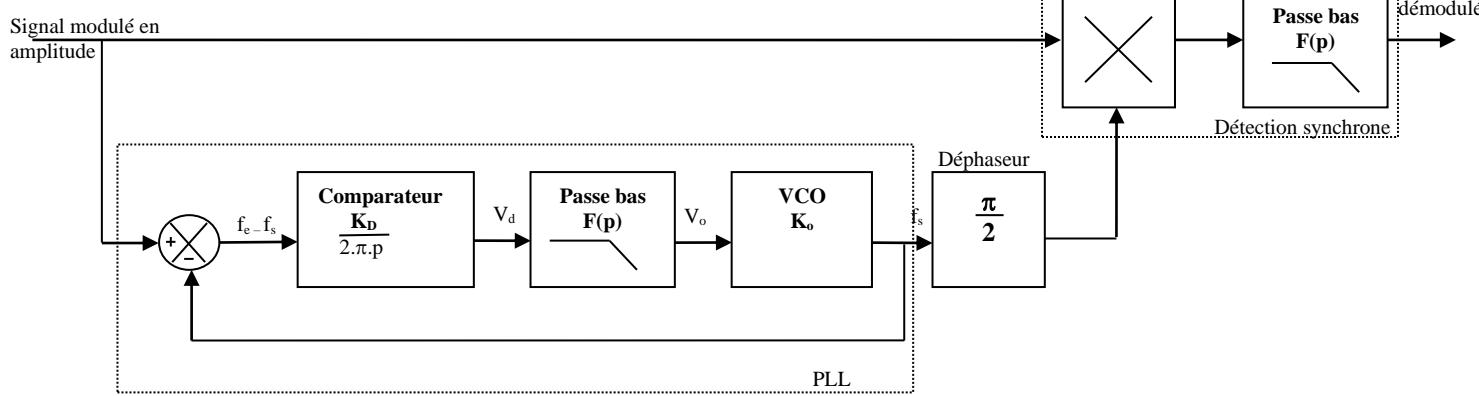
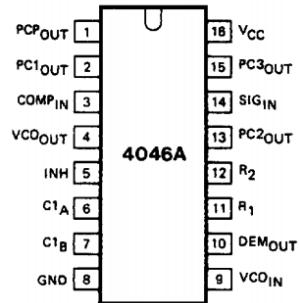
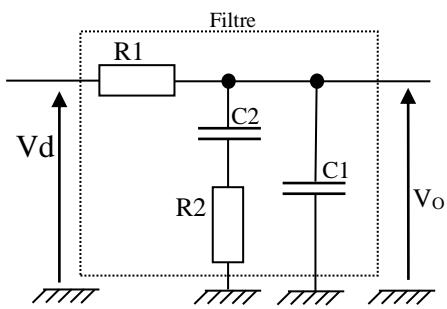


PLL

Phase Locked Loop

Boucle à verrouillage de phase



Christophe DOS SANTOS
Agrégé de génie électrique

I. Introduction

La boucle à verrouillage de phase est un système bouclé dans lequel la grandeur asservie est la phase. Le principe de cette boucle a été étudié en 1932 par De BELLESCIZE, cependant sa mise en œuvre restait complexe avec les technologies de l'époque. Il a fallu attendre l'invention des circuits intégrés pour que son utilisation se généralise.

Voici quelques exemples d'utilisation :

- Démodulation cohérente d'amplitude (AM),
- Démodulation de fréquence (FM),
- Synthétiseurs de fréquence,
- Détection FSK,
- Détection Doppler,
- Asservissement de vitesse,
-

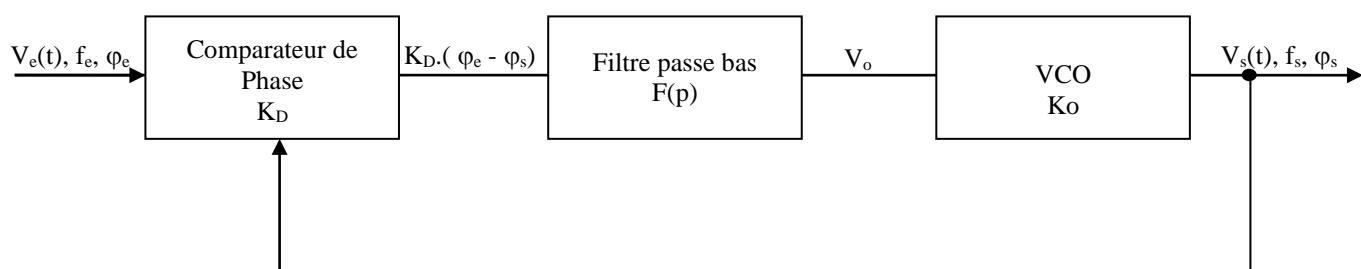
PLL signifie Phase Locked Loop, soit en français : boucle à verrouillage de phase.

II. Principes de fonctionnement

1) Schéma fonctionnel d'une PLL.

Une PLL est constituée, pour sa version basique, de 3 éléments :

-
-
-

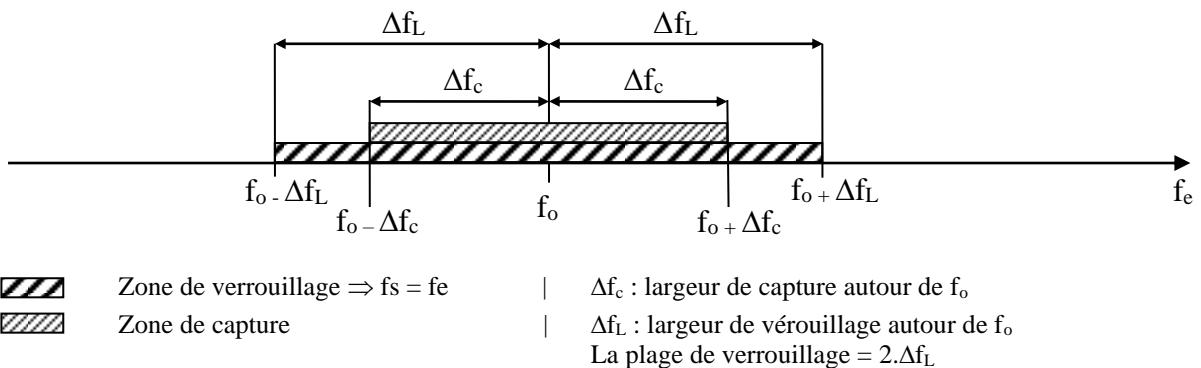


Le but est de synchroniser un oscillateur local sur la fréquence du signal d'entrée. Pour ne pas avoir d'écart entre les fréquences d'entrée et de sortie, la boucle doit travailler sur l'intégrale des fréquences, soient les phases.

