



NICE du 20 au 24 MAI 1985

BOUCLES A VERROUILLAGE DE PHASE ET SYNCHRONISATION  
POUR LES TRANSMISSIONS PAR SALVES

M. LAMNABHI et M. LOUAFI

Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée, 3, avenue Descartes, 94450 LIMEIL-BREVANNES, France

## RESUME

Dans de nombreux systèmes de réceptions de communications numériques, il est nécessaire de générer des signaux de référence à la fréquence de l'onde porteuse ou à la fréquence du rythme des données numériques. Généralement, ces signaux sont dérivés des informations reçues au moyen de boucles à verrouillage de phase.

Dans les types de transmissions basés sur un multiplexage par répartition dans le temps, les informations nécessaires au verrouillage en phase des boucles sont transmises par salves et ne sont donc présentes que pendant un intervalle de temps de durée  $T_b$  toutes les  $T$  secondes. En particulier, c'est le cas dans les liaisons en AMRT (Accès Multiple par Répartition dans le Temps), utilisées dans les communications spatiales, ou le cas du standard MAC (Multiplexed Analogue Components), récemment recommandé par l'Union Européenne de Radiodiffusion pour la télédiffusion directe de la télévision par satellite. Deux modes de fonctionnement peuvent alors être envisagés pour les boucles :

- l'un, dit non commuté, où l'oscillateur de la boucle est commandé en permanence par le signal d'erreur,

- l'autre commuté où, durant les périodes d'absence du signal utile à l'entrée de la boucle, une information est fournie à cet oscillateur lui évitant de revenir à sa fréquence "libre" ; cette information est une estimation de l'écart entre la fréquence du signal de référence et la fréquence de l'oscillateur.

Pour ce type de transmission, les formules classiques donnant les paramètres des boucles à verrouillage de phase [1, 2] (temps d'acquisition, plage d'accrochage, gigue de phase, etc..) ne sont plus vérifiées. D'autres phénomènes, tels que l'existence de raies parasites sur lesquelles l'accrochage de la boucle peut s'effectuer, sont à prendre en considération [3] .

L'objet de cette communication est d'étudier les propriétés des boucles à verrouillage de phase fonctionnant selon un mode non commuté. L'approche suivie est plus générale que celle adoptée dans l'article de Schiff [3] . La première partie de cet article est consacrée à l'étude des boucles du premier ordre. Dans la deuxième partie, on étudie une boucle du second ordre comportant un intégrateur, et bien adaptée au cas d'une transmission par salves. Il est intéressant de comparer les résultats indiqués dans la seconde partie à ceux obtenus par Einsenberg, relatifs au mode commuté [4] .

## SUMMARY

In many digital communications receivers, it is necessary to locally generate carrier and clock reference signals. Generally, these signals are derived from the incoming signal, using phase-locked loops (PLL's).

In the case of transmission based on time division multiplexing, the information required for the phase locking of the PLL's is transmitted in bursts. This means that it is available only during a time interval  $T_b$  every  $T$  seconds. In particular, this is the case in a TDMA link (Time Division Multiple Access), used in satellite communications, or the case of MAC (Multiplexed Analogue Components) standard which has been recently recommended by the European Broadcasting Union for direct television broadcast by satellite. Two operation modes may then be considered for the PLL's :

- a non-switched mode, where the loop oscillator is permanently controlled by the error signal,

- a switched mode, where during the absence period of the useful signal at the input of the PLL, an information is provided to the oscillator preventing it from returning to its "free-running" frequency ; this information is an estimate of the difference between the frequency of the reference signal and the frequency of the oscillator.

For this type of transmission, the main parameters of a PLL (acquisition time, lock-in range, phase jitter, etc..) can not be determined using the classical formulas [1, 2] . Other phenomena, like that known as "sidelock", where the PLL locks anomalously to parasitic line frequencies, have to be considered.

