

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
**Université Mouloud MAMMERRI, Tizi-Ouzou**



**Faculté de Génie Electrique et d'Informatique**  
**Département d'Automatique**

**Mémoire de Fin d'Etudes**

En vue de l'obtention du diplôme

*Du Master académique en Automatique*

***Thème***

***Etude d'une régulation par Predicteur de Smith basé  
sur la commande par mode glissant***

Proposé et dirigé par : ***Mr. SI AMMOUR***

Présenté par :

***Mr. BELAID Meziane***

Soutenu le : 29/09/2016

***Promotion 2016***

Ce travail a été préparé à la Faculté de Génie Electrique et Informatique.

## ***Remerciements***

*Je remercie avant tout le bon Dieu de m'avoir permis de réaliser ce travail.*

*Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à mon promoteur Mr SI AMMOUR pour avoir dirigé ce travail pour son suivi, ses conseils et sa disponibilité à chaque instant.*

*Ma gratitude et reconnaissance s'adressent à tous les enseignants qui ont contribué à ma formation pendant mon cursus universitaire.*

*Mes remerciements vont s'adresser également au président et membres de jury qui me feront l'honneur d'évaluer ce travail.*

*Sans oublier tous les amis et camarades qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce projet.*

**Introduction générale.....1**

**Chapitre I : LE CORRECTEUR PID**

I. Principe de la correction.....3

I.2 Configuration générale d'un amplificateur de réglage.....4

I.3. Correcteur proportionnel P.....4

    I.3.1 Schéma fonctionnel du correcteur P.....4

    I.3.2 Réponse fréquentielle.....4

    I.3.3 Réalisation pratique du correcteur P.....5

    I.3.4 Avantages et inconvénients du correcteur proportionnel P .....6

I.4 Correcteur à action proportionnelle et intégrale PI.....6

    I.4.1 Réponse fréquentielle.....8

    I.4.2 Réalisation pratique.....8

    I.4.3 Avantages et inconvénients du correcteur proportionnel et intégral PI.....9

I.5 Correcteur à action proportionnelle et dérivée PD.....9

    I.5.1 Réponse fréquentielle.....10

    I.5.1 Schéma électronique du correcteur PD.....11

    I.5.2 Filtrage de la dérivée.....11

I.6 Correcteur à action proportionnelle, intégrale et dérivée PID.....12

    I.6.1 Réponse fréquentielle.....13

    I.6.2 Schéma électronique du correcteur PID.....15

I.7 Méthodes temporelles de synthèse des correcteurs.....16

    I.7.1 Méthode par essai-erreur .....16

I.7.2	Méthode de Ziegler et Nichols en boucle ouverte.....	18
I.7.3	Méthode de Ziegler-Nichols en boucle fermée.....	19
I.7.4	Méthode de Chien, Hornes et Reswick.....	21
I.8	commande par modèle interne(CMI).....	22
I.8.1	Structure de base de la (CMI).....	22
I.8.2	Analogie avec la boucle fermée classique.....	24
I.8.3	Réglage basé sur la structure IMC (Internal Model Control).....	25
I.9	Stratégies de régulations.....	26
I.10	Limitation et faiblesse du correcteur PID.....	27
I.11	Les systèmes à retard.....	27
I.12	Exemple d'application.....	28
	Conclusion.....	27

## **Chapitre II : THEORIE DE LA COMMANDE PAR MODES DE GLISSEMENT**

II.1	Introduction.....	31
II.2	Généralité et structure de base de la commande par le mode de glissement.....	31
II.2.1	Structure par commutation d'une contre réaction d'état .....	32
II.2.2	Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.....	33
II.2.3	Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente.....	34
II.3	Principe de la commande par modes glissants.....	34
II.3.1	Conception de la commande par mode glissant.....	35

II.3.2 Choix de la surface de glissement.....	35
II.3.3 conditions de convergence et d'existence.....	37
II.3.4 Fonction directe de convergence.....	37
II.3.5 fonction de Lyapunov.....	38
II.3.6 Détermination de la loi de commande.....	38
II.4 Phénomène de réticence (chattering).....	40
II.5 Exemple d'application de la commande par mode de glissement.....	41
II.5.1 Synthèse de la loi de commande.....	43
II.5.2 Commande équivalente.....	43
II.5.3 Résultats de simulation .....	45
Conclusion.....	48

### **Chapitre III : PREDICTEUR DE SMITH BASE SUR LA COMMANDE PAR MODES GLISSANTS**

III.1 Structure .....	49
III.2 Prédicteur de Smith, Correcteur PID classique .....	50
III.2.1 Influence des erreurs de modèle .....	51
III.3 Prédicteur de Smith basé sur la commande par mode glissant.....	53
III.4 Prédicteur de Smith basé sur la commande par mode glissant pour des processus avec intégrateurs.....	54
Conclusion.....	58
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>59</b>

### **Bibliographie**

# Notations

PID : correcteur proportionnel intégral et dérivé

$K_p, T_i, T_d$  : désigne respectivement le gain proportionnel, la constante d'intégration, la constante de dérivation

$P$  : Opérateur de Laplace

$s(x)$  : La surface de glissement

$A(x)$  : Le vecteur d'état

$B(x)$  : Le vecteur de commande

$e(t)$  : L'écart

$u_{eq}$  : La commande équivalente

$u_n$  : La commande discontinue

$x_d$  : Trajectoire désirée

$r$  : Degré relatif

$sign(\cdot)$  : La fonction signe

SPSMCr : Le prédicteur de Smith basé sur la commande par mode glissant

SP : Le prédicteur de smith

## **Introduction générale :**

L'automatique a été définie comme étant une science qui utilise des méthodes théoriques et des moyens technologiques pour la conception et la construction des systèmes automatisés, fondée sur la notion de contre réaction, son objectif principal est de synthétiser des correcteurs afin d'assurer au système un certain nombre de spécifications qui peuvent se traduire, soit dans le domaine temporel, soit dans le domaine fréquentiel.