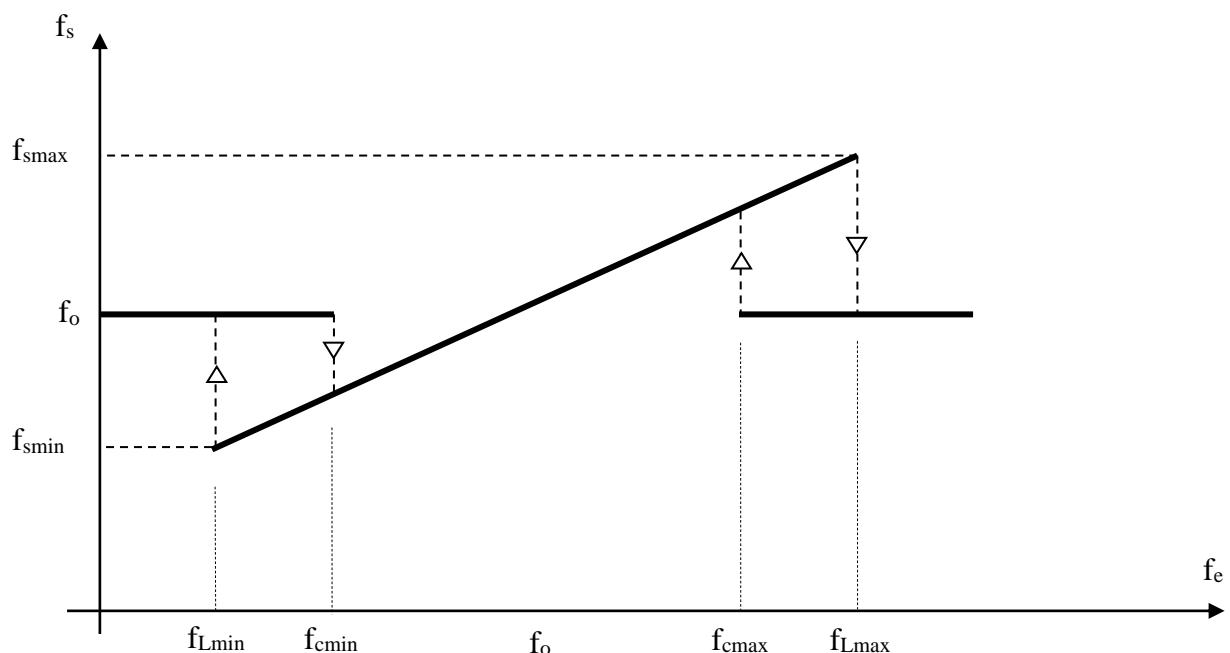
2) Principe de fonctionnement

Une PLL fonctionne de la façon suivante :

- Lorsqu'aucun signal n'est injecté en entrée, ou lorsque la fréquence du signal injecté est en dehors de la plage de fonctionnement du VCO ou du comparateur de phase, la boucle est dite **non verrouillée** et $f_s = f_o$ (f_o : **fréquence centrale du VCO**).
- Tant que la boucle n'est pas verrouillée le signal de sortie du comparateur est un signal composé de plusieurs harmoniques dont une qui nous intéresse plus particulièrement : $A \sin((\omega_s - \omega_e)t + \phi)$. Lorsque $\omega_s - \omega_e$ est suffisamment petit cette和谐 passe au travers du filtre passe bas et modifie la fréquence du VCO qui de fil en aiguille se synchronise sur la fréquence f_e .
- Lorsque l'on injecte dans la boucle un signal de fréquence f_e voisin de f_o , la **PLL se verrouille** et on aboutit au bout d'un temps bref (1 à 100 ms en général) à un état stable caractérisé par $f_s = f_e$.
- Lorsque la boucle est verrouillée ou accrochée, la fréquence d'entrée peut varier dans la **plage de verrouillage** sans que cette boucle ne décroche. On a toujours $f_s = f_e$
- Lorsque la fréquence d'entrée f_e sort de la plage de verrouillage, la **boucle décroche** et on revient à la situation d'une boucle non verrouillée.

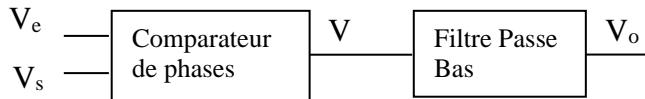


Caractéristique $F_s = f(f_e)$



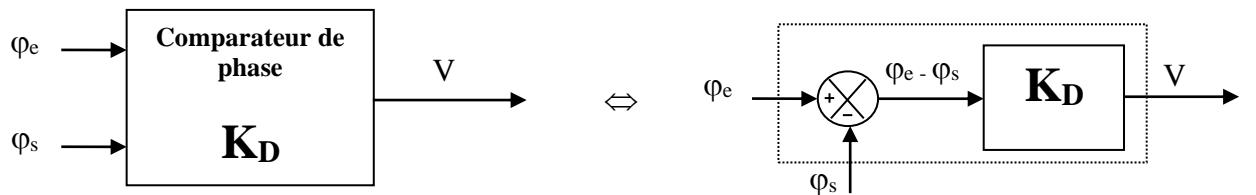
III. Etude des différents éléments constitutifs de la PLL

1) Comparateur de phase.



Le comparateur de phases + filtre permet d'obtenir un signal continu (V_o) proportionnel au déphasage de V_s par rapport à V_e lorsque la PLL est verrouillée. Avec $V_o = K_D \cdot (\phi_e - \phi_s)$

Le comparateur est équivalent d'un point de vue fonctionnel au schéma blocs suivants :



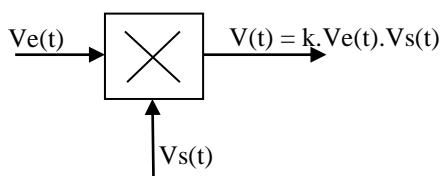
Il existe deux familles de comparateur de phase :

- Les comparateurs ou détecteurs de phase analogiques,
- Les comparateurs ou détecteurs de phase numériques.

a) Les comparateurs de phase analogique

Ce sont les détecteurs les plus utilisés. Ils sont utilisés lorsque le signal d'entrée est sinusoïdal, et en particulier en présence de bruit.

