Asservissement de Phase

1 - Définitions :

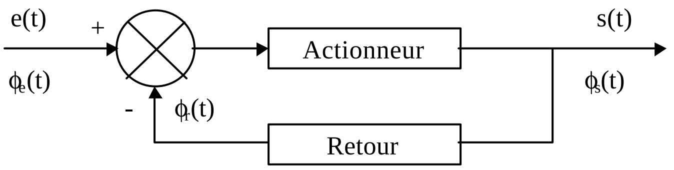
1-1 Phase d'un signal :

Si v(t) sinusoïdal : $v(t)=V_m\cos[\phi(t)]$

Amplitud — Phase instantanée

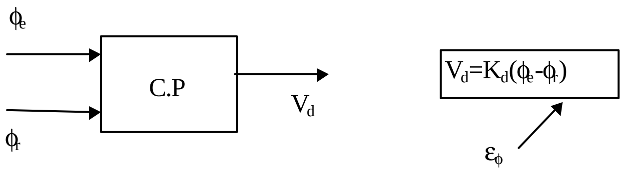
La pulsation instantanée est : $\omega_i = \dfrac{d\phi(t)}{dt}$ et $f_i = \dfrac{\omega_i}{2\pi}$

1-2 Structure d'une boucle de phase :

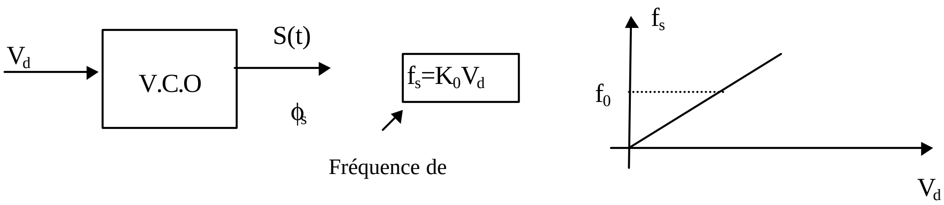


Système asservi
Phase Locked Loop
P.L.L
Boucle à verrouillage de phase

1-2-1 Comparateur de phase C.P (P.D : Phase Detector)



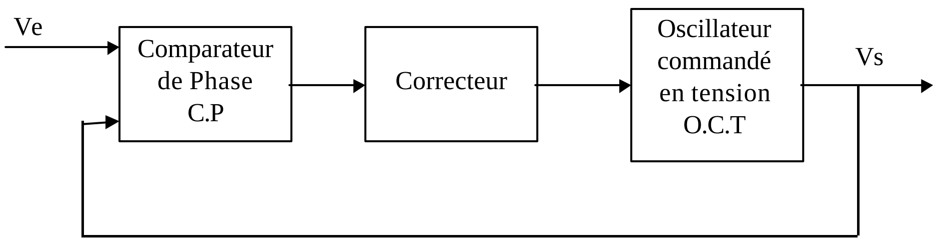
1-2-2 Oscillateur commandé en tension O.C.T (V.C.O)



$$\phi_s = \int \omega_s(t)dt = 2\pi\int f_s(t)dt = 2\pi K_0 \int V_d\, dt$$

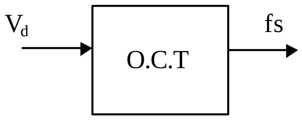
$$V_d(p) \longrightarrow \boxed{\frac{2\pi K_0}{P}} \longrightarrow \phi_s(p)$$

2 - Schéma général d'une PLL :



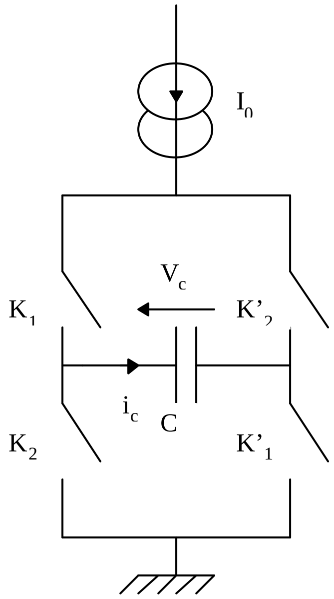
3 - Technologie de fabrication des éléments :

