

## Cours d'Électronique du Tronc Commun S3.

### Chapitre 6 :

#### L'asservissement de fréquence par l'erreur de phase. Dit "Phase Locked Loop".

##### 6-1 Les applications classiques du circuit "PLL".

###### La synthèse de fréquence :

C'est une fonction très présente dans le monde des télécommunications et de la mesure. Les plans de fréquence dans tous les domaines de la transmission hertzienne ou câblée nécessitent la génération de porteuses à fréquences très précises et très stables, organisées selon un "pas" de fréquence.

Un exemple est l'ensemble des porteuses possibles en téléphonie mobile depuis la base vers les mobiles  $f_d(n)$  et  $f_m(n)$  pour le retour vers la base.

$$f_d(n) = 930 + 0,2n \text{ en MHz pour } n \text{ compris entre 0 et 124.}$$

$$f_m(n) = 890 + 0,2n \text{ en MHz pour } n \text{ compris entre 0 et 124.}$$

La fonction PLL à retour non unitaire (à diviseur de fréquence) est le cœur de l'architecture des synthétiseurs.

###### La régénération du rythme en Transmission Série Synchrone dite TSS:

Le chapitre 1 a insisté sur la nécessité de maintenir l'horloge de réception en synchronisme parfait avec le rythme de la transmission (la rapidité de modulation en bauds).

La fonction PLL (analogique ou numérique) est l'élément de synchronisation, dit régénérateur, qui fournit l'horloge locale nécessaire au récepteur.

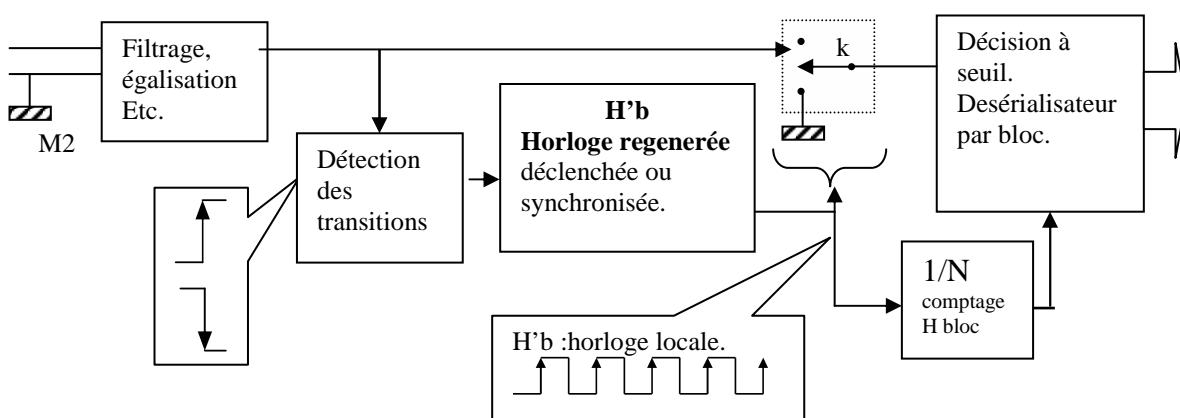
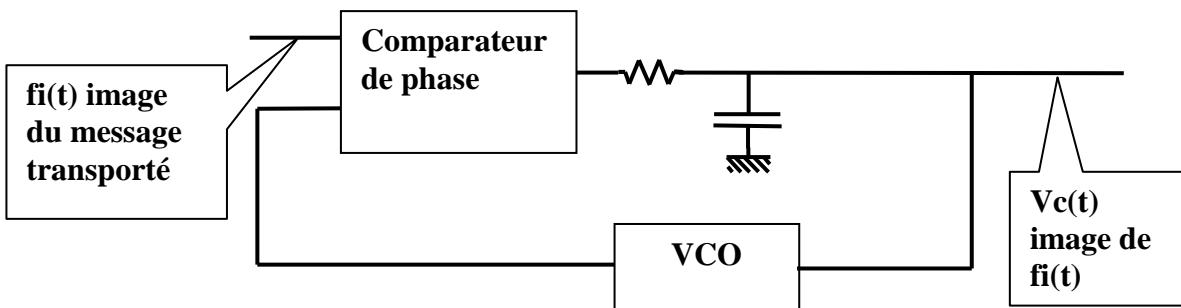


Figure 6-1 : Schéma de principe de l'ETCD récepteur en TSA et TSS et en Bande de Base.  
Dans la réalité les fonctions sont réalisées numériquement.

## **La démodulation en transmission par modulation de fréquence (MDF).**

Le circuit PLL fournit une tension  $V_c$  (commande du VCO interne) qui est l'image de la fréquence d'entrée  $f_i$ .

Les variations de fréquence brutales (modem V21, V23 etc.) ou lentes (son en démodulation de bande FM par exemple), sont restituées sous forme de tension  $V_c(t)$  image des variations de fréquence  $f_i(t)$ .



**Figure 6-2 Ainsi l'asservissement PLL traduit les variations de fréquence en variation de tension "image" du message initial à l'origine de la modulation de fréquence MDF.**

## **6-2 Définition de la fonction "PLL" et constitution matérielle.**

**L'asservissement PLL est un asservissement de fréquence (ou pulsation) à retour unitaire, de classe un.**

**La consigne C est la fréquence  $f_i$  (ou pulsation  $\omega_i$ ) du signal entrant.**

**Le retour R est la fréquence  $f_c$  (ou pulsation  $\omega_c$ ) du signal fourni par le VCO de la PLL.**

**En régime statique l'erreur entre consigne et retour est nulle  $\omega_i = \omega_c$ . (classe un car un intégrateur dans la boucle)**

En régime statique l'écart de phase entre les signaux est constant et fournit la commande du l'oscillateur commandé en tension dit VCO. (voir chapitre 5 pour la fonction VCO).

La PLL est constituée matériellement par les deux fonctions :

**Un VCO caractérisé par sa pente  $K_o$  et sa pulsation libre  $\omega_0$ .**

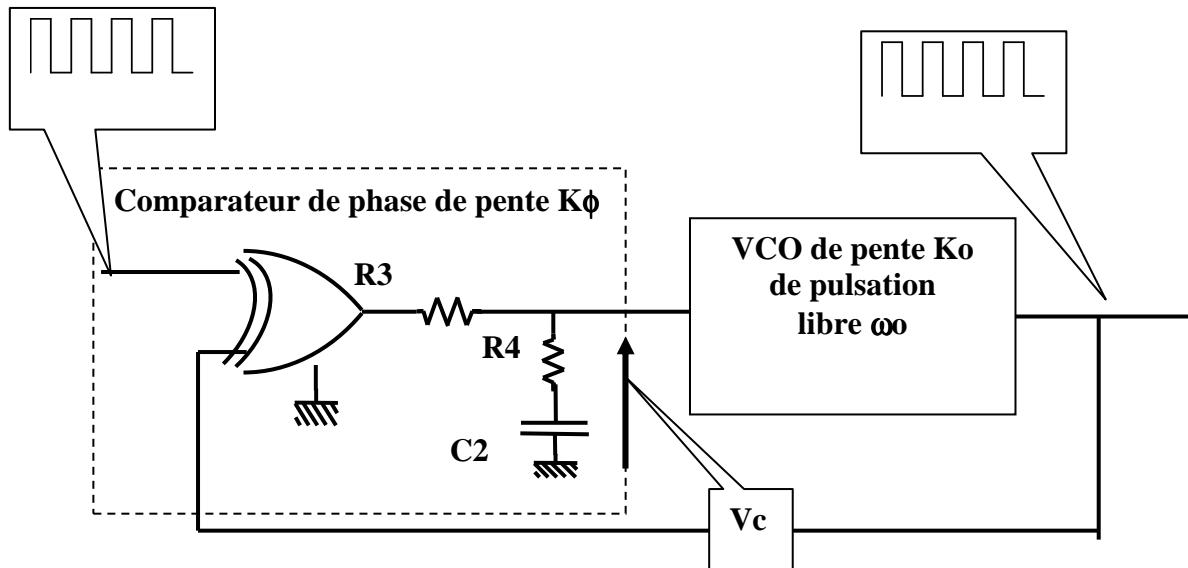
**Un comparateur de phase CP de pente  $K_\phi$ .**

**Le comparateur de phase CP est constitué d'un multiplicateur, ou d'un mélangeur, ou d'un OUEX, suivi d'un moyenneur (filtre passe bas).**

Le schéma suivant suggère un comparateur de phase à porte OUEX, c'est le cas des circuits PLL digitaux type CMOS 74HC4046.

