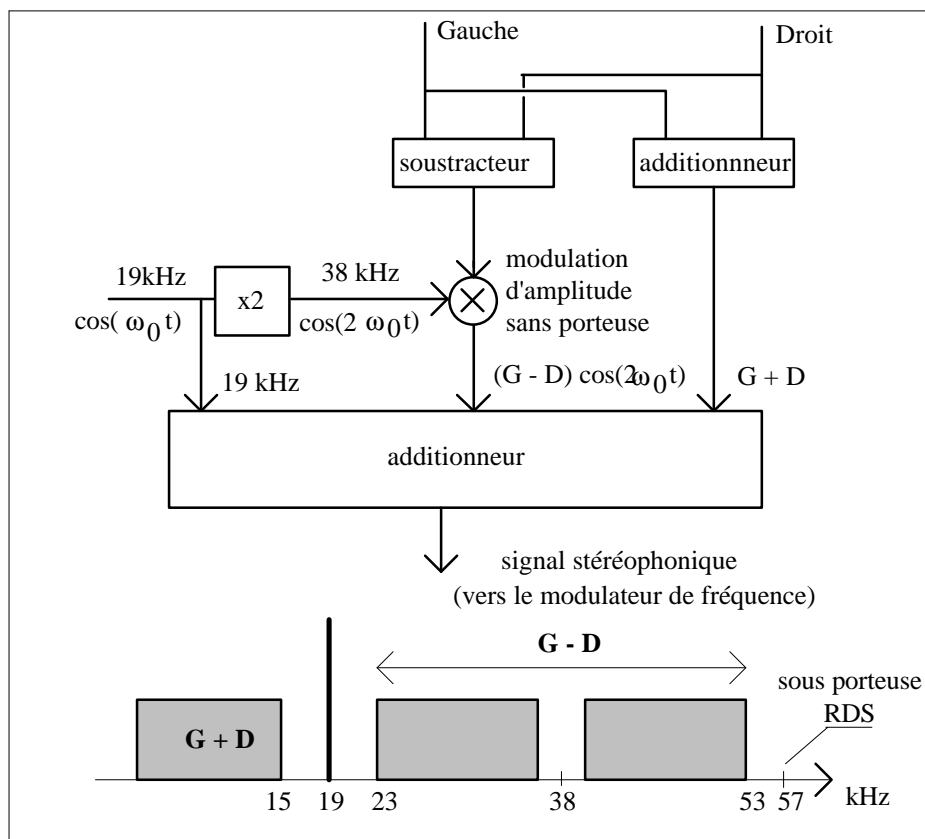


Fig. 37 Schéma de principe d'un codeur stéréophonique

Le principe de la démodulation stéréophonique est représenté à la Fig. 38. Le signal (G+D) est isolé par filtrage, c'est le signal reçu dans le cas d'un récepteur monophonique. Les deux lobes du signal (G-D) issus de la modulation d'amplitude sans porteuse sont isolés par

filtrage. Le signal (G-D) est récupéré par une détection cohérente, c'est à dire par une multiplication par la sous porteuse de 38 kHz fabriquée à partir du 19 KHz et d'une boucle à verrouillage de phase comme le montre la Fig. 39. Les signaux G et D sont alors obtenus par addition et soustraction.