Multiplicateurs analogiques linéaires



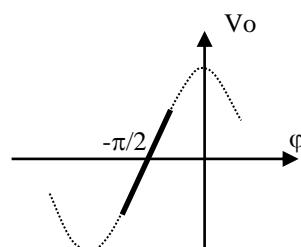
Soient des tensions sinusoïdales lorsque la boucle est verrouillée :
 $Ve(t) = Ve \sin(\omega_0 t)$ et $Vs(t) = Vs \sin(\omega_0 t + \phi)$

Avec la relation mathématique :
 $\sin a \sin b = \frac{1}{2} [-\cos(a+b) + \cos(a-b)]$

$$V(t) =$$

Le terme haute fréquence $2\omega_0$ est éliminé par le filtre passe bas. Seul le terme $\frac{k}{2} \cdot Ve \cdot Vs \cdot \cos(\phi) = V_o$, qui représente la partie continue de $V(t)$, est à prendre en considération.

De plus si la variation de phase est faible autour de $-\pi/2$ la caractéristique peut être approximée à une droite.



Multiplicateurs analogiques à découpage

Les multiplicateurs analogiques linéaires sont limités en fréquence c'est pourquoi on leur préfère dans certains cas les multiplicateurs analogiques à découpage que l'on peut rencontrer sous le nom de "hacheur" ou "choppeur" ou "modulateur".

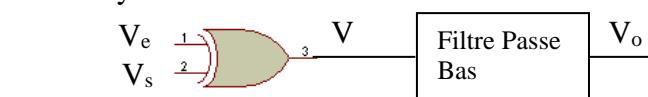
Le principe : le signal de retour, qui a même fréquence que le signal d'entrée, pilote un interrupteur avec un rapport cyclique de 50%

b) Les comparateurs numériques

On les retrouve en technologie CMOS, TTL ou ECL. Les signaux d'entrée sont impulsionnels, rectangulaires ou carrés avec des niveaux compatibles. Les plus simples sont de type combinatoire fonctionnant avec une simple porte OU EXCLUSIF sur niveaux logiques et les plus sophistiqués sont séquentiels fonctionnant sur fronts avec des bascules D.

- Comparateur de phase à OU EXCLUSIF

Symbolle américain



Symbolle européen

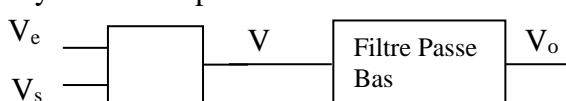
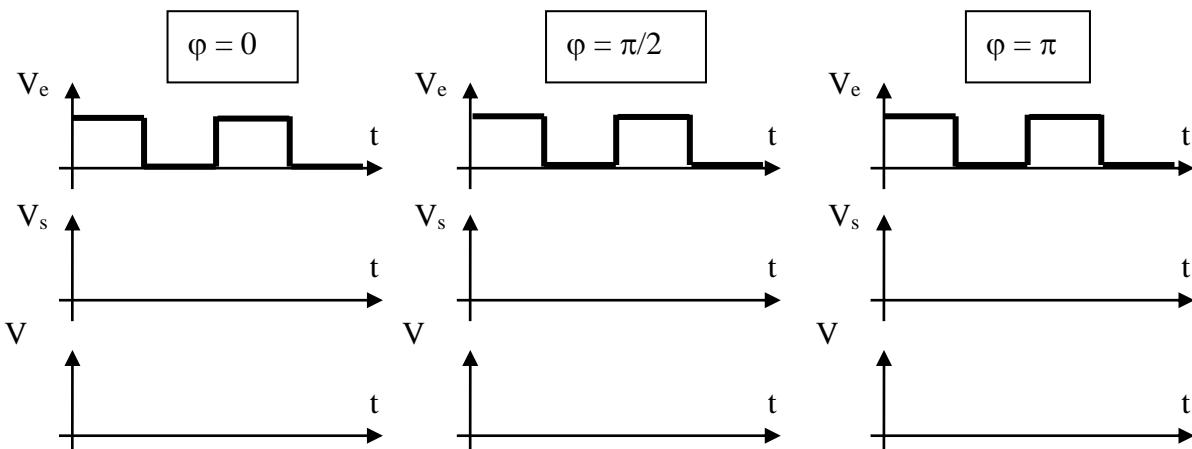


Table de vérité

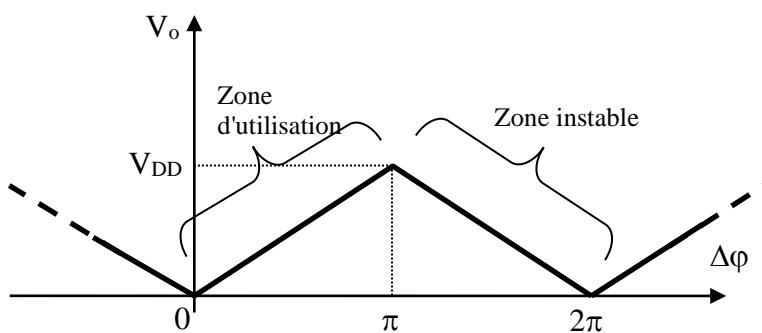
V _e	V _s	V
0	0	
0	1	
1	0	
1	1	

Ce comparateur de phase est linéaire et est utilisé pour $0 \leq \varphi \leq \pi$ avec $\varphi = \varphi_e - \varphi_s = \Delta\varphi$



La variation de V_o est linéaire en fonction du déphasage.

Caractéristique de transfert $V_{comp} = f(\Delta\varphi)$



$$V_o = \frac{V_{DD}}{\pi} \cdot \Delta\varphi \Rightarrow K_D = \frac{V_{DD}}{\pi}$$

Avantage : simplicité de mise en œuvre.

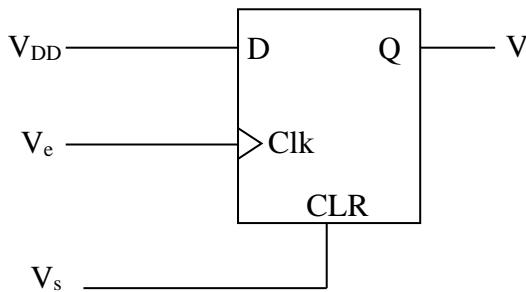
Inconvénient : Les signaux d'entrée doivent posséder un rapport cyclique de 50%.

Il peut y avoir des verrouillages sur des fréquences multiples.