This paper deals with the properties of phase-locked loops operating in a non-switched mode. The approach chosen is more general than that described by Schiff [3] . The first part is devoted to the study of first-order PLL's. In the second part, we study a second-order PLL including an integrator, which is well suited to burst transmissions. It is interesting to compare the results given in the second part to those obtained by Einsenberg in a switched mode [4] .



I. PRELIMINAIRES

La structure classique d'une boucle à verrouillage de phase est représentée sur la figure 1.

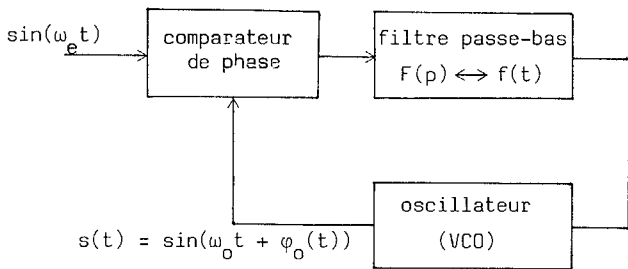


Figure 1

Le signal d'entrée est supposé sinusoïdal de fréquence  $f_e = \omega_e/2\pi$ ,  $\omega_o$  est la pulsation libre du VCO. Dans le cas d'une transmission basée sur un multiplexage par répartition dans le temps, ce signal n'est présent que pendant un intervalle de temps  $T_b$  toutes les  $T$  secondes. Les salves successives de cette sinusoïde sont séparées par des intervalles de durée  $T_s$  qui peuvent être utilisés pour transmettre d'autres informations. Lorsque la boucle à verrouillage de phase n'est pas perturbée par ces informations, le signal d'entrée peut s'écrire :

$$e(t) = \begin{cases} \sin(\omega_e t) & nT \leq t \leq nT + T_b, \quad n \in \mathbb{N} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

où nous supposons implicitement une cohérence de phase entre les différentes salves.

Le fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase est décrit par les équations différentielles :

$$\dot{\varphi} = \left(\frac{d}{dt} \varphi\right) = \Delta\omega - K \int_0^t f(t-\tau)g(\varphi(\tau))d\tau, \quad nT \leq t \leq nT + T_b$$

$$\dot{\varphi} = \Delta\omega - K \int_0^{nT+T_b} f(t-\tau)g(\varphi(\tau))d\tau, \quad nT + T_b \leq t \leq (n+1)T$$

où  $\varphi$  est la différence de phase entre le signal d'entrée  $e(t)$  et le signal de sortie  $s(t)$ ,  $\Delta\omega = \omega_e - \omega_o$ ,  $K$  le gain en boucle ouverte et  $g(\varphi)$  la caractéristique du comparateur de phase. Nous considérons ici un comparateur de phase dont la caractéristique est en dents de scie (figure 2).

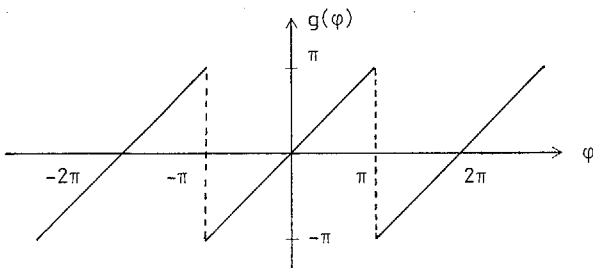


Figure 2

Dans le cas d'un fonctionnement dans le domaine linéaire de cette caractéristique, c'est-à-dire le cas où l'erreur de phase  $\varphi$  reste dans  $[-\pi, +\pi]$  :

$$|\varphi(t)| \leq \pi \tag{1}$$

les équations précédentes deviennent :

$$\dot{\varphi} = \Delta\omega - K \int_0^t f(t-\tau)\varphi(\tau)d\tau \quad nT \leq t \leq nT + T_b \tag{2}$$

$$\dot{\varphi} = \Delta\omega - K \int_0^{nT+T_b} f(t-\tau)\varphi(\tau) d\tau \quad nT + T_b < t < (n+1)T$$

Dans la suite, on s'intéresse à la réponse de cette boucle à un saut de phase d'amplitude  $\Delta\varphi$  et à un saut de pulsation d'amplitude  $\Delta\omega$ . On fera apparaître en particulier la suite des écarts de phase et de pulsation au début de chaque salve. Dans le paragraphe suivant, on étudie le cas d'une boucle du premier ordre. Une boucle du second ordre comportant un intégrateur dans le filtre de boucle sera étudiée dans le paragraphe III.