Les circuits PLL analogiques utilisent une structure de mélangeur à trois différentiels (équivalent analogique du OUEX), comme par exemple le NE565.

Une résistance R4 peut parfois apparaître dans la structure du passe bas R3,C2 comme élément correcteur pour assurer des performances spécifiques. Dans une première approche le correcteur sera ignoré ( $R4 = 0$ ).



**Figure 6-3 les deux fonctions de l'asservissement PLL illustrées sous forme de fonctions logiques comme dans le circuit CMOS 74HC4046 alimenté en 5V.**

Dans l'exemple représenté le signal d'entrée, quelque soit sa forme, est mis en forme binaire compatible avec la fonction OUEX.

Le signal fourni par le VCO est également binaire.

La tension filtrée Vc est l'image de l'écart de phase des signaux fournis au comparateur CP.  
La tension Vc commande la fréquence du signal fourni par le VCO.

Cette tension constitue le signal utile restitué par la PLL dans les applications de démodulation en transmission par modulation de fréquence.

**La consigne C est la pulsation  $\omega_i$  (ou  $f_i$ ) du signal d'entrée :**  
**On évite de dire : le signal d'entrée est la consigne !**

**Le retour R est la pulsation  $\omega_c$  (ou  $f_c$ ) du signal de sortie du VCO.**  
**On évite de dire : le signal de sortie est le retour !**

### 6-3 Le fonctionnement du comparateur de phase CP.

Le comparateur de phase est l'ensemble OUEX et passe bas R C.

Nous détaillons le mécanisme du comparateur de phase présenté dans le schéma, le principe serait similaire dans le cas d'un comparateur à mélangeur analogique.

Tous les signaux sont au format de la logique CMOS alimentée en  $V_{dd} = 5V$ .

L'asservissement de classe un, est supposé fonctionnant, par conséquent en régime statique, les signaux sont rigoureusement à la même fréquence  $f_c = f_i$  et leur période commune est notée  $T_i = T_c = T$ .

Un écart temporel de valeur  $\tau$  les sépare.

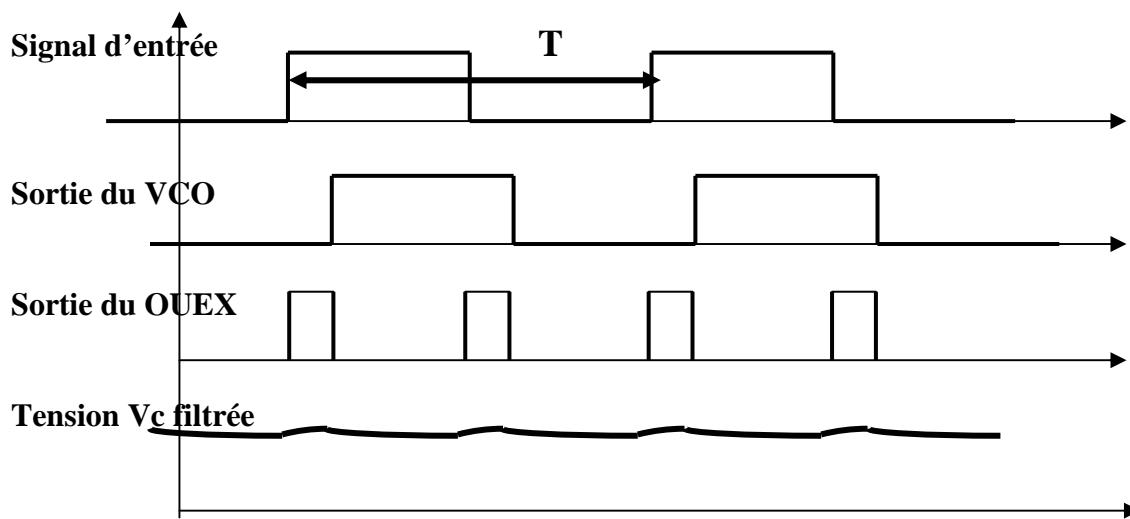


Figure 6-4 La tension  $V_c$  moyennée par le passe bas  $R_3 C_2$  est l'image du décalage temporel des signaux binaires périodiques entrant dans le OUEX.

**Les deux signaux périodiques sont directement associés aux signaux sinusoïdaux fondamentaux  $\cos[\omega_i t + \Phi_i]$  et  $\cos[\omega_c t + \Phi_c]$ , ce qui permet d'introduire les phases respectives  $\Phi_i$  et  $\Phi_c$ .**

La tension  $V_c$  est la moyenne du signal binaire en sortie du OUEX.

$$V_c = V_{dd} \cdot 2\tau / T \text{ avec la relation commune } \tau / T = [\Phi_i - \Phi_c] / 2\pi$$

$$V_c = [\Phi_i - \Phi_c] \cdot V_{dd} / \pi$$

Le comparateur de phase présente un gain  $K\phi = V_{dd} / \pi$  en V/rad sur la plage 0 à  $\pi$ . La caractéristique est paire car le OUEX dont les entrées sont indiscernables, ne discerne pas l'avance du retard.

Et bien entendu la périodicité  $2\pi$  se retrouve dans la caractéristique.

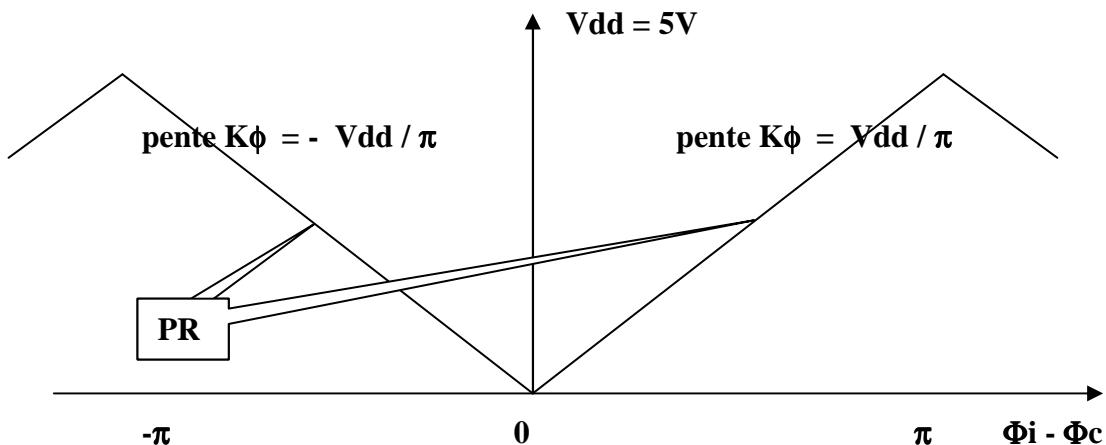


Figure 6-5 Caractéristique paire sur 2.p du comparateur de phase à OUEX dit CP.

**On constate la présence d'un point de repos PR en milieu de caractéristique donnant  $Vdd / 2$  pour  $[\Phi_i - \Phi_c] = + - \pi / 2$**

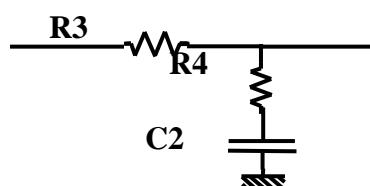
Le passe bas est constituée de R3 et C2 qui définit la constante de temps  $\tau_2 = R3.C2$

$$F(p) = \frac{1}{1 + p \cdot \tau_2} \quad (\text{pour } R4 = 0 \Omega)$$

Dans la version avec correcteur une constante de temps  $\tau_1$  due à R4 apparaît au numérateur.

$$F_C(p) = \frac{1 + p \cdot \tau_1}{1 + p \cdot \tau_2} \quad \text{avec } \tau_1 = C2.R4$$

et  $\tau_2$  modifié par la présence de R4 :  $\tau_2 = C2.(R3 + R4)$



Bien évidemment le schéma convient au filtre simple à condition de faire  $R4 = 0$ .