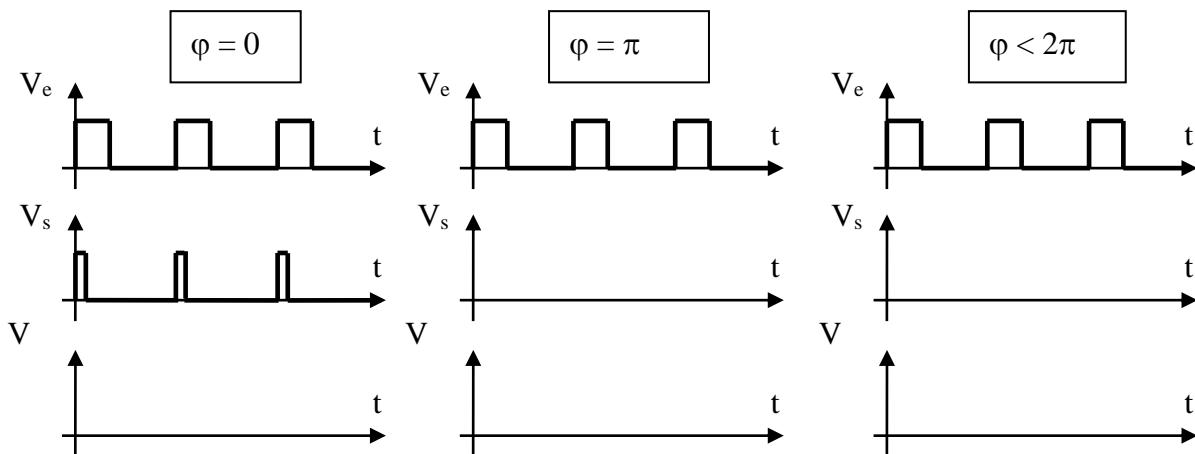
- Comparateur à BASCULE(s)

Afin de s'affranchir des signaux avec un rapport cyclique de 50%, une autre méthode consiste à déclencher la sortie sur les fronts montants.

Exemple avec une seule bascule D

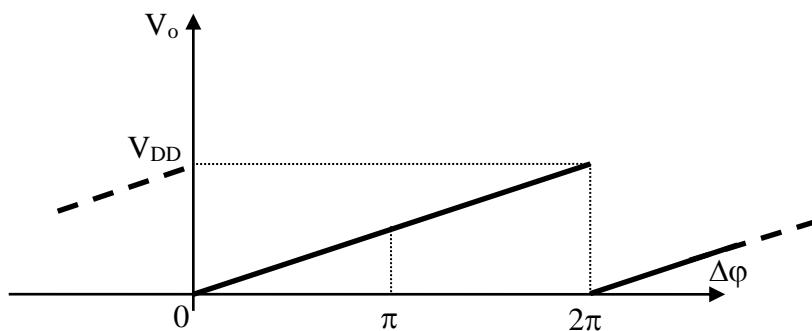


Ce comparateur de phase est linéaire et est utilisé pour $0 \leq \varphi \leq \pi$ avec $\varphi = \varphi_e - \varphi_s = \Delta\varphi$



La variation de V_o est linéaire en fonction du déphasage. (V_o : valeur moyenne de V)

Caractéristique de transfert $V_{comp} = f(\Delta\varphi)$

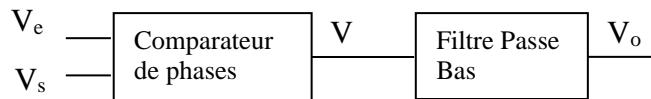


$$V_o = \frac{V_{DD}}{2\pi} \cdot \Delta\varphi \Rightarrow K_D = \frac{V_{DD}}{2\pi}$$

Avantage : Les signaux n'ont pas besoin d'avoir un rapport cyclique de 50%.

Inconvénient : Il peut y avoir des verrouillages sur des fréquences multiples.

2) Le Filtre



Le filtre est combiné avec le comparateur de phase de façon à récupérer :

- La composante basse fréquence de V lors de la capture
- La composante continue de V lorsque la PLL est verrouillée

Lors de la capture la composante basse fréquence de V possède une fréquence $f = |f_e - f_s|$.

Comme $f_s = f_0$, $f = |f_e - f_0|$.

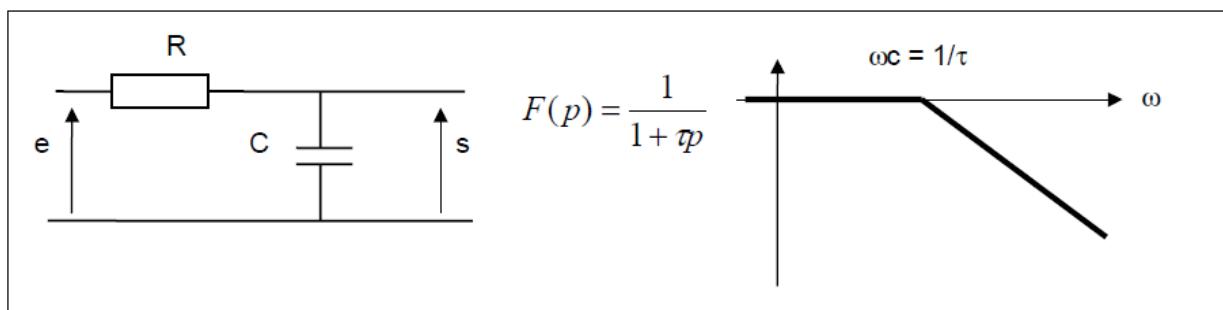
Dès que cette fréquence f diminue et atteint la fréquence de coupure du filtre passe bas le signal V_o n'est plus nul et la PLL se verrouille.

Ainsi, il est possible d'approximer la plage de capture à la bande passante du filtre.

Le filtre passe bas a une influence très importante sur les performances de l'asservissement, notamment dans les régimes transitoires.

a) Filtre RC passif passe bas

C'est le filtre le plus simple composé d'une résistance et d'une capacité.

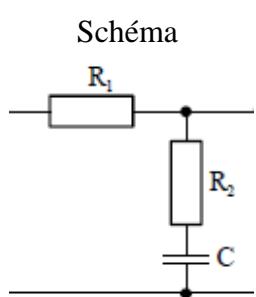


Ce filtre est le plus simple à réaliser. Il est utilisé lorsque le temps de réponse n'est pas critique car la pulsation propre ω_n et le coefficient d'amortissement ζ ne sont pas réglables indépendamment l'un de l'autre.