3-1 O.C.T



3-1-1 Astables (Basses fréquences)

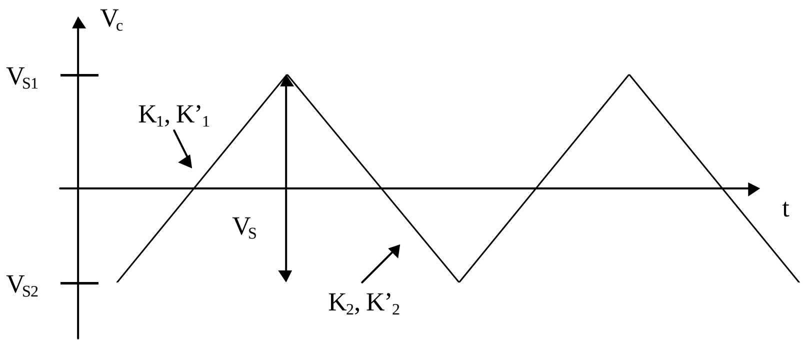
Exemple :



K_1, K'_1 fermés $\Rightarrow i_c = I_0 = C\dfrac{dV_c}{dt} \Rightarrow V_c = \dfrac{I_0}{C}t + V_0$ jusqu'à V_{S1} (seuil)

$\Rightarrow$ K_1, K'_1 ouverts et K_2, K'_2 fermés.

$$\Rightarrow i_c = -I_0 \Rightarrow V_c = -\frac{I_0}{C}t + V_0'$$



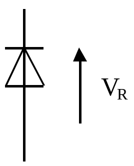
On a généré un signal périodique $T = \dfrac{2CV_s}{I_0} \Rightarrow f = \dfrac{I_0}{2CV_S}$.

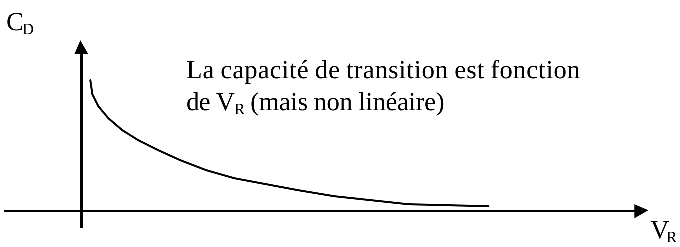
La fréquence est proportionnelle à I_0, il reste à faire une source de courant commandée : $I_0=g.V_d$ pour avoir $f=K_0.V_d$.

En pratique : bonne linéarité jusqu'à 10 MHz en technologie CMOS.

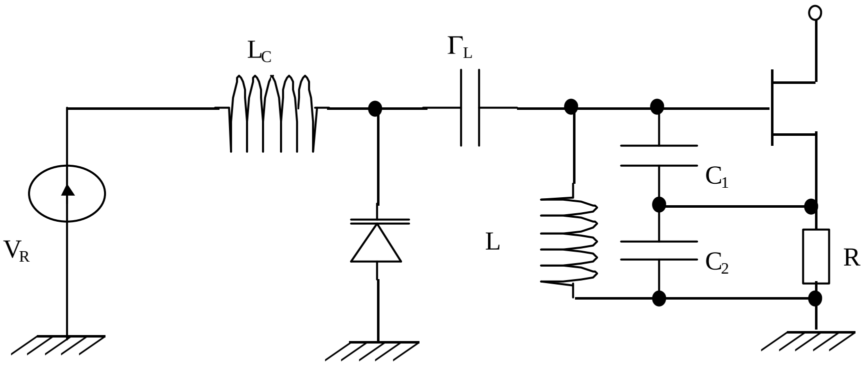
3-1-2 Oscillateurs à réactance variable (fréquences plus élevées : 10 MHz à 10 GHz)

Il s'agit d'un oscillateur L, C avec C variable en fonction d'une tension. (diode en inverse)





<u>Exemple :</u>



Γ_L : Condensateur de liaison en petits signaux H.F.

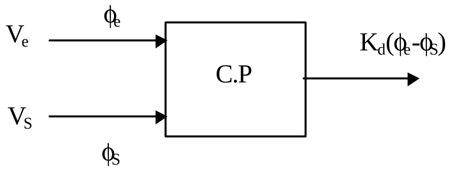
L_C : Bobine de couplage en continu.