II. BOUCLE DU PREMIER ORDRE

Dans ce cas, le filtre de boucle est un filtre passe-tout :

$$F(p) = 1$$

La réponse de cette boucle à un saut de phase d'amplitude  $\Delta\varphi$  et de pulsation d'amplitude  $\Delta\omega$  est décrite par les équations différentielles du premier ordre suivantes, déduites des équations (2) :

$$\begin{aligned} \dot{\varphi} &= \Delta\omega - K\varphi & nT \leq t \leq nT + T_b, & \quad n \geq 0 \\ \dot{\varphi} &= \Delta\omega & nT + T_b \leq t < (n+1)T, & \end{aligned} \tag{3}$$

avec  $\varphi(0) = \Delta\varphi$ . Considérons la suite  $(\varphi_n)_{n \geq 0}$  des écarts de phase aux instants  $nT$ . Il est facile de voir que cette suite est solution de l'équation récurrente du premier ordre :

$$\varphi_{n+1} = \varphi_n e^{-\frac{KT_b}{T}} + \frac{\Delta\omega}{K} (1 - e^{-\frac{KT_b}{T}}) + \Delta\omega T_s, \quad n \geq 1$$

avec  $\varphi_0 = \Delta\varphi$

et a pour limite

$$\varphi_\infty = \frac{\Delta\omega T_s}{1 - e^{-\frac{KT_b}{T}}} + \frac{\Delta\omega}{K} \quad \text{où } T_s = T - T_b$$

La solution du système d'équations (3) possède donc un régime permanent périodique donné par :

$$\varphi_\infty(\tau) = \frac{\Delta\omega T_s}{1 - e^{-\frac{KT_b}{T}}} e^{-K\tau} + \frac{\Delta\omega}{K}, \quad 0 \leq \tau \leq T_b \tag{4}$$

$$\varphi_\infty(\tau) = \frac{\Delta\omega T_s}{1 - e^{-\frac{KT_b}{T}}} e^{-K(\tau - T_b)} + \frac{\Delta\omega}{K} + \Delta\omega(\tau - T_b), \quad T_b \leq \tau < T$$

où  $\tau \equiv t \pmod{T}$ .

Remarques

i) Lorsque  $T_s = 0$ , on retrouve un résultat classique [1,2]

$$\varphi_\infty(t) = \frac{\Delta\omega}{K}$$

ii) Dans le cas où  $T_s \neq 0$ , considérons le signal de sortie du comparateur de phase lorsque le régime permanent est établi

$$g(\varphi(\tau)) = \frac{\Delta\omega T_s}{1 - e^{-\frac{KT_b}{T}}} e^{-K\tau} + \frac{\Delta\omega}{K} \quad 0 \leq \tau \leq T_b$$

$$g(\varphi(\tau)) = 0 \quad T_b \leq \tau < T$$



où  $\tau \equiv t \pmod{T}$ . Il est intéressant de noter que ce signal périodique a comme valeur moyenne

$$\langle g(\varphi(\tau)) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T g(\varphi(\tau)) d\tau = \frac{\Delta\omega}{K}$$

iii) Notons à partir des formules (4), que contrairement au cas où l'entrée sinusoïdale est présente continûment, le régime permanent s'accompagne ici d'une gigue de phase d'amplitude crête à crête  $\Delta\omega T_S$ .