Le système est de classe 1, l'erreur à une entrée constante sera nulle : $f_s = f_e$. La fréquence de sortie est rigoureusement identique à la fréquence d'entrée.

b) Filtre RC passif passe bas comportant un pôle et un zéro

Ce filtre est constitué de 2 résistances et d'une capacité.



Fonction de transfert

Diagrammes de Bode

Le tracé de Bode de cette fonction est le suivant

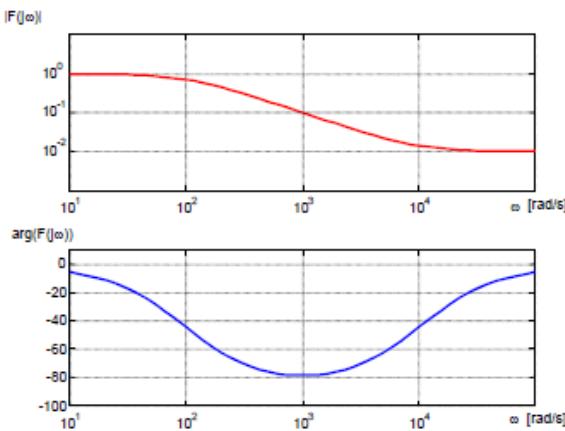
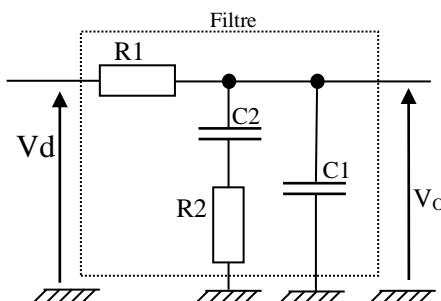


Figure 13-55 : Diagramme de Bode

Ce type de filtre permet d'améliorer les performances de la PLL; La réponse aux régimes transitoires est meilleure car la pulsation propre ω_n et le coefficient d'amortissement ζ sont réglables indépendamment l'un de l'autre.

Le système est de classe 1, l'erreur, en sortie, à une entrée constante sera nulle : $f_s = f_e$. La fréquence de sortie est rigoureusement identique à la fréquence d'entrée.

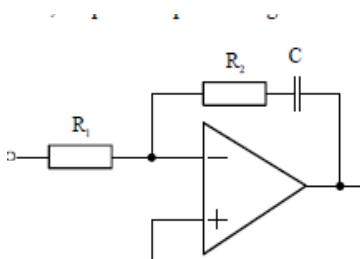
Cependant l'atténuation des harmoniques est limitée au-delà de $\omega = 1/(R_2.C)$. C'est pourquoi il peut parfois être nécessaire d'ajouter un condensateur supplémentaire, en sortie, pour couper les fréquences hautes.



c) Filtre actif intégrateur du premier ordre

Schéma

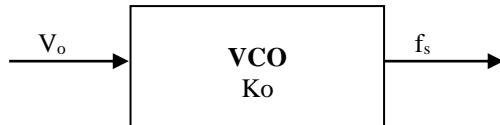
Fonction de transfert



Ce type de filtre est de classe 2 car il insère une intégration supplémentaire dans la boucle. Non seulement $f_s = f_e$ en statique, mais aussi sur des variations linéaires.

3) Le VCO (Voltage Controlled Oscillator)

Le VCO est un oscillateur commandé en tension OCT en Français (Cf cours sur les oscillateurs sinusoïdaux).



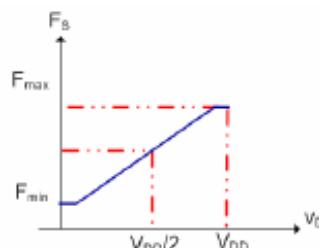
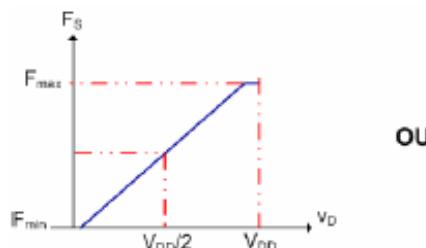
La fréquence de sortie f_s varie linéairement en fonction de V_o dans une gamme de tension bien définie.

$$f_s = K_o \cdot V_o + \text{Cste}$$

La transmittance statique K_o est définie autour du point de repos :

$$K_o = \frac{\Delta f_s}{\Delta V_o}$$

Voici un exemple de caractéristique $f_s = f(V_o)$ pour la PLL 4046



Dans le cas du 4046 les fréquences f_{\max} et f_{\min} sont obtenues en choisissant 2 résistances et une capacité, extérieures au circuit intégré, à partir d'abaques données par le constructeur.

Le VCO délivre ici des signaux carrés.

L'intervalle de fréquence $[f_{\min} - f_{\max}]$ utilisable est appelé gamme de fréquence de l'oscillateur. La fréquence centrale ou fréquence de repos satisfait la relation suivante :

$$f_0 = (f_{\min} + f_{\max})/2$$

Il existe 2 familles de VCO :

- Les oscillateurs à relaxation (astables).
- Les oscillateurs quasi-sinusoïdaux.

Les structures de VCO utilisées dépendent de la fréquence à laquelle doit travailler la boucle.

Les oscillateurs astables sont utilisables jusqu'à une dizaine de MHz et peuvent délivrer plusieurs formes d'onde (carrée, triangulaire, sinusoïdale) et sont simple à mettre en œuvre.

En haute fréquence, on utilise les oscillateurs quasi-sinusoïdaux. Ce sont en général des circuits oscillant LC dont on modifie la fréquence en agissant sur C par le biais de diodes varicap (Cf cours sur les oscillateurs quasi sinusoïdaux). Leurs caractéristiques ne sont linéaires que sur de faibles variations de fréquence autour du point de fonctionnement f_0 .