Nous détaillerons le choix et le rôle de la remontée de phase du correcteur plus loin.

#### 6-4 Le fonctionnement de l'oscillateur VCO.

La fonction oscillateur commandé en tension (ou courant) par  $V_c$  est caractérisée par sa pente ou gain  $K_o$  exprimée en rad/s/V et par sa pulsation libre  $\omega_0$  en rad/s.

**La pulsation libre correspond au milieu de la caractéristique et peut être définie comme la pulsation au point de repos de l'asservissement.**

On obtient la représentation, où la pente peut être positive ou négative, selon qu'il s'agit de composants PLL "analogique" ou "logique".

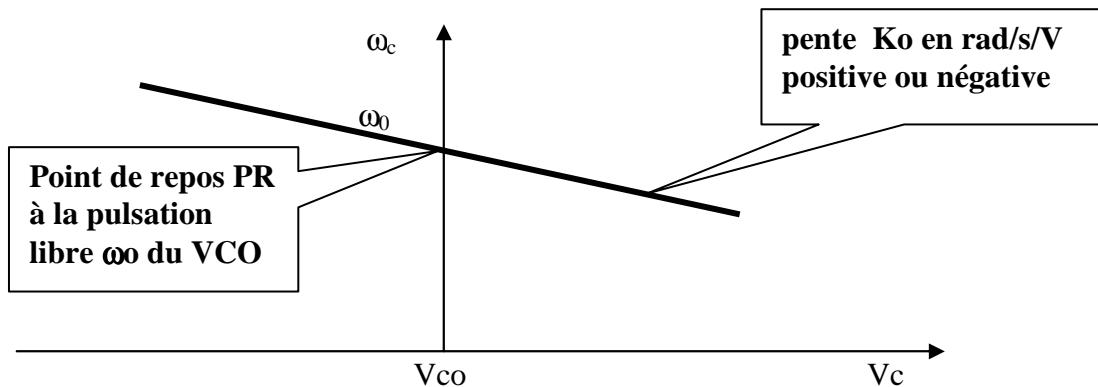


Figure 6-6 Les deux paramètres qui caractérisent le VCO  $\omega_0$  et  $K_0$ .

**Le point PR de repos est fixé généralement par une tension de référence  $V_{CO}$  qui fournit la pulsation libre  $\omega_0$  du VCO.**

Ainsi la pulsation  $\omega_c = 2\pi f_c$  du signal logique (ou carré) de sortie du VCO est définie par la relation :

$$\omega_c = \omega_0 + K_0 [V_c - V_{CO}] \quad \text{en rad/s.}$$

Dans l'exemple du circuit PLL digital la référence  $V_{CO}$  correspond au milieu de la caractéristique d'alimentation soit  $V_{DD} / 2$ . Ainsi la pulsation libre  $\omega_0$  est la moyenne des pulsations extrêmes :

$$\omega_0 = (\omega_{\max} + \omega_{\min}) / 2$$

dans la PLL logique l'expression se simplifie encore car  $f_{\min} = 0$  et  $f_{\max} = 2f_o$

la pente du VCO devient  $K_0 = 2\pi \cdot 2f_o / V_{DD} = 4\pi f_o / V_{DD}$

## 6-5 Le point de repos de l'asservissement PLL :

L'asservissement assure la poursuite "retour" égal "consigne" à la condition nécessaire mais non suffisante que le gain global du comparateur de phase et du VCO, nommé  $K$  soit positif.

Asservissement peut fonctionner si le produit des gains  $K = K_0 K_\phi$  est  $> 0$   
(condition nécessaire mais non suffisante)

**Attention  $K$  en  $s^{-1}$  ou Hz**

C'est un des rares asservissements où le gain  $K_\phi$  est aussi bien positif que négatif.

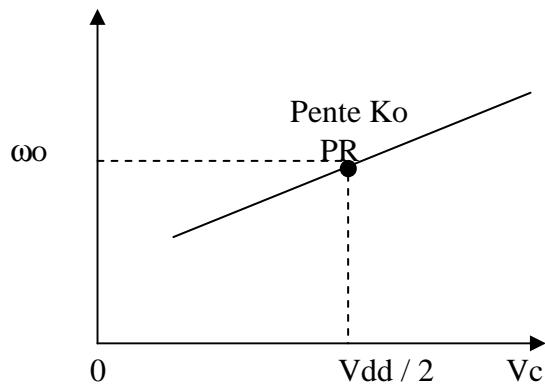
C'est donc le signe du gain  $K_0$  du VCO qui détermine le signe de la pente  $K_\phi$  exploitée par le comparateur de phase.

Le tableau comparatif suivant permet de comparer le fonctionnement des deux circuits PLL les plus classiques (analogique NE 565 et digital 74HC4046)

**Le VCO analogique est à pente négative. Le VCO digital est à pente positive.**

## PLL logique 74HC4046

### VCO à gain positif

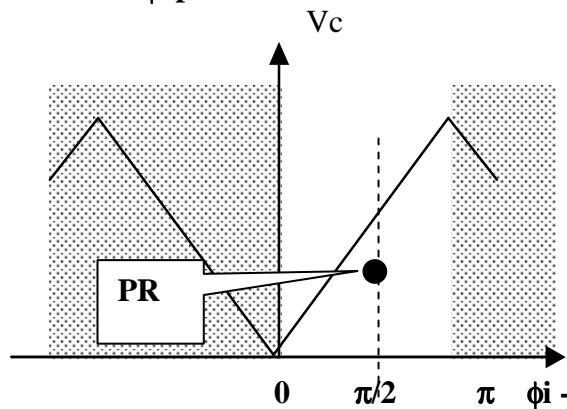


$$\omega_c = \omega_o + K_o [V_c - V_{co}]$$

$\omega_o$  pulsation libre au milieu de la caractéristique, elle correspond à la tension de Point de Repos PR =  $V_{dd}/2$

le comparateur de phase à OUEX utilisé dans la région telle que :

$$K = K_o \cdot K_\phi \text{ positif}$$



$\phi_c$

plage utile d'erreur en phase 0 à  $\pi$ .

PR :

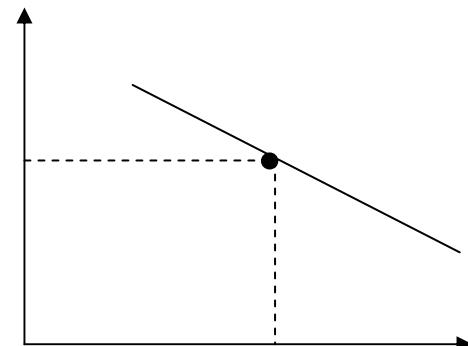
$$\Phi_i - \Phi_c = \pi/2$$

$$V_c = V_{dd}/2$$

$$\omega_c = \omega_o = \omega_i \text{ pulsation libre.}$$

## PLL analogique NE 565

### VCO à gain négatif

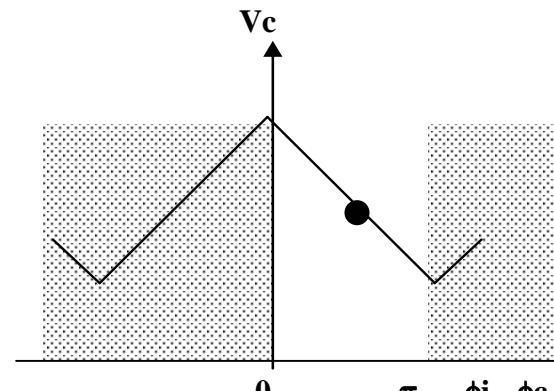


$$\omega_c = \omega_o + K_o [V_c - V_{co}]$$

$\omega_o$  pulsation libre au milieu de la caractéristique, elle correspond à la tension de Point de Repos PR =  $V_{dd}/2$

le comparateur de phase à mélangeur utilisé dans la région telle que :

$$K = K_o \cdot K_\phi \text{ positif}$$



plage utile d'erreur en phase 0 à  $\pi$ .