#### Plage d'acquisition

Déterminons, tout d'abord, la condition nécessaire pour que la relation (1) reste vérifiée pendant l'établissement du régime permanent.

$$\text{On a } \varphi_n - \varphi_{n-1} = (\varphi_1 - \varphi_0) e^{-(n-1)KT_b}, \quad n \geq 2.$$

L'étude du signe de  $(\varphi_n - \varphi_{n-1})$ , ou de façon équivalente celui de  $(\varphi_1 - \varphi_0)$ , montre que

$$\varphi(t) \in [-\varphi_{\max}, \varphi_{\max}]$$

avec  $\varphi_{\max} = \max(\pi, |\varphi_0|)$ , quelque soit l'écart de phase initial  $\Delta\varphi \in [-\pi, +\pi]$  et l'écart de pulsation  $\Delta\omega$ . Il en résulte que la condition (1) sera toujours respectée si :

$$\text{soit } |\Delta\omega| \leq \frac{K\pi}{1 + \frac{S}{-KT_b}} \quad (5)$$

Supposons, maintenant, que cette condition ne soit pas vérifiée, i.e.  $|\varphi_0| > \pi$ ; la caractéristique du comparateur de phase étant limitée à  $[-\pi, +\pi]$ , il en résulte obligatoirement un saut de cycle. D'autre part, comme l'état final  $\varphi_\infty$  ne dépend pas du saut de phase initial  $\Delta\varphi$ , l'écart de phase  $\varphi$  tendra à nouveau vers  $\varphi_\infty$  et un second saut de cycle aura lieu. Ce processus se répètera indéfiniment. La plage de pulsation où le verrouillage en phase de la boucle est possible est donc donnée par (5). La figure (3) représente cette plage d'acquisition en fonction de  $T_b$ ,  $T_S$  et  $K$ .

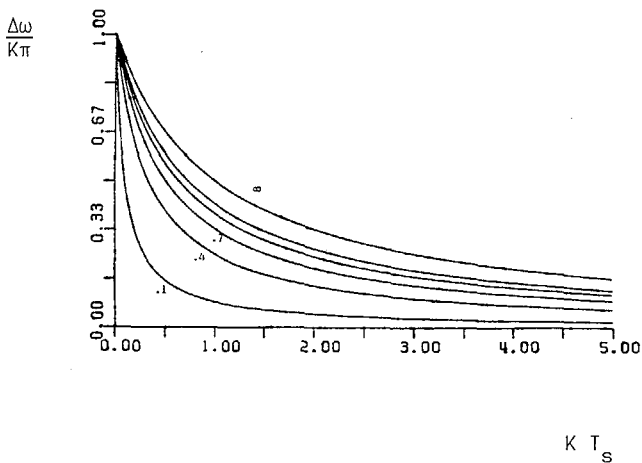


Figure 3  
courbes paramétrées en  $K T_b$

#### Temps d'acquisition

Le temps d'acquisition  $T_{acq}$  est, par définition, le temps nécessaire à l'établissement de l'écart de phase à 10 % de sa valeur finale.

Soit  $n$  le premier entier tel que

$$\left| \frac{\varphi_\infty - \varphi_n}{\varphi_\infty} \right| \leq 0.1$$

alors  $T_{acq} \approx nT$ .

Un calcul simple donne :

$$n = \left[ \frac{1}{KT_b} \text{Ln} \left( 10 \left| \frac{\varphi_1 - \varphi_0}{-KT_b} \right| \right) \right] + 1$$

où  $[\cdot]$  représente la partie entière.

#### II. ETUDE D'UNE BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE DU SECOND ORDRE

Considérons une boucle à verrouillage de phase de second ordre, avec un filtre de la forme

$$F(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{\tau_1 p}$$

Ce filtre comportant un intégrateur permet de maintenir au VCO pendant les périodes de suppression du signal utile, une information fonction de l'écart de fréquence à la fin de chaque salve entre la fréquence du signal de référence et la fréquence du VCO, sans avoir recours à des techniques de commutation [4]. Il semble donc bien adapté à des transmissions par salves.