La fréquence de l'oscillation est fonction de C_D donc de V_R.

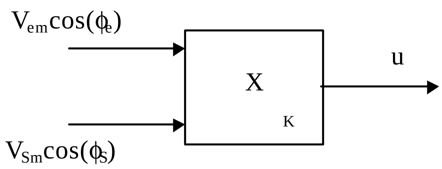
<u>Avantages</u> : Hyperfréquences.

<u>Inconvénients</u> : Peu linéaire ⇒ faibles variations.

3-2 Comparateur de phase.



3-2-1 Multiplieurs analogiques :



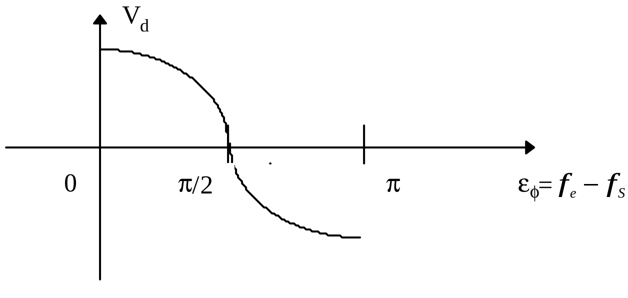
$$u = KV_eV_S = \frac{KV_{em}V_{Sm}}{2}\left[\cos(f_e + f_S) + \cos(f_e - f_S)\right]$$

Pour des signaux de fréquences voisines : $\phi_e = \omega_e t + \varphi_{oe}$ et $\phi_S = \omega_s t + \varphi_{os}$

⇒ $\cos(f_e + f_S)$ correspond à une fréquence fe + fs proche de 2fe

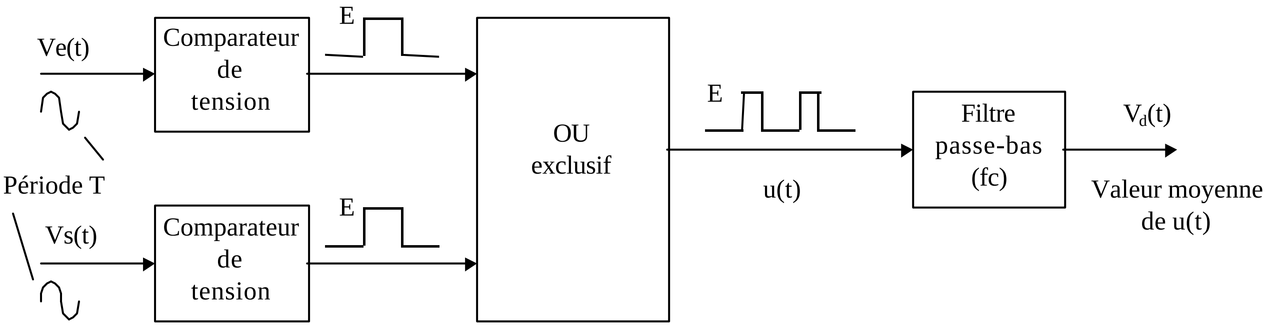
⇒ $\cos(f_e - f_S)$ terme lentement variable de fréquence fe - fs << fe.

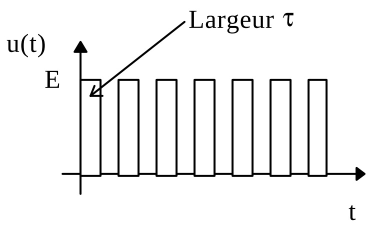
Il suffit d'utiliser un filtre passe-bas pour éliminer $\cos(f_e + f_S)$ et donc il reste $V_d = \dfrac{KV_{em}V_{Sm}}{2}\cos(f_e - f_S)$