PR :

$$\Phi_i - \Phi_c = \pi/2$$

$$V_c = V_{co} = \text{référence interne } \sim 3/4 V_{cc}$$

$$\omega_c = \omega_o = \omega_i \text{ pulsation libre.}$$

$$f_o = 1/4.R_1.C_1$$

Figure 6-7 Le régime statique des circuit PLL classique

## 6-6 La plage de poursuite, la plage de capture.

Lorsque l'asservissement fonctionne en assurant  $f_i = f_c$  (retour = consigne) on dit qu'il est **VERROUILLÉ**.

**Le mécanisme de la plage de poursuite  $\Delta\omega_{\text{pour}}$  :**

**Partant de l'état "verrouillé"** (asservissement actif et au PR) et donc, avec une consigne voisine de la pulsation libre  $\omega_0$ , le retour  $\omega_c$  suit (classe un) tant que le comparateur de phase CP reste sur sa caractéristique de pente  $K\phi$ . Lorsque l'erreur de phase  $\Phi_i - \Phi_c$  atteint l'extrémité de la caractéristique du CP il n'y a plus contrôle du VCO et l'asservissement "déverrouille", et le VCO revient à sa pulsation libre  $\omega_0$ .

Toute la plage couverte par le CP fournit une excursion de tension  $\Delta V_c$  totale  $K\phi.\pi$ .  
L'excursion de tension appliquée au VCO fournit une plage de poursuite  $\Delta\omega_{\text{pour}} = K_o.K\phi.\pi$   
soit  $\Delta\omega_{\text{pour}} = \pi.K$  en rad / s centrée sur le point de repos PR.

**Le mécanisme de la plage de capture  $\Delta\omega_{\text{cap}}$  :**

Contrairement à ce qui vient d'être décrit, **partant de l'asservissement "déverrouillé"**, la consigne  $\omega_i$  très éloignée du point de repos PR, on rapproche celle-ci de la pulsation libre. Le comparateur de phase fournit un signal périodique à une pulsation sensiblement égale à  $\omega_i - \omega_0$  filtré par le passe bas, qui a pour effet de déplacer la pulsation instantanée du VCO, ce qui a pour effet de provoquer le verrouillage, dit phénomène de "capture".  
La capture se produit aussi bien pour une consigne supérieure à  $\omega_0$  ou inférieure à  $\omega_0$ .  
Les deux valeurs de pulsations où se produit la "capture" définit la plage de capture.  
Le phénomène de "capture" est la rencontre instantanée de  $f_c(t)$  avec  $f_i$ .

**La plage de capture est toujours comprise à l'intérieur de la plage de poursuite.**

Le balayage en fréquence du VCO dépend essentiellement de l'atténuation du passe bas, ce qui définit une plage de capture d'autant plus étroite que le passe bas (R3 C2) est à bande passante faible.

**On admettra que la plage de capture est approximativement exprimée par :**

$$\Delta\omega_{\text{cap}} \approx 4.m.\omega_N$$

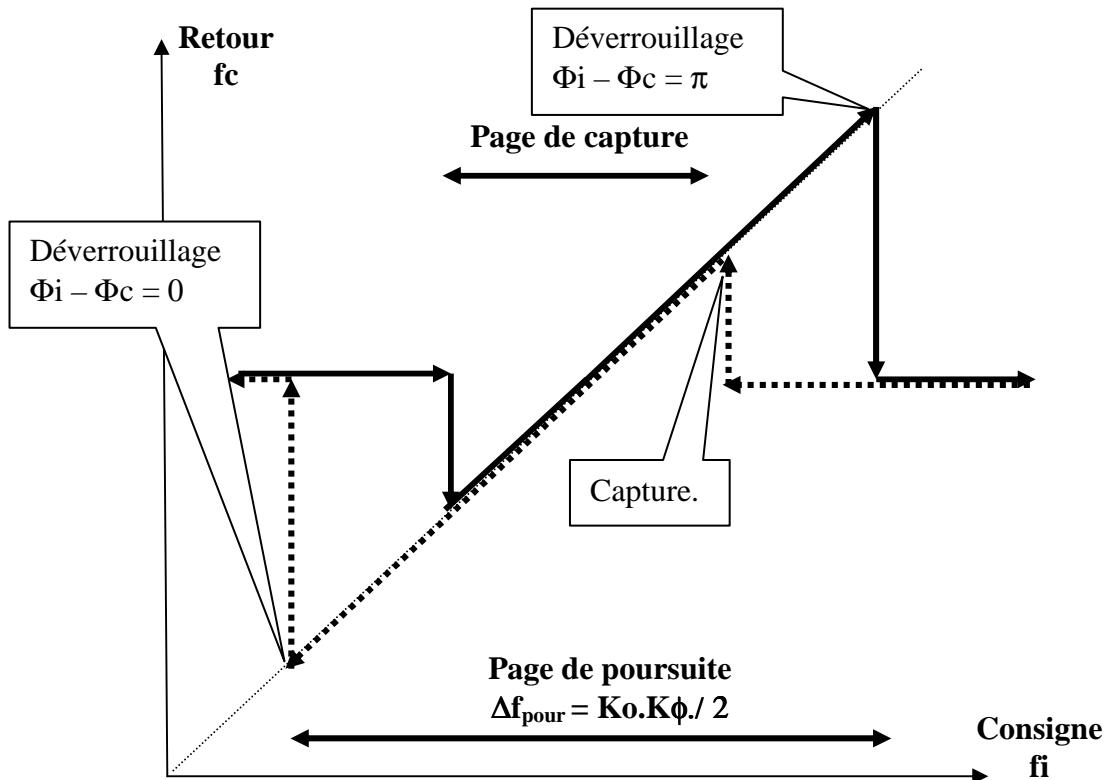
Où  $\omega_N$  et  $m$  caractérise la transmittance  $T'(p)$  de l'asservissement (décrite plus loin).

Nous résumons graphiquement les mécanismes de poursuite et capture dans le plan  $f_i, f_c$ , autour de  $f_0$ .

**On prendra note du sens de parcours indiqué par les flèches.**

\_\_\_\_\_ consigne  $f_i$  croissante

----- consigne décroissante



Le graphe est donné en Hz.

Figure 6-8 Définition des plages de capture et de poursuite.

## 6-7 Le schéma fonctionnel en pulsation de l'asservissement PLL.

Rappelons la signification d'un schéma fonctionnel :

Les paramètres statiques sont au point de repos PR (déjà défini) :

$$\Phi_i - \Phi_c = \pi / 2 \quad (\text{pour les circuits NE566 et 74HC4046 avec CP 1}).$$

$\omega_c = \omega_i = \omega_0$  fréquence libre du VCO.

$V_c = V_{co}$  tension de référence. ( $V_{co} = V_{dd} / 2$  pour le 74HC4046).

**Mais le point de repos est ignoré dans la représentation fonctionnelle, seule les petites variations en régime linéaire autour de PR sont représentées.**

Ces petites variations sont imposées sous deux formes d'action :

**Saut d'amplitude  $\Delta\omega_i$  de la consigne.**

Soit indicielle :  $\omega_i(t) = \omega_0 + \Delta\omega_i.u(t)$ .

Que l'on écrit :  $\omega_i(t) = \Delta\omega_i.u(t)$

**Action bien adaptée à la caractérisation d'un démodulateur FSK-2, ou d'un synthétiseur de fréquence.**

### Variation sinusoïdale d'amplitude $\Delta\omega_i$ à la pulsation $\omega_m$ .

Soit sinusoïdale :  $\omega_i(t) = \omega_0 + \Delta\omega_i \cos \omega_m t$ .  
 Que l'on écrit :  $\omega_i(t) = \Delta\omega_i \cos \omega_m t$ .

Action appropriée à la caractérisation d'un régénérateur de rythme en transmission série, ou d'un démodulateur son en MDF.

Le schéma fonctionnel définit un comparateur de phase CP recevant les phases  $\Phi_i(p)$  et  $\Phi_c(p)$ , obtenues par intégration des pulsations  $\omega_i(p)$  et  $\omega_c(p)$ . Nous réduisons le schéma en déplaçant les intégrateurs plus commodément après le soustracteur.