Pendant la présence du signal (i.e.  $nT \leq t \leq (n+1)T_b$ ,  $n \geq 0$ ) le fonctionnement de cette boucle est décrit par l'équation différentielle :

$$\ddot{\varphi} + 2\xi\omega_n \dot{\varphi} + \omega_n^2 \varphi = 0$$

$$\text{où } \omega_n^2 = K/\tau_1 \quad \text{et} \quad 2\xi\omega_n = K\tau_2/\tau_1$$

ou bien, sous forme matricielle, par

$$\dot{X} = A \cdot X \quad (6)$$

$$\text{avec } X = \begin{pmatrix} \varphi \\ \dot{\varphi} \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\xi\omega_n \end{pmatrix}$$

Pendant l'absence du signal (i.e.  $nT + T_b \leq t < (n+1)T$ ,  $n \geq 0$ ), on a

$$\ddot{\varphi} = 0 \quad (7)$$

D'après (6) et (7), la réponse de la boucle à un saut de phase d'amplitude  $\Delta\varphi$  et un saut de pulsation d'amplitude  $\Delta\omega$  est décrite par les équations récurrentes

$$\begin{aligned} X(nT + T_b) &= e^{A \cdot T_b} \cdot X(nT) \\ X((n+1)T) &= B \cdot X(nT + T_b) \end{aligned} \quad n \geq 0 \quad (8)$$

$$\text{avec } B = \begin{pmatrix} 1 & T_S \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad X(0) = \begin{pmatrix} \Delta\varphi \\ \Delta\omega \end{pmatrix}$$

En posant  $X_n = X(nT)$  pour  $n \geq 0$

et  $C = B \cdot e^{A \cdot T_b}$ , il vient



$$X_{n+1} = C \cdot X_n \quad (9)$$

$$\text{soit } X_n = C^n \cdot X_0 \quad (10)$$

L'étude du comportement de la réponse de la boucle se ramène donc à l'étude de la convergence de la suite  $(X_n)$  représentant les écarts de phase et de pulsation aux instants  $nT$ . Cette étude est équivalente d'après (10), à l'étude de la convergence de la suite  $(C^n)_{n \geq 0}$ . On supposera que  $\omega_n \cdot T_b \neq 0$ .

**Résultat :** on a  $\lim_{n \rightarrow \infty} X_n = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$  pour toute condition initiale  $X_0$  si, et seulement si,  $T_S < T_S^*$ ;  $T_S^*$  étant défini par :

a)  $\xi < 1$

$$\text{Posons } \mu = -\omega_n \xi, \quad \nu = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$$

si  $0 \leq \nu T_b \leq \pi$  (modulo  $2\pi$ )

$$T_S^* = \frac{2 \cdot \cos(\nu T_b) + 2 \operatorname{ch}(\mu T_b)}{\omega_n^2 \frac{\sin(\nu T_b)}{\nu}} \quad (11a)$$

si  $\pi \leq \nu T_b \leq 2\pi$  (modulo  $2\pi$ )

$$T_S^* = \frac{2 \cos(\nu T_b) - 2 \operatorname{ch}(\mu T_b)}{\omega_n^2 \frac{\sin(\nu T_b)}{\nu}} \quad (11b)$$

b)  $\xi > 1$

$$\text{Avec } \mu = -\omega_n \xi, \quad \nu = \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1}, \text{ on a}$$

$$T_S^* = \frac{2 \operatorname{ch}(\nu T_b) + 2 \operatorname{ch}(\mu T_b)}{\omega_n^2 \frac{\operatorname{sh}(\nu T_b)}{\nu}} \quad (12)$$

c)  $\xi = 1$

$$T_S^* = \frac{2 + 2 \operatorname{ch}(-\omega_n T_b)}{\omega_n^2 \cdot T_b} \quad (13)$$

#### PREUVE

a)  $\xi < 1$

Soit  $\lambda_1 = \mu + i\nu$  et  $\lambda_2 = \mu - i\nu$  les deux valeurs propres de A ;  $\mu = -\omega_n \xi$  et  $\nu = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$ .