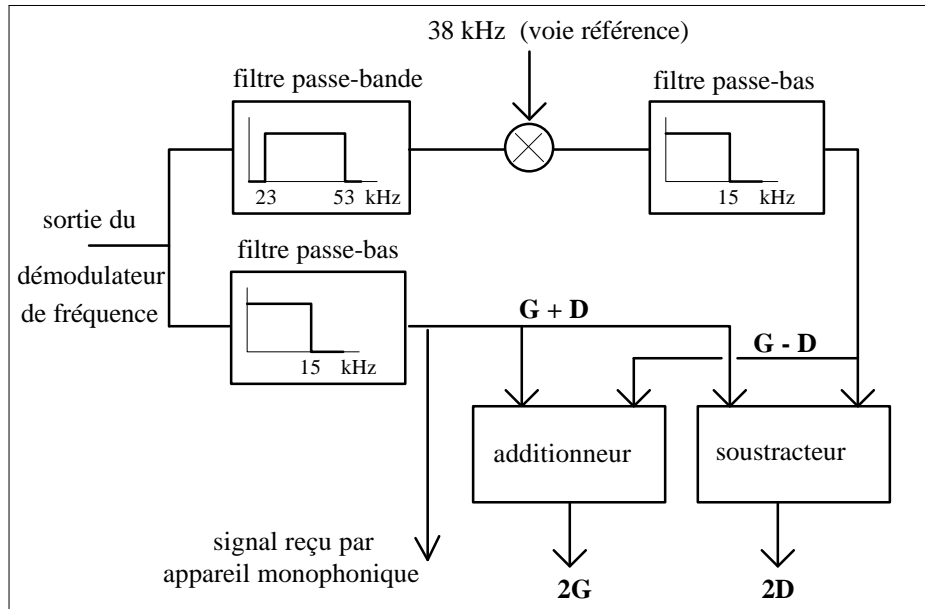


Fig. 38 Schéma de principe d'un décodeur stéréophonique

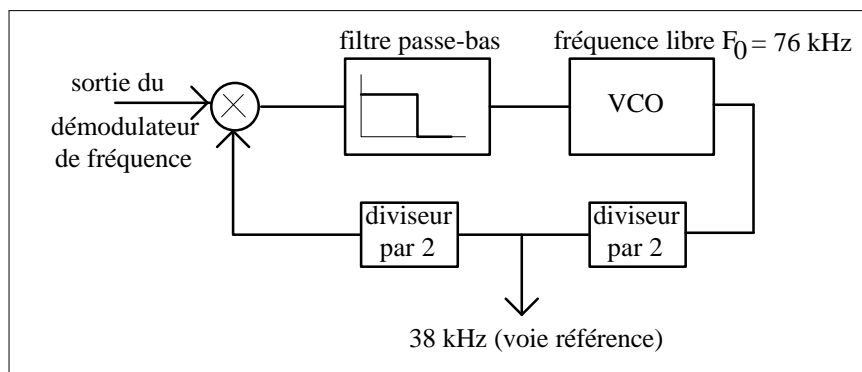


Fig. 39 Génération de la référence à 38 kHz par boucle à verrouillage de phase

**NB** : On pourra consulter en annexe IV la notice technique d'un décodeur stéréophonique, le TEA5581 de Philips Semiconductors

## II- 6- Contrôle de la vitesse de rotation d'un moteur

La vitesse de rotation d'un moteur peut être contrôlée au moyen d'une boucle à verrouillage de phase, le schéma de principe est donné à la Fig. 40.

La fréquence  $f_t$  du signal en sortie de la dynamo tachymétrique est proportionnelle à la vitesse de rotation  $v_m$  du moteur;  $f_t = kv_m$ . En régime stationnaire, la fréquence  $f_t$  est égale à la fréquence  $f_e$  du signal de contrôle :  $f_t = f_e$  d'où  $v_m = f_e/k$ . La vitesse de rotation du moteur est directement proportionnelle à la fréquence  $f_e$ .



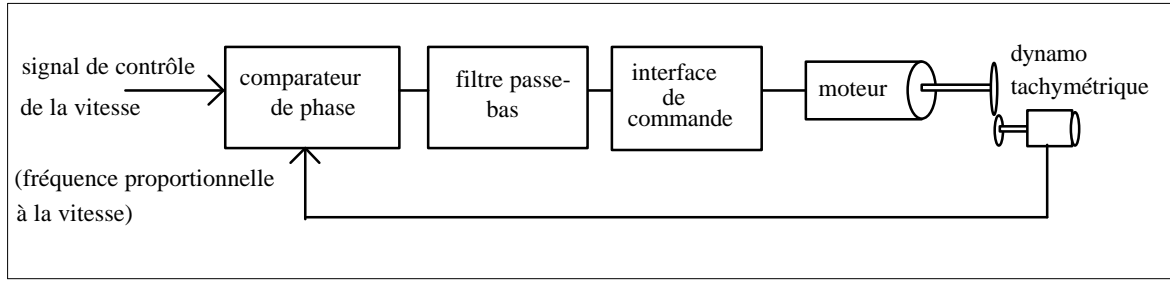


Fig. 40 Contrôle de vitesse par boucle à verrouillage de phase