Le schéma fonctionnel réduit fait donc apparaître l'intégrateur entre l'erreur en pulsation et l'erreur en phase.

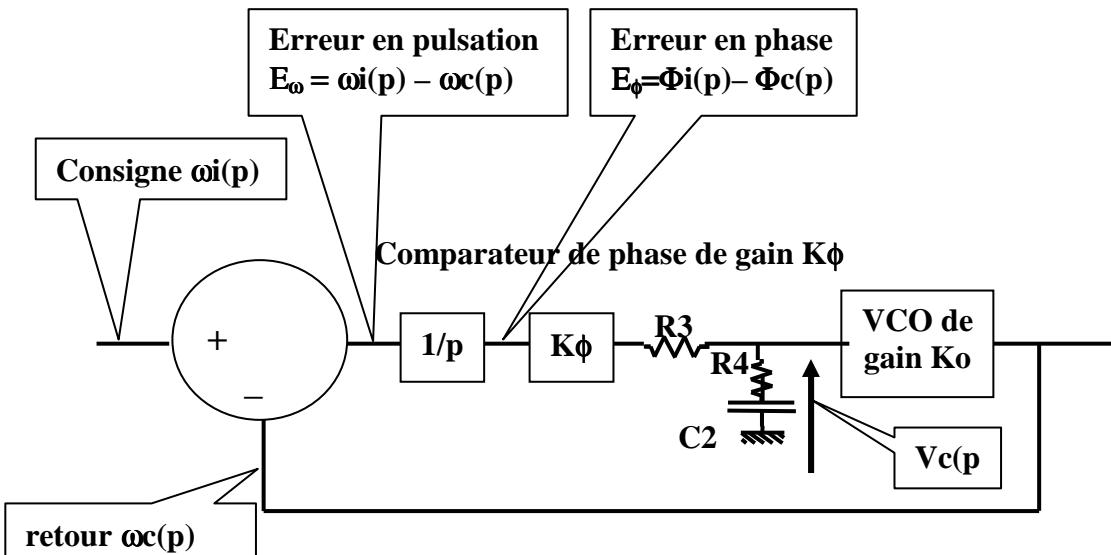


Figure 6-9 Le schéma fonctionnel aux variations linéaires et point de repos ignoré.

**Le produit des gains  $K_\phi.K_o = K$  (en  $s^{-1}$ ) est positif.**

Rappelons que le filtre de base passe bas du premier ordre (donc  $R_4 = 0 \Omega$ ) est caractérisé par la constante de temps  $\tau_2 = R_3.C_2$ .

$$\text{Le gain de boucle } T(p) \text{ vaut donc : } T(p) = \frac{R}{E\omega} = \frac{\omega_c(p)}{\omega_i(p) - \omega_c(p)} = \frac{K}{p} \frac{1}{1 + p.\tau_2}$$

Dans le cas où un correcteur est nécessaire ( $R_4$  non nul pour assurer une remontée de phase) le gain de boucle devient  $T_c(p)$  :

$$T_c(p) = T(p).(1 + p.\tau_1) = \frac{K}{p} \frac{1 + p.\tau_1}{1 + p.\tau_2}$$

avec  $\tau_1 = R_4.C_2$  et  $\tau_2 = C_2.(R_3 + R_4)$

En résumé il s'agit d'un asservissement de fréquence, de classe un, utilisant l'erreur en phase, à retour unitaire.

En régime établi l'erreur en phase  $E_\phi = \Phi_i(p=0) - \Phi_c(p=0) = \omega_c(p=0) / K$  est finie.

En régime établi l'erreur en pulsation est nulle  $E_\omega = \omega_i(p=0) - \omega_c(p=0) = 0$ .

**NB : Pour la synthèse de fréquence le retour n'est pas direct et l'on a  $f_i = f_c / N$ . Le gain global devient  $K / M$  en  $s^{-1}$ .**

## 6-8 La réponse de l'asservissement PLL.

### 6-8-a Cas du passe bas simple R3,C2.

Dans la version sans correcteur ( $R_4 = 0\Omega$  et  $\tau_1 = 0$  s),  $\tau_2 = R_3.C_2$ ,  $T'(p)$  présente une transmittance du deuxième ordre passe bas de gain un.

L'identification de la réponse harmonique avec la forme canonique donne les expressions de la pulsation quadrangulaire ou propre  $\omega_N$  et l'amortissement m.

$$T'(p) = \frac{\omega_c(p)}{\omega_i(p)} = \frac{T(p)}{1+T(p)} = \frac{1}{1 + \frac{p}{K} + \frac{p^2 \cdot \tau_2}{K}} =$$

$$\frac{1}{1 + 2.m \frac{p}{\omega_N} + \frac{p^2}{\omega_N^2}} \quad \text{avec } \omega_N = \sqrt{\frac{K}{\tau_2}} = \sqrt{K \cdot \omega_2} \quad \text{et } m = \frac{1}{2} \frac{\omega_N}{K} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_2}{K}}$$

NB pour la réponse harmonique p prend la signification  $j \cdot \omega_m$ .

**La transmittance  $T'(p)$  est complètement décrite par sa pulsation propre (entrée et sortie en quadrature)  $\omega_N$  et son amortissement m tous deux liés à K et  $\tau_2$  et définis plus haut.**

Rappelons que la pulsation propre  $\omega_N$  donne une transmittance purement imaginaire  $T'(p = j \cdot \omega_N)$  de module Q ou  $1 / 2.m$ , c'est à dire  $|T'(p = j \cdot \omega_N)| = |1 / j \cdot 2.m| = 1 / 2.m = Q$ .

**La pulsation propre  $\omega_N$  a un rôle fondamental dans le tracé du diagramme de Bode, puisque c'est le point de rencontre des asymptotes BF et HF.**

**La réponse en fréquence présente une résonance dès que m est inférieur à 0,706.**

**On évitera toujours les amortissements inférieurs à 0,7.**

Pour les circuits courants (NE565 ou 74HC4046) le choix de la fréquence libre  $f_0$  impose le gain  $K_0$  du VCO et donc le gain global K. Par conséquent il ne reste, comme degré de liberté au concepteur, que le choix de la constante de temps  $\tau_2$ .

**Par conséquent il est impossible de régler séparément la pulsation propre  $\omega_N$  et l'amortissement m de la transmittance  $T'(p)$  de l'asservissement.**

Introduisons R4 pour faciliter le réglage.

### 6-8-b Cas du filtre avec correcteur avec R4.

L'ajout de R4 crée un correcteur à remontée de phase et permet grâce à  $\tau_1$  et  $\tau_2$  un réglage mieux adapté à certaines applications critiques où  $\omega_N$  et m doivent être réglés séparément.

$$\tau_1 = R4.C2 \quad \text{et} \quad \tau_2 = C2.(R3 + R4)$$

La transmittance  $T'_c(p)$  de l'asservissement avec correcteur vaut alors :

$$T'_c(p) = \frac{1 + p\tau_1}{1 + p(\tau_1 + \frac{1}{K}) + p^2 \cdot \frac{\tau_2}{K}} = \frac{1 + p\tau_1}{1 + 2.m \frac{p}{\omega_N} + \frac{p^2}{\omega_N^2}}$$

$$\text{avec } \omega_N = \sqrt{\frac{K}{\tau_2}} = \sqrt{K\omega_2} \quad \text{et} \quad m = \frac{1}{2} \cdot \omega_N \cdot \left( \frac{1}{K} + \tau_1 \right)$$

**On voit le rôle de  $\tau_1 = R4.C2$  qui règle l'amortissement m.**

Au dénominateur on retrouve la forme canonique du deuxième ordre, avec les paramètres amortissement et pulsation propre.

**$T'(p)$  est encore de type passe bas, mais dit, pseudo deuxième ordre.**

Le numérateur provoque à partir de  $\omega_1 = 1 / \tau_1$  une asymptote "HF" de pente -1 ou (-20dB/dec).