Le polynôme caractéristique de C s'écrit :

$$D(\alpha) = \alpha^2 - \alpha \left[ (e^{\lambda_1 T_b} + e^{\lambda_2 T_b}) + T_S \cdot \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1} (e^{\lambda_1 T_b} - e^{\lambda_2 T_b}) \right] + e^{(\lambda_1 + \lambda_2) T_b}$$

Le discriminant de  $D(\alpha)$  est un polynôme du second degré en  $T_S$ , noté  $\Delta(T_S)$ . Ce polynôme a deux racines de signes contraires. Notons  $T_{S1}$  la racine négative et  $T_{S2}$  celle positive.

Etant donné que  $T_S$  est la durée de l'absence du signal utile, on ne s'intéressera qu'aux valeurs de  $T_S$  positives.

Ainsi, pour  $0 \leq T_S \leq T_{S2}$ ,  $\Delta(T_S) \leq 0$ , et C a donc deux valeurs propres complexes conjuguées  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$ .

Nous avons par ailleurs :

$$\alpha_1 \cdot \alpha_2 = \det(C)$$

$$\text{soit } |\alpha_1|^2 = |\alpha_2|^2 = e^{(\lambda_1 + \lambda_2) T_b} = e^{2\mu T_b}$$

ce qui implique  $|\alpha_1| < 1$  et  $|\alpha_2| < 1$ .

Dans ce cas, on a alors :

$$\lim_{n \rightarrow \infty} C^n = (0)$$

$$\text{et } \lim_{n \rightarrow \infty} X_n = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Pour  $T_S > T_{S2}$ ,  $\Delta(T_S) > 0$  et C a donc deux valeurs propres réelles,  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$ .

On montre alors aisément que  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  vérifient

$$|\alpha_1| < 1 \text{ et } |\alpha_2| < 1$$

si et seulement si  $T_S < T_S^*$ ,  $T_S^*$  étant défini par (11) et par suite :

$$\lim_{n \rightarrow \infty} X_n = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Les figures 4 et 5 donnent une représentation dans le plan de phase du comportement de la boucle dans le cas où  $T_S < T_S^*$ .

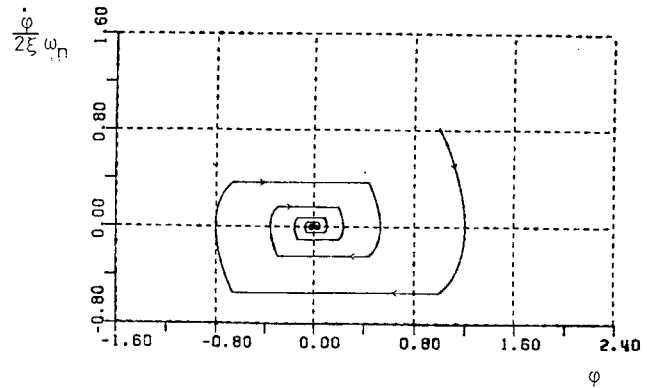


Figure 4 :  $\xi < 1$  ;  $0 < \nu T_b \leq \pi$

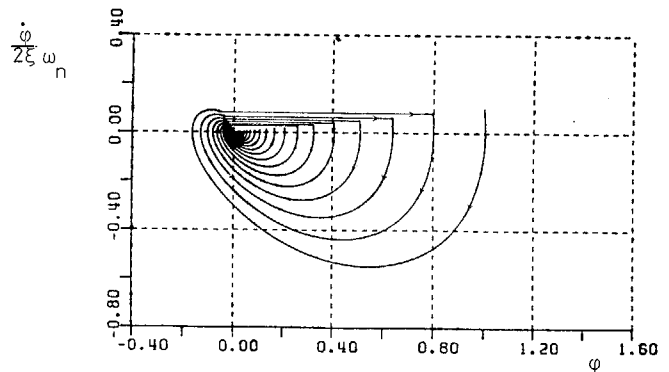


Figure 5 :  $\xi < 1$  ;  $\pi \leq \nu T_b \leq 2\pi$



Dans le cas où  $T_S \geq T_S^*$ ,  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  sont réelles et distinctes.