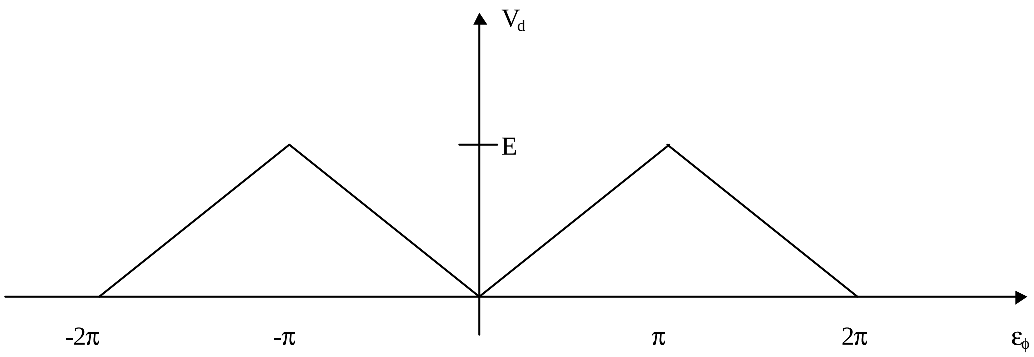
Il y a avec ce type de comparateur de phase des problèmes de linéarité, mais aussi une caractéristique qui dépend de V_{em} l'amplitude du signal.

3-2-2 Systèmes combinatoires :





$V_d = \frac{2E\tau}{T}$ et comme τ est le retard de Vs sur Ve , alors, $V_d = \frac{E\varepsilon_\phi}{\pi}$.

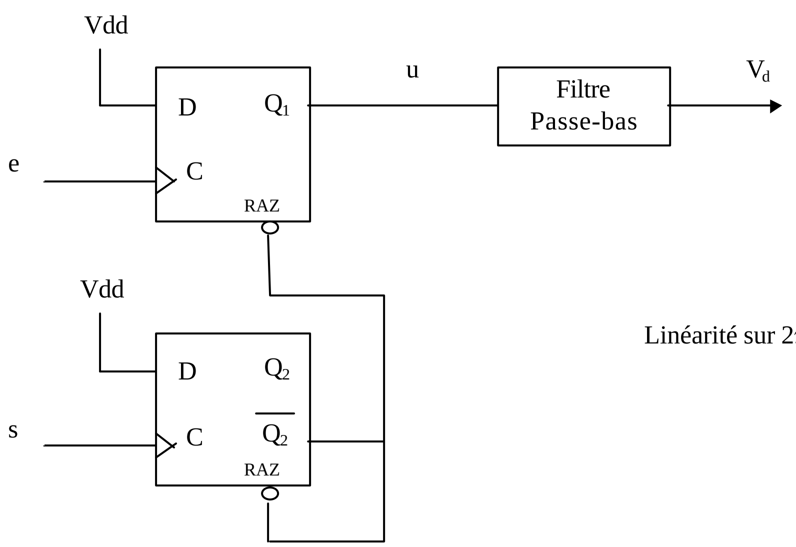


Linéaire dans [0, π] ⇒ Linéarité autour de π/2.

Indépendant de Vem.

Mais signaux de fréquences voisines.

3-2-3 Systèmes séquentiels :



Linéarité sur 2π.

3-2-4 Comparateur de phase à intégration :

$$V_d = A\int \boldsymbol{e}_f(t)dt \Rightarrow \frac{V_d(p)}{\boldsymbol{e}_f(p)} = \frac{A}{P}$$

Avec ce type de comparateur de phase, la plage de capture est égale à la plage de poursuite.

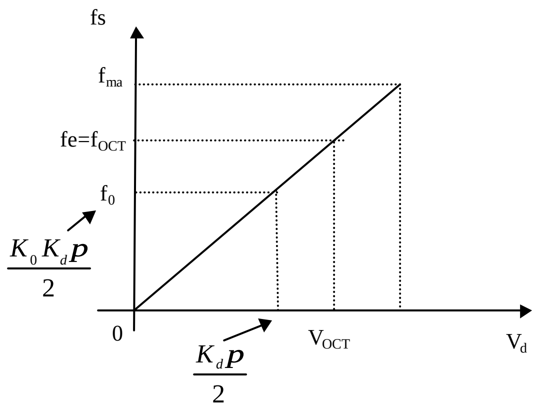
4 - Etude statique boucle verrouillée :