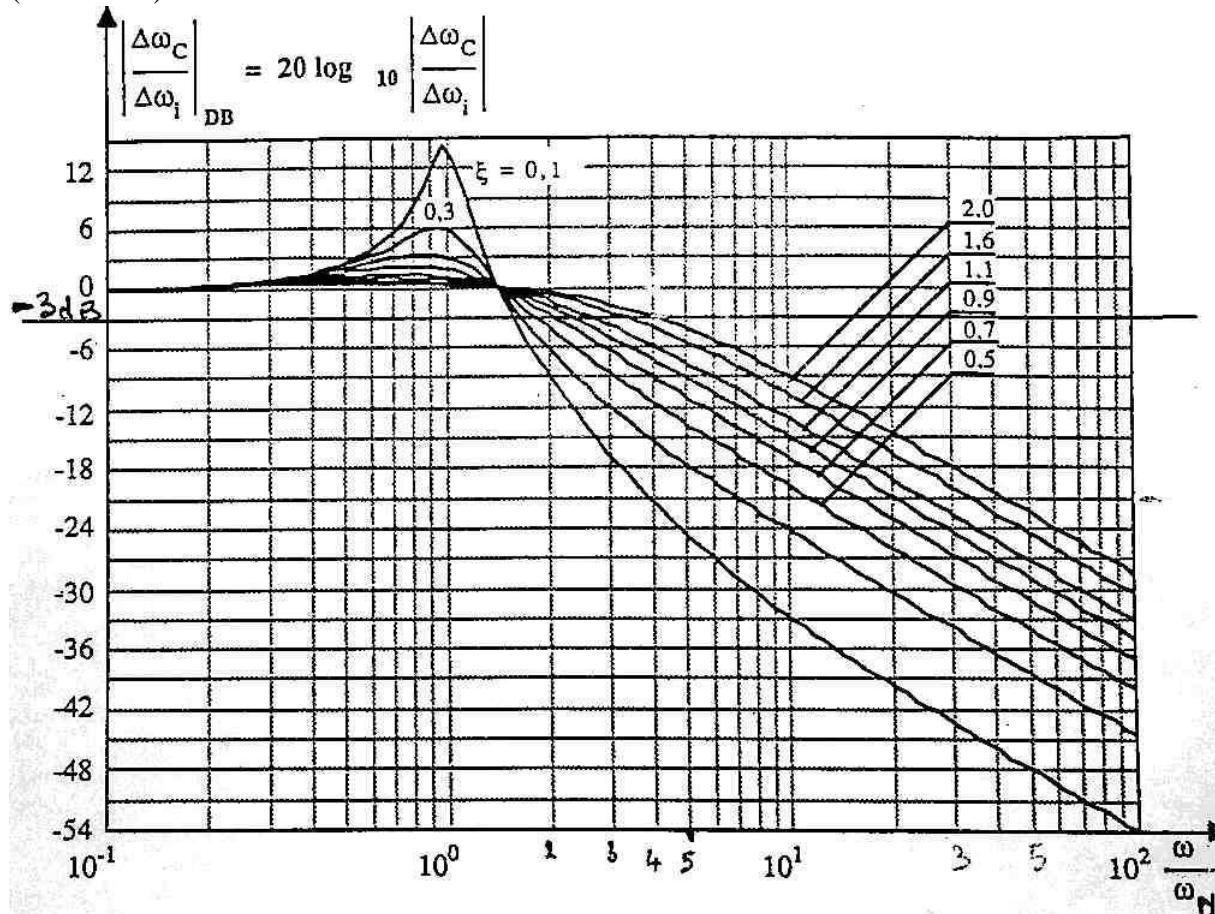


Figure 6-10 La réponse harmonique avec correcteur et asymptote du premier ordre.

## 6-9 Le choix des paramètres de la transmittance $T'(p)$ de l'asservissement.

L'approche du réglage de l'asservissement dépend des objectifs visés :

Soit, c'est la réponse harmonique  $T'(j\omega)$  qui doit être optimisée, ce sera le cas d'un démodulateur en transmission sonore par modulation de fréquence, ce sera le cas également d'un régénérateur d'horloge en transmission série synchrone TSS.

Soit c'est la réponse indicielle qui doit être optimisée.

### 6-9-1 Etudions d'abord le cas d'un régénérateur d'horloge en TSS.

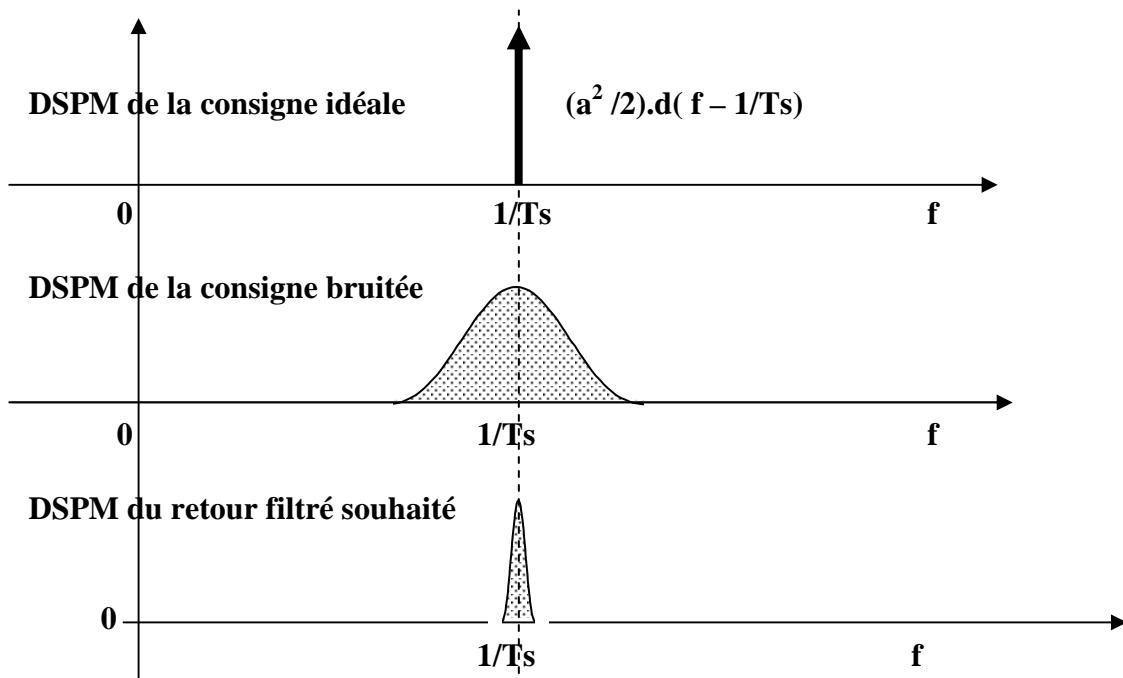
Le principe a été rappelé en tête de chapitre, où l'on voit que le détecteur de transitions fournit des impulsions affectées de "gitter" (gitter : perturbation de position par rapport à la position idéale des transitions aux instants  $kT_s$  ou  $kT_b$ ).

La fréquence restituée par le détecteur de transitions et le résonateur est centrée sur le bon rythme ( $1 / T_s$ ) mais affectée de perturbations.

**Or cette fréquence  $1 / T_s$  est la consigne  $f_i$  de l'asservissement, idéalement le signal d'entrée devrait présenter un spectre localisé en un point (donc une impulsion de Dirac en  $1/T_s$  en représentation de DSPM).**

En réalité le signal "gitté" présente une DSPM étalée autour de  $1 / T_s$  sous forme d'un bruit de "phase". On souhaite en sortie du VCO un signal débarrassé de "gitter".

On peut se donner une idée du rôle de la PLL en tant que réducteur du "bruit" de la consigne en représentant les densité spectrales de puissance moyenne (DSPM en W/Hz). (moitié droite de la représentation bilatérale)



Donc l'asservissement doit être optimisé en tant que filtre passe bas étroit vis-à-vis de la consigne bruitée.

**Donnons quelques estimations chiffrées sur cet exemple :**

On peut raisonnablement estimer le gitter de la consigne d'entrée inférieur à 10% de 1/Ts.