Soit  $\ell_1 = \begin{pmatrix} \ell_1^1 \\ \ell_1^2 \end{pmatrix}$  et  $\ell_2 = \begin{pmatrix} \ell_2^1 \\ \ell_2^2 \end{pmatrix}$ , deux vecteurs propres

de C associés respectivement à  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$ . On a, d'après (10)

$$\varphi_n = \frac{1}{D} [\ell_1^1 (\ell_2^2 \Delta\varphi - \ell_2^1 \Delta\omega) \alpha_1^n + \ell_2^1 (\ell_1^1 \Delta\omega - \ell_1^2 \Delta\varphi) \alpha_2^n] \quad (14)$$

$$\dot{\varphi}_n = \frac{1}{D} [\ell_1^2 (\ell_2^2 \Delta\varphi - \ell_2^1 \Delta\omega) \alpha_1^n + \ell_2^2 (\ell_1^1 \Delta\omega - \ell_1^2 \Delta\varphi) \alpha_2^n]$$

avec  $D = \ell_1^1 \ell_2^2 - \ell_1^2 \ell_2^1$ .

Si  $T_S > T_S^*$ , on a  $|\alpha_1| > 1$  et  $|\alpha_2| < 1$  et par suite

$\lim_{n \rightarrow \infty} X_n = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$  si et seulement si  $\Delta\omega/\Delta\varphi = \ell_2^2/\ell_2^1$ ; c'est à dire que seules les conditions initiales appartenant à la droite propre associée à la valeur propre  $\alpha_2$  ( $|\alpha_2| < 1$ ) conduisent à une limite finie pour la suite  $(X_n)_{n \geq 0}$ .

Si  $T_S = T_S^*$ , on a  $|\alpha_1| = 1$  et  $|\alpha_2| < 1$ .

Pour les conditions initiales appartenant à la droite propre de C associé à  $\alpha_2$ , on a d'après (14) :

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \begin{pmatrix} \varphi_n \\ \dot{\varphi}_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Pour toutes les autres conditions initiales, la solution du système décrit par les équations différentielles (6) et (7) possède un régime permanent périodique :

- i) si  $0 < vT_b < \pi$  alors  $\alpha_1 = -1$  : le régime périodique établi est alors de période  $2T$  ;
- ii) si  $\pi < vT_b < 2\pi$  alors  $\alpha_1 = 1$  et le régime établi est donc de période  $T$ .

Une étude analogue permet d'établir les résultats (12) et (13) dans le cas où  $\xi > 1$ . La figure (6) donne une représentation dans le plan de phase du comportement de la solution pour  $T_S < T_S^*$ .

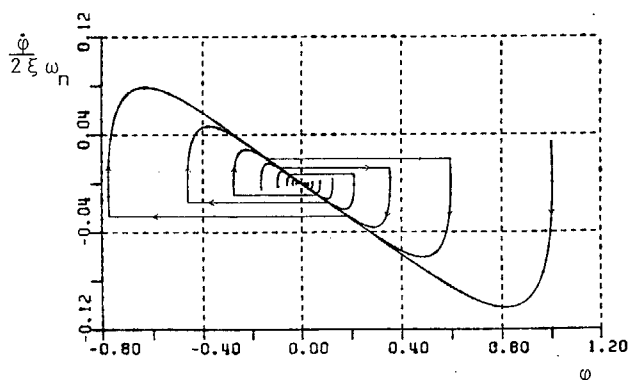


figure 6 :  $\xi > 1$

Les figures (7) et (8) donnent  $T_S^*$  en fonction des paramètres de la boucle.