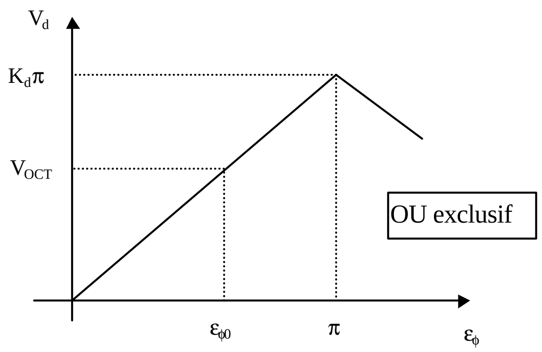
Le point de fonctionnement est obtenu à partir des courbes ou des équations du comparateur de phase et de l'OCT.

$$\begin{cases} V_d = K_d \boldsymbol{e}_f \\ fs = K_0 V_d \end{cases} \Rightarrow fs = K_0 K_d \boldsymbol{e}_f$$

Les constantes K_0 et K_d sont connues par définition.

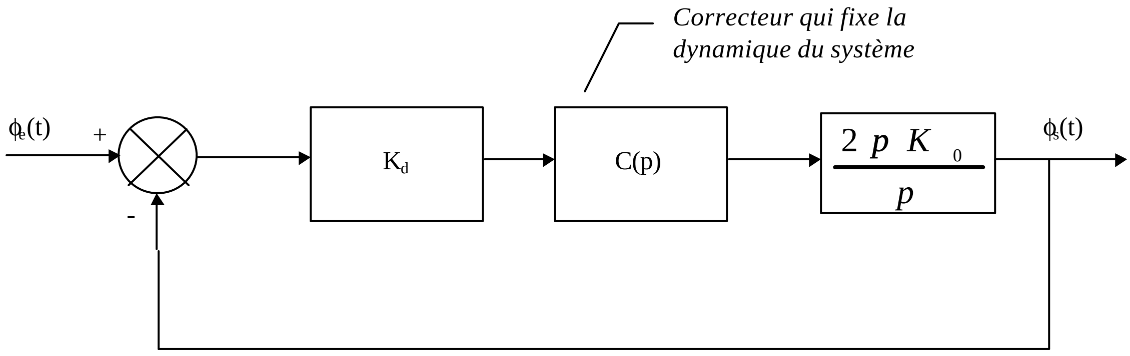
La boucle étant verrouillée, on a fs=fe , (ωs=ωe), on en déduit ε_ϕ qui doit appartenir à la plage de linéarité du comparateur de phase.





On s'arrange pour que le point de fonctionnement soit au milieu des caractéristiques.

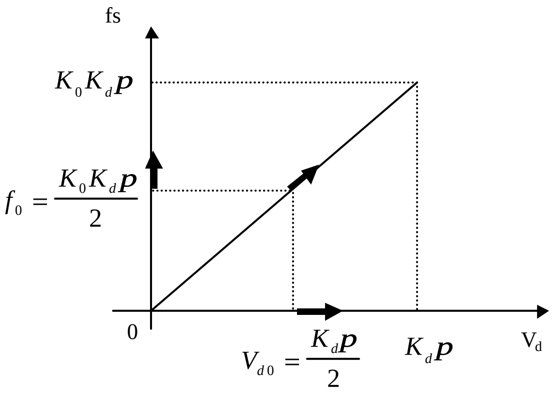
Schéma bloc :

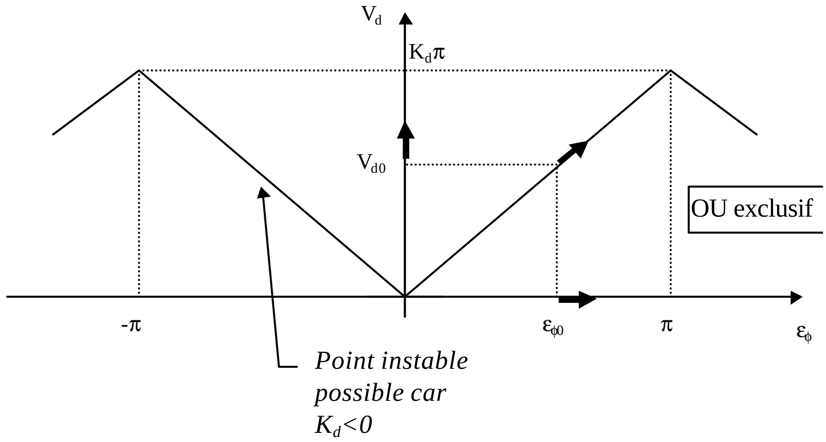


Plage de poursuite :

La boucle étant accrochée (fe=fs), ont fait varier lentement fe.