Le signal fournit par le VCO à la fréquence  $f_c = 1/T_s$  (horloge régénérée) devra être stabilisé par exemple à mieux que 2% !

**Par conséquent la transmittance harmonique  $T'(j\omega)$  devra être un passe bas de fréquence de coupure de l'ordre de  $1/50T_s$  ou  $f_i/50$ .**

**Bien entendu seul le montage avec correcteur permettra un choix indépendant de  $\omega_N$  et  $m$ .**

La réponse harmonique en abscisse réduite  $\omega / \omega_N$  montre le lien entre la pulsation de coupure  $\omega_{-3dB}$  et la pulsation  $\omega_N$ .

**Pour  $m$  supérieur à 1 on peut estimer une bande passante  $\omega_{-3dB}$  de l'ordre de  $4.\omega_N$ .**

Pour réduire  $\omega_{-3dB}$  il faut réduire  $\omega_N$ , mais sachant que la plage de capture  $\Delta\omega_{cap}$  vaut environ  $\approx 4.m.\omega_N$ , **on sera amené à augmenter l'amortissement  $m$  pour maintenir la plage de capture**, sinon le verrouillage de l'horloge régénérée sera difficile.

**On est conduit à choisir un amortissement élevé toujours supérieur à 1.**

Finalisons l'exemple dans le cas d'une réalisation d'horloge pour une rapidité de modulation de 76 k bauds (cas des Travaux de Réalisation) et avec un circuit PLL 74HC4046.

Le gain K est estimé à  $4.f_0$  soit environ  $3.10^5 \text{ s}^{-1}$ , et on a  $\omega_{-3dB} \approx \omega_i / 50 \approx 4.\omega_N$ .

Soit  $\omega_N \approx 2400 \text{ rad/s}$  et donc  $\tau_2 = K / \omega_N^2 \approx 5.10^{-2} \text{ s}$ .

Avec  $m = 1/2 . \omega_N (\tau_1 + 1/K) \sim 4$ , on obtient  $\tau_1 \approx 3.10^{-3} \text{ s}$ .

Remarquez que  $\tau_1 \gg 1/K$ .

**Dans un régénérateur de rythme, la PLL doit être réglée avec un fort amortissement  $m$  et la plus petite bande passante de  $T'(j\omega)$ .**

**6-9-2 Plaçons nous maintenant dans le cas de l'optimisation d'un démodulateur de modem type V21 ou V23 en transmission FSK-2 ou bien d'un synthétiseur de fréquence:**

C'est la réponse indicielle à un saut de pulsation d'amplitude  $\Delta\omega_i$  (saut de la consigne) qui nous intéresse :

$$\omega_i(t) = \omega_0 + \Delta\omega_i \cdot u(t) \text{ donc en fait, en ignorant le point de repos : } \omega_i(t) = \Delta\omega_i \cdot u(t).$$

La sortie utile est maintenant la tension  $V_c(t)$  de commande du VCO, image du retour  $f_c(t)$  et par conséquent, image de la consigne  $f_i(t)$  passant brutalement de  $f_1$  à  $f_2$ .

Le schéma fonctionnel montre que le gain de démodulation peut être défini de deux manières.

**Le gain du démodulateur vaut  $S = \Delta V_c / \Delta\omega_i = 1 / K_o$  en V / rad / s**

**Le gain du démodulateur vaut  $S' = \Delta V_c / \Delta f_i = 2\pi / K_o$  en V / Hz**

Le graphe montre l'erreur en pulsation (erreur réduite par  $\Delta\omega_i$ ) pour un échelon de pulsation en fonction du temps réduit en  $\omega_N t$ .

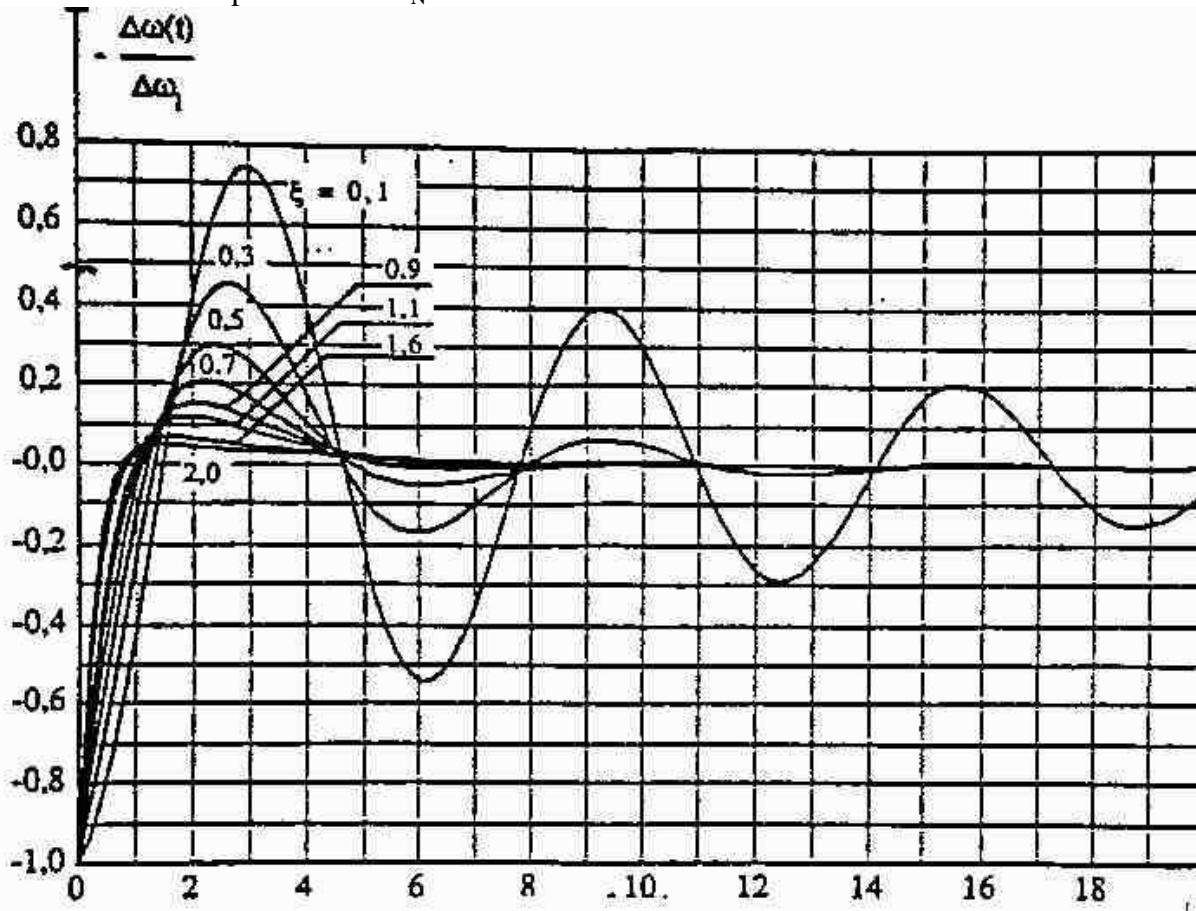


Figure 6-12 La réponse indicielle montre l'intérêt de choisir un amortissement fort  
La réponse indicielle montre l'intérêt d'un fort amortissement m.

**En effet pour m égal à 2, la réponse est établie sans dépassement notable dès que  $\omega_N t = 0,7$ .**

Le choix de la pulsation propre  $\omega_N$  sera déduit du temps d'établissement imposé par le débit binaire s'il s'agit de démodulation FSK-2.

Soit  $t = 0,7 / \omega_N$  inférieur à la durée  $T_b$  ou  $T_s$ , et par conséquent  $\omega_N > 0,7 / T_b$  ou  $0,7 / T_s$ .

**Les applications demandant une réponse indicielle rapide comme la démodulation de signaux FSK-2 (chapitre des modulations de fréquence) ou la synthèse de fréquence, conduisent comme précédemment à un amortissement m supérieur à 2.**

**On pourra faire une règle générale du choix de  $m > 2$  !**

### 6-10 Le principe de la synthèse de fréquence.

Le retour comprend un diviseur de fréquence de taux M, constitué d'un de compteur préchargé avec le nombre M, et fournissant une impulsion lorsque son contenu s'annule.