IV. ETUDE FONCTIONNELLE de la PLL

L'étude de la PLL se fait avec la transmittance $H(p) = \frac{F_s(p)}{F_e(p)}$

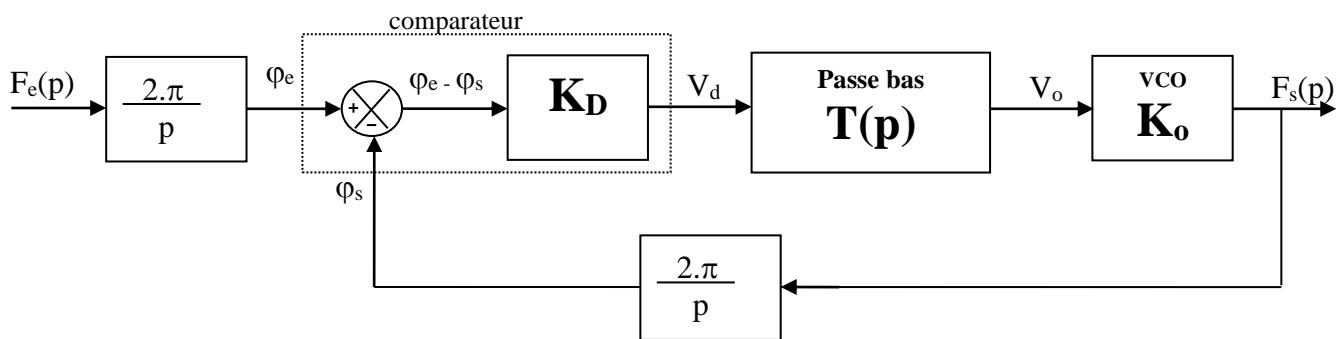
Pour l'étude fonctionnelle, une petite précision doit être apportée. La PLL est un asservissement de fréquence or le comparateur compare les phases.

La relation entre ω et φ est la suivante :

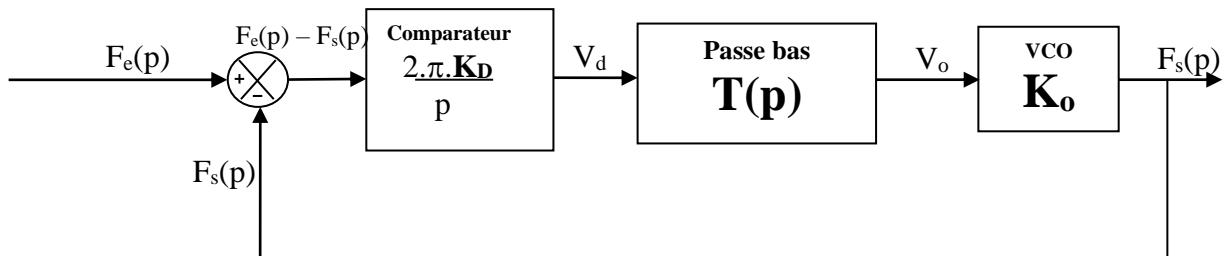
$$\omega = \frac{d\varphi(t)}{dt} \Rightarrow \Omega(p) = p \cdot \Phi(p) ; \text{ ne pas oublier que } \omega = 2\pi f$$

$$\text{D'où } \Phi(p) = F(p) \cdot \frac{2\pi}{p}$$

Voici le schéma fonctionnel qui permet l'étude théorique de la PLL :



Une version simplifiée est :



Transmittance en boucle fermée:

$$\frac{F_s(p)}{F_e(p)} =$$

Si la transmittance est du second ordre, il est possible d'étudier le temps de réponse, de la PLL à un échelon de fréquence, avec ζ et ω_n (d'après des abaques). Sinon il faudra étudier le système en boucle ouverte et s'intéresser à la marge de phase.

Il existe des régimes transitoires dans le cas de la modulation de fréquence et dans le cas du synthétiseur lorsque que l'on actionne le diviseur.

V. Quelques exemples d'utilisation

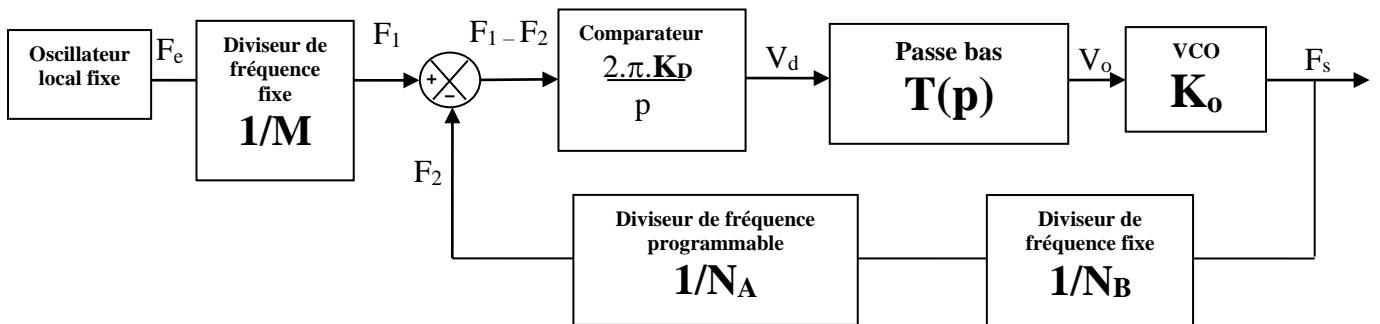
1) Synthétiseur de fréquence programmable

Le synthétiseur de fréquence programmable permet d'obtenir, à partir d'un oscillateur stable, plusieurs valeurs de fréquences en sortie, en fonction des coefficients de division. On dit aussi que la fréquence de sortie est programmable par pas de fréquence Δf . Le pas Δf correspond à la modification de fréquence qu'il résulte en sortie lorsque N_A augmente ou diminue de 1.

On rencontre le synthétiseur dans des domaines comme :

- La gestion de fréquence d'horloge.
- La gestion des canaux dans l'émission radio.
-

Schéma fonctionnel



Relation entre $F_s(p) = f(F_e(p), M, N_A, N_B, K_o, K_d, T(p))$

2) Démodulation d'amplitude pour signal avec porteuse

La démodulation d'amplitude peut se faire de diverses façons, mais la plus efficace est la démodulation cohérente.

Le signal modulé en amplitude a pour équation : $V_e(t) = A.(1 + k.s(t))\cos(\Omega_o.t)$ et l'on souhaite retrouver le signal $s(t)$.

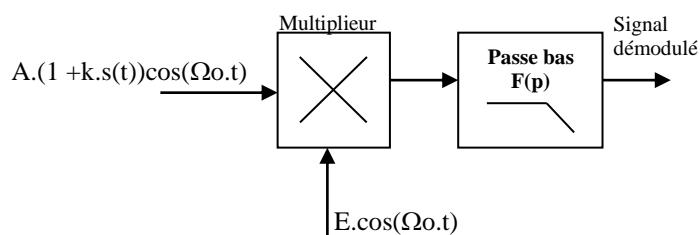
Pour cela nous allons utiliser une PLL, centrée sur la pulsation Ω_o , afin de récupérer la porteuse.