On appelle plage de poursuite, l'intervalle de fréquences fe dans lequel fs=fe (poursuite). Au delà, fs prend une autre valeur, généralement f_0 = fréquence d'oscillation libre de l'OCT.





Initialement supposons $f=f_0$, fréquence centrale de l'OCT ; La boucle étant accrochée ⇒ $fs=fe=f_0$ ⇒ V_{d0} et $\varepsilon_{\phi 0}$.

Si on augmente fe, alors tant que fs=fe, ε_ϕ augmente et ce jusqu'à $f=f_L=K_0K_d\pi$. (plage de poursuite).

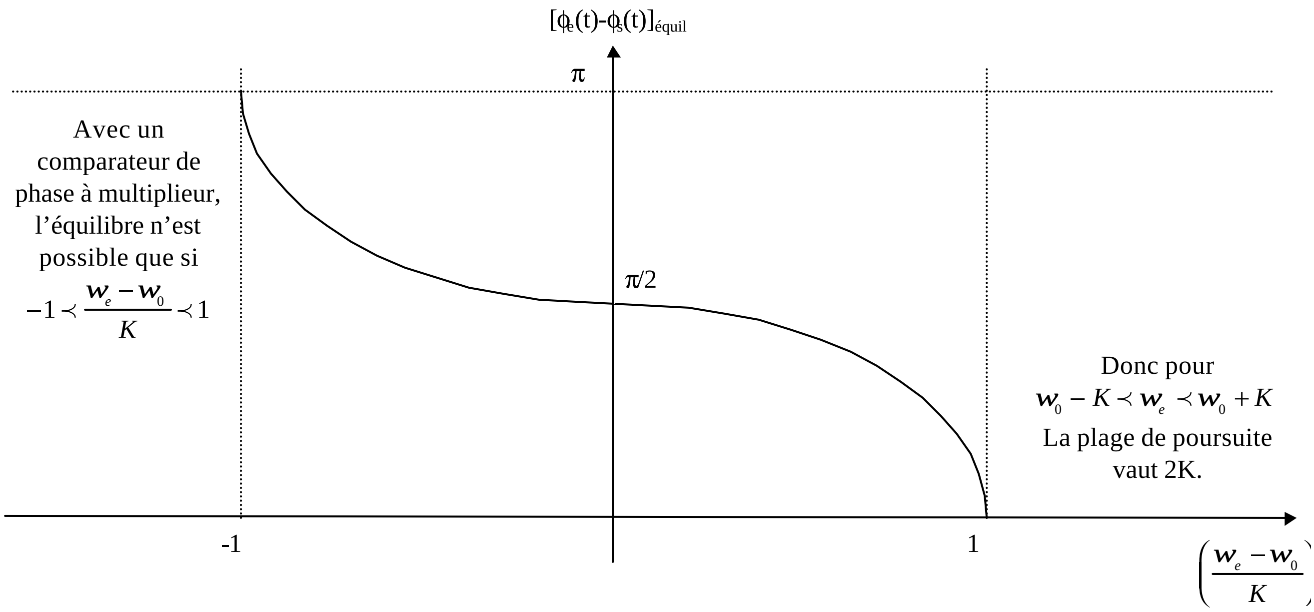
Pour fe>f_L, la boucle ne peut rattraper l'erreur de phase et décroche. ⇒ Etude non linéaire (complexe).

A l'équilibre, ωe=ωs, la sortie du comparateur de phase est continue de valeur $K_d\cos[\phi_e(t)-\phi_s(t)]$, or pour ωe=ωs on a : $\omega e=\omega_0+2\pi K_0 V_d$ et si la commande du VCO s'effectue avec un gain K_1, alors la formule générale devient : $\omega e=\omega_0+2\pi K_0 K_1 V_d$.