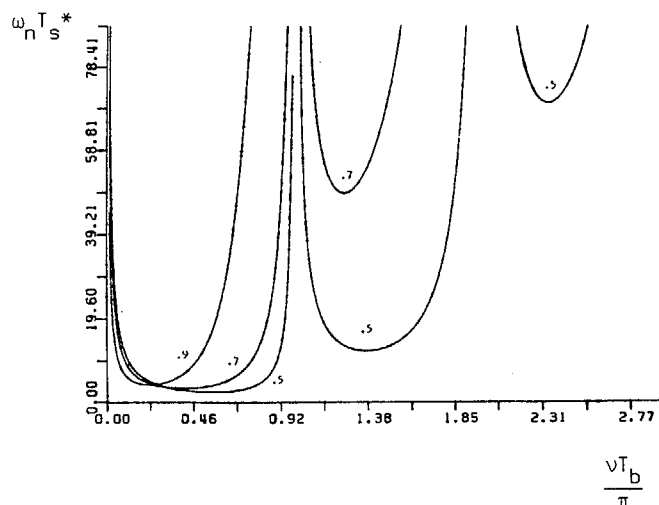


Figure 7 :  $\xi < 1$  ; courbes paramétrées en  $\xi$

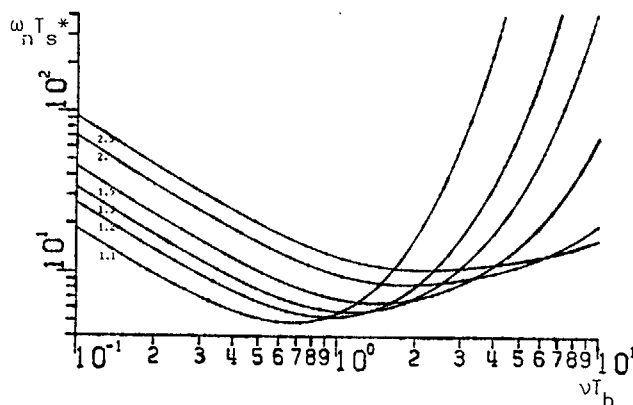


Figure 8 :  $\xi > 1$  ; courbes paramétrées en  $\xi$

#### Remarques

- i) Il est intéressant de noter que, pour la boucle considérée et sous certaines conditions, aucun verrouillage en phase n'est possible contrairement au cas où le signal utile est présent continûment.
- ii) Les résultats du paragraphe précédent montrent que, dans le cas où le verrouillage en phase de la boucle est possible, on retrouve un comportement, en régime établi, analogue à celui obtenu quand le signal utile est présent continûment ( $T_S = 0$ ).



### CONCLUSION

Dans cet article, on s'est intéressé au comportement des boucles à verrouillage de phase en présence de transmissions par salves. On a montré qu'il est possible d'obtenir, pour certaines boucles et sous certaines conditions, un comportement statique comparable à celui obtenu dans le cas de transmissions continues. Cette étude s'applique particulièrement dans le cas de transmission où la synchronisation trame, c'est-à-dire la reconnaissance de la période correspondant au signal utile, n'est pas acquise avant le verrouillage en phase des boucles. Pour la bande du second ordre considérée, seule l'étude dans le domaine linéaire de la caractéristique du comparateur de phase a été exposée. L'étude du comportement dans le domaine non linéaire ainsi que celui en présence de bruit feront l'objet d'une future publication.

### BIBLIOGRAPHIE

- [1] F.M. GARDNER, "Phaselock Techniques", J. Wiley, New York, 1979.
- [2] A. BLANCHARD, "Phaselock-Locked Loops", J. Wiley, New York, 1976.
- [3] L. SCHIFF, "Burst Synchronisation of Phase-Locked Loops", IEEE Trans. on Commun., October 1973, pp. 1091-1099.
- [4] B.R. EISENBERG, "Gated Phase-Locked Loop Study", IEEE Trans. on Aerosp. Electro. Syst., May 1971, pp. 469-477.