En sortie de PLL nous avons le signal suivant : $E.\cos(\Omega_o.t - \pi/2)$

Il est donc nécessaire d'utiliser un déphasageur pour annuler le déphasage apporté par la PLL et récupérer un signal de même fréquence que la porteuse et sans déphasage : $E.\cos(\Omega_o.t)$

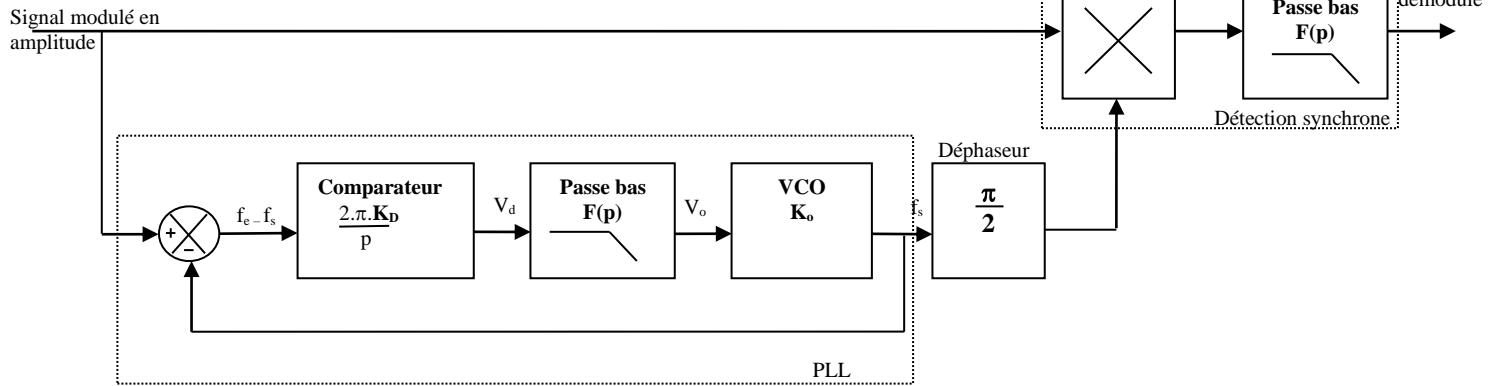
Sortie de multiplicateur : $A.(1 + k.s(t))\cos(\Omega_o.t) \cdot E.\cos(\Omega_o.t) =$

Après filtrage nous obtenons :



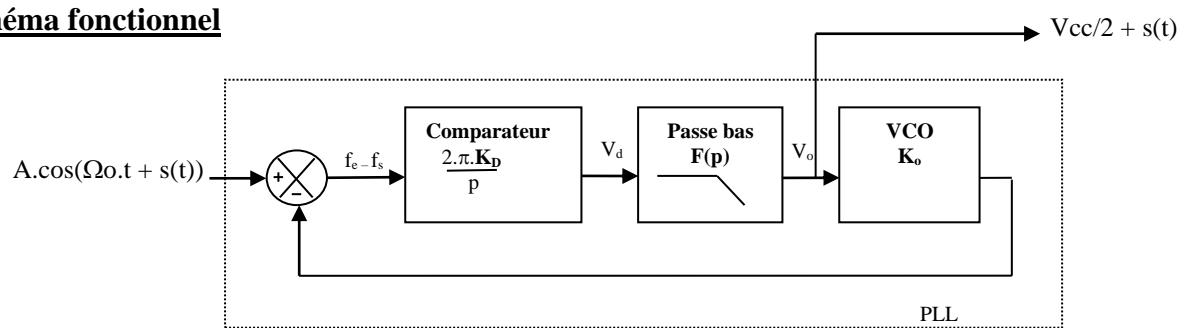
Rappel mathématiques : $\cos(a).\cos(b) = \frac{1}{2}(\cos(a+b) + \cos(a-b))$