On a donc par exemple le schéma de principe suivant :

**Attention :Le produit des gain des trois bloc est maintenant  $k / M$**

$$T(p) = \frac{R}{E\omega} = \frac{\omega_c(p)}{\omega_i(p) - \omega_c(p)} = \frac{1}{M} \cdot \frac{K}{p} \cdot \frac{1}{1 + p \cdot \tau_2}$$

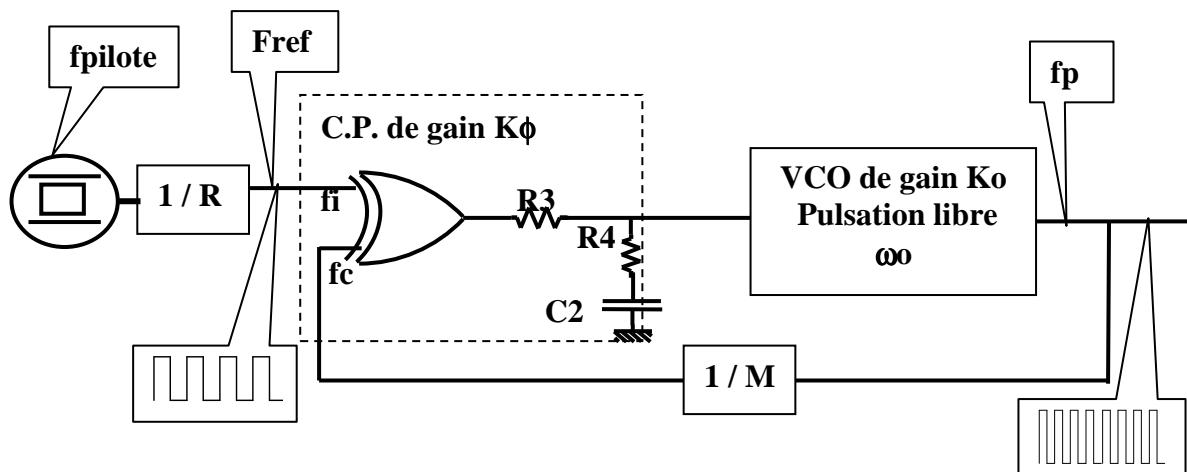


Figure 6-13 Principe simplifié du synthétiseur de fréquence  $fp = M \cdot Fref = M \cdot Pas$

La sortie du synthétiseur est la sortie du VCO à  $fp$  (porteuse HF par exemple). Le retour  $f_c$  est à la fréquence  $fp / M$  et l'asservissement assure  $Fref = fp / M$ .

**Le synthétiseur fournit la fréquence  $fp = M \cdot Fref = M \cdot Pas$ .**

Et la référence est elle même déduite d'un pilote de haute précision et stabilité (précision actuelle pour un pilote rubidium de l'ordre de 10-11 !)

**La précision et la stabilité se retrouvent sur la fréquence de sortie fp.**

Le pas de  $fp$  ou pas du synthétiseur  $fpas$  est  $Fref$  choisi grâce au diviseur de taux R.

Ainsi la fréquence  $f_p$  varie de  $f_{min} = M_{min} \cdot F_{ref}$  à  $f_{max} = M_{max} \cdot F_{ref}$

L'application impose la gamme à couvrir et le pas :

Par exemple pour la porteuse d'un émetteur "FM" dans la gamme 88 MHz à 108 MHz, avec un pas de 50 kHz.

$F_{ref} = 50$  kHz.

$M_{min} = 1760$ .

$M_{max} = 2160$ .

Il faudra un diviseur programmable à 12 bits.

Cette architecture simple présente l'inconvénient de fournir un signal résiduel à  $2 \cdot F_{ref}$  qui module le VCO.

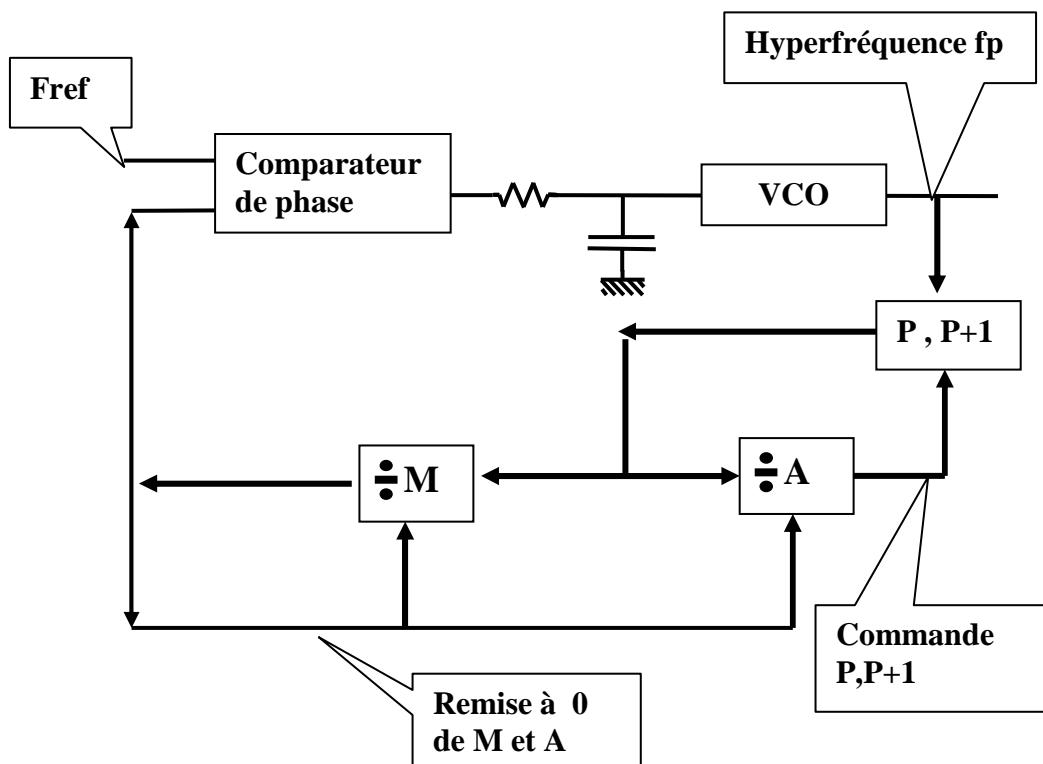
Le spectre autour du signal de sortie à  $f_p$  comporte alors des raies faibles mais très voisines, à  $\pm 2 \cdot F_{ref}$  autour de  $f_p$ .

Par exemple un synthétiseur fournissant 1GHz au pas de 1 kHz fournira autour de 1 GHz un peigne de Dirac au pas de 1 kHz qu'il sera très difficile d'atténuer !

On préfère pour les très hautes fréquences utiliser une architecture à deux diviseurs et deux branches de retour. (two modulus PLL).

Dans ces applications le VCO est de technologie hyperfréquence, le diviseur qui suit est un prédiviseur "fixe" à deux taux de type  $P, P+1$ .

Les circuits prédiviseurs courants sont fixés à 10,11 ou 64,65 ou 100,101.



On pose :  $T_p = 1 / f_p$  et  $0 = < A = < P - 1$  et  $M > A$  ce qui impose  $M_{min} = P - 1$

$M$  définit les limites de gamme.

Au départ le prediviseur est à P + 1.  
Lorsque A est plein, le prediviseur passe à P.  
Puis, lorsque M est plein A et M sont remis à 0.

Durée au taux P + 1 :  $(P+1).A.T_p$   
.....P :  $P.(M - A).T_p$   
.....cycle complet entre deux remises à 0 :  $T_p.(P.M + A)$   
taux de division N = A + P.M  
avec  $N_{min} = M_{min}.P + 0 = P^2 - P$ .       $N_{max} = P + M_{max}$   
exemple pour la gamme 1000 MHz à 1100 MHz au pas 100 kHz  
 $N_{min}$  proche de 10 000 =  $P^2 - P$  et P choisi à 64.  
 $N_{max} = 11\ 000$