Donc $\omega e=\omega_0+K\cos[\phi_e(t)-\phi_s(t)]$ avec $K=2\pi K_0 K_1 K_d$

L'équilibre est donc réalisé pour : $[\phi_e(t)-\phi_s(t)]_{\text{équil}} = Arc\cos\left(\frac{\omega_e-\omega_0}{K}\right)$

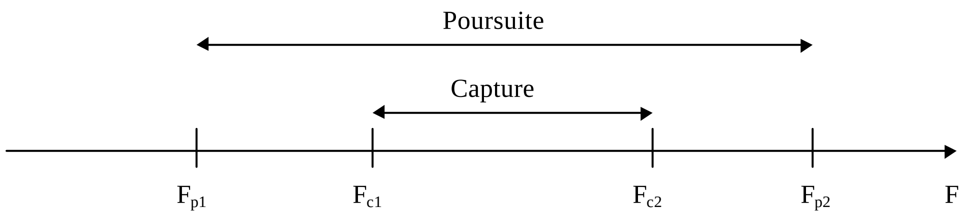
La courbe suivante illustre le résultat précédent :



5 - Phénomène de capture :

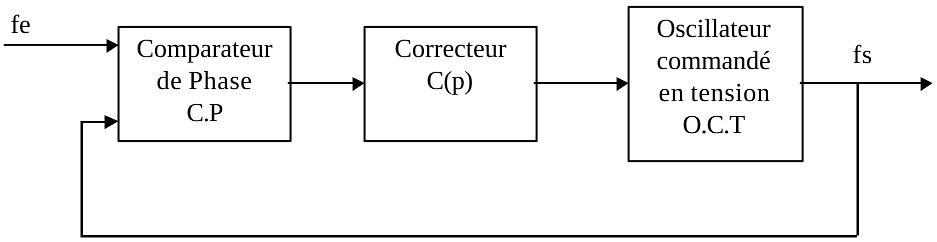
On suppose la PLL non accrochée.

La plage de capture est contenue dans la plage de poursuite.



La plage de capture est fonction de la fréquence de coupure du correcteur $C(p) = \dfrac{1}{1+\tau p}$

(Pour un comparateur de phase sans intégration).



Explications avec un comparateur de phase à multiplieur.

$$\text{Si } fe \neq fs \Rightarrow \text{sortie du multiplieur} \Rightarrow \begin{cases} fe - fs \\ fe + fs \end{cases}$$

aucun terme n'est en basse fréquence, donc en sortie du passe-bas, pas de signal d'erreur.

Si on rapproche fe de fs_0 (pulsation libre de l'OCT), alors (fe- fs_0) diminue et il arrive un moment où fe- fs_0 appartient à la bande passante du filtre.

⇒ le signal d'erreur apparaît suffisant pour que l'asservissement fonctionne ; c'est à dire que la tension de commande résultante modifie fs et pousse fs vers fe.

⇒ la relation caractérisant la plage de capture est donnée par le constructeur des PLL intégrées.

6 - Démodulation de fréquence :

Présentons à l'entrée d'une PLL, un signal modulé en fréquence. Si m(t) est le message basse fréquence, la pulsation instantanée du signal incident est donc : $\omega e(t)=\omega_p+m(t)$ où ω_p représente la pulsation de la porteuse.

La phase instantanée de ce signal s'écrit donc : $\varphi_e(t) = \omega_p t + \int m(t)dt$.

La phase instantanée du VCO se cale sur celle du signal incident avec un certain déphasage constant et la fréquence du VCO est égale à celle du signal incident. On a donc à l'équilibre : $\omega s(t)=\omega e(t)=\omega_p+m(t)$.

La tension de commande du VCO est donc telle que $\omega s(t)=\omega_0+2\pi K_0 V_d=\omega_p+m(t)$.

Si la fréquence d'oscillation propre du VCO est réglée sur celle de la porteuse, alors la tension de commande du VCO est proportionnelle à l'information basse fréquence m(t) : $Vd = \dfrac{1}{2\pi K_0} m(t)$.