Schéma fonctionnel



3) Démodulateur de fréquence

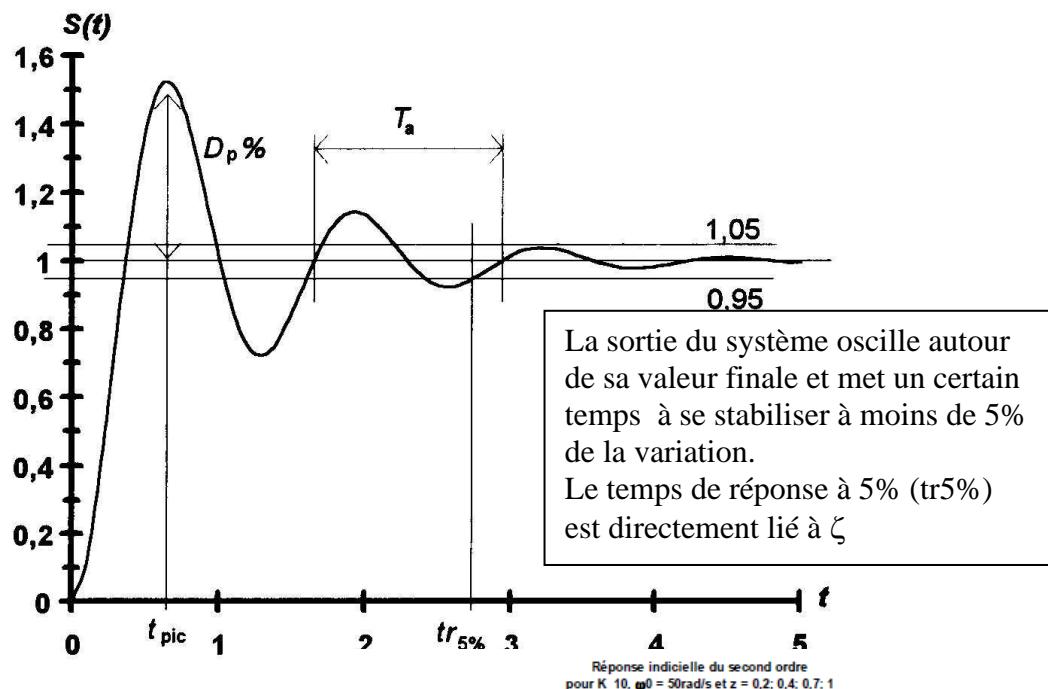
Schéma fonctionnel



ANNEXE 1

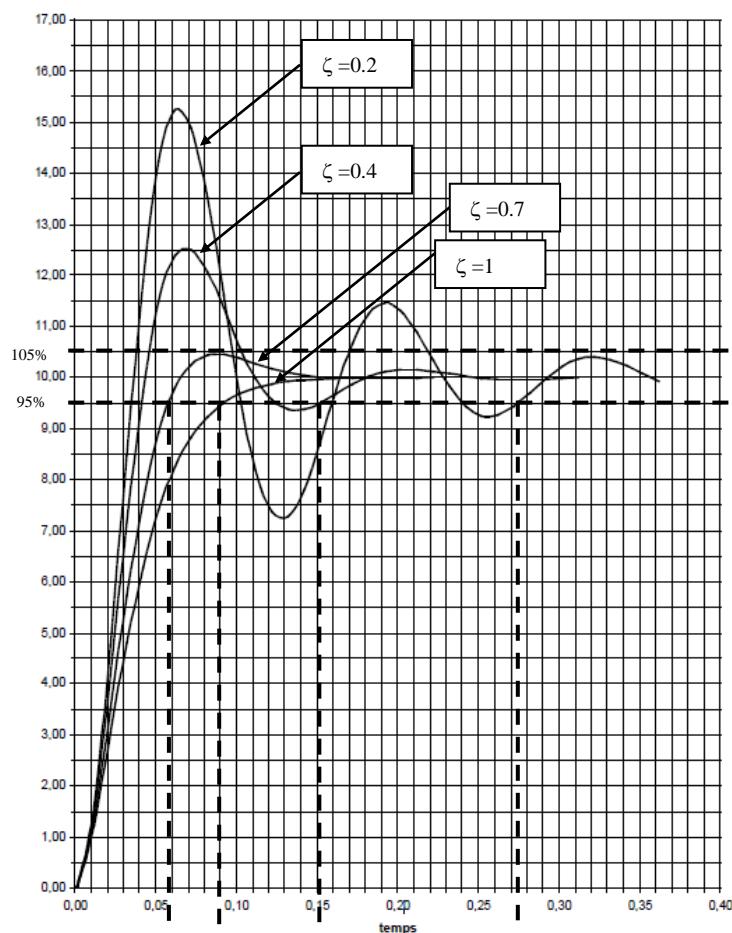
Réponse indicielle d'un système du second ordre en fonction de ζ

Réponse indicielle d'un système du second ordre et temps de réponse à 5%



Exemple de temps de réponse pour plusieurs valeurs de ζ :

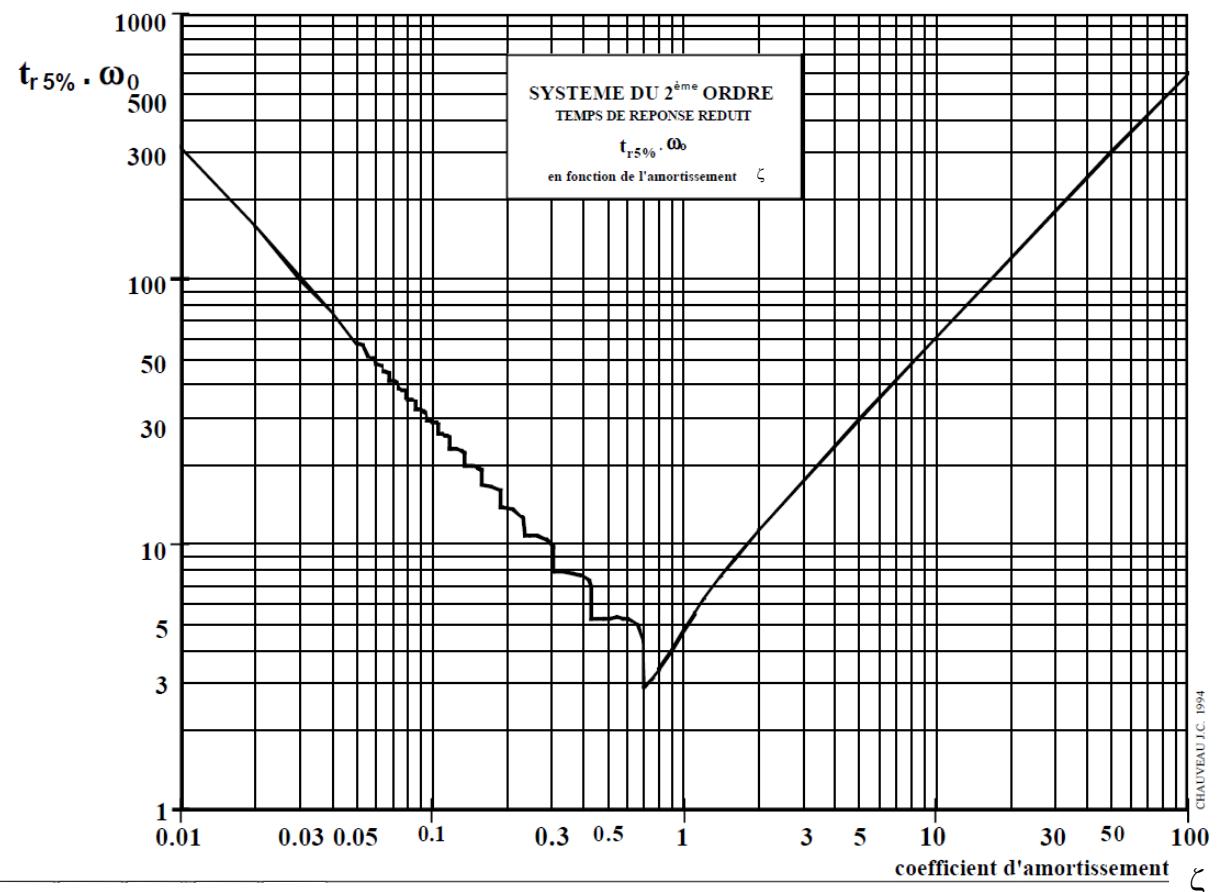
On observe ici que le temps de réponse optimal est obtenu pour $\zeta=0,7$



ANNEXE 2

Temps de réponse à un échelon pour un système du second ordre en fonction de ζ

Abaque de détermination du temps de réponse à 5% en fonction de ζ et ω_0 .
 $\omega_0 = \omega_n$: pulsation propre



Abaque d'aide au calcul du temps de réponse.