Le correcteur proportionnel intégral dérivé (PID) est le plus utilisé dans l'industrie. Il est bien adapté à la plupart des processus de type industriel, il est relativement robuste par rapport aux variations de paramètres du procédé quand les performances exigées ne sont pas très sévères. Cependant cette correction ne peut pas réaliser une régulation convenable dès que l'on est en présence de procédés possédant un retard important ou un ordre élevé.

Le retard peut avoir plusieurs origines, il peut être attribué soit aux capteurs ou aux actionneurs, soit au système lui-même (transport de matière,...). Il a été toujours considéré comme un des problèmes les plus difficiles rencontrés dans la commande des systèmes. Sa présence a une influence considérable sur le comportement d'un système bouclé et peut être même à l'origine d'instabilité ou d'oscillations indésirables.

Pour pallier à ce problème, notre travail consiste à faire l'étude et la synthèse d'un correcteur permettant de compenser le retard tout en assurant la propriété de robustesse. Il s'agit d'un correcteur appelé correcteur prédicteur de Smith basé sur la théorie de la commande par modes glissants.

Le prédicteur de Smith est un régulateur qui permet d'obtenir d'intéressantes performances dans le cas où le système à réguler comprend un retard pur.

Notre travail est structuré en trois chapitres.

Dans le premier chapitre nous rappelons les effets du correcteur PID, ces limites lorsque le système possède un retard important.

Le deuxième chapitre comprend des rappels et des définitions de base de la théorie de la commande par modes glissants en illustrant un exemple de mise en œuvre avec des tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations extérieures.

Enfin, dans le troisième chapitre, nous introduisons le correcteur Prédicteur de Smith. Nous présentons son fonctionnement, son avantage par rapport au correcteur PID, et ses

inconvenients. Nous passerons ensuite à la synthèse du correcteur prédictif de Smith basé sur la théorie des modes glissants. Nous terminons notre travail par une conclusion générale et quelques perspectives.

# Chapitre I

## LE CORRECTEUR PID

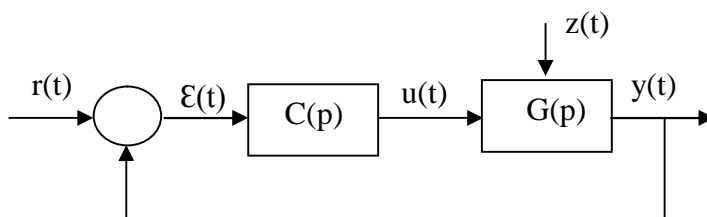
## I. Principe de la correction :

Les systèmes asservis peuvent présenter des défauts, une précision et une stabilité insuffisantes, un temps de réaction trop lent, un dépassement important, au regard d'un cahier des charges. Il est donc nécessaire d'intégrer dans le système asservi un dispositif appelé correcteur afin d'améliorer un ou plusieurs de ces différents paramètres. Dans notre travail, l'insertion du correcteur se fait en cascade dans la chaîne directe avec le procédé à asservir.

Le régulateur standard le plus utilisé dans l'industrie est le régulateur PID (proportionnel intégral dérivé). Il est bien adapté à la plupart des procédés industriels et est relativement robuste quand les performances exigées ne sont pas trop exigeantes. Mais si le système possède un ordre supérieur à deux (2) ou contient un retard important, le régulateur PID n'est plus adéquat.

Dans ce chapitre, nous rappelons brièvement la structure de différents types de correcteurs classiques qui sont les correcteurs proportionnel P, proportionnel intégral PI, proportionnel dérivé PD et enfin le correcteur proportionnel intégral dérivé PID et ses limites.

La structure d'un asservissement est généralement représentée par la figure 1.1



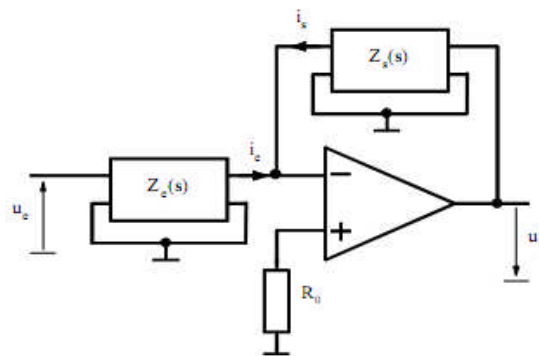
**Figure I.1** : Structure générale d'un asservissement

Avec	$r(t)$	: signal de référence ou consigne
	$E(t)$	: erreur (entrée du correcteur)
	$u(t)$	: signal de commande (sortie du correcteur)
	$y(t)$	: sortie mesurée du procédé
	$z(t)$	: perturbations agissant sur le système à commander

$C(p)$  : fonction de transfert du correcteur  
 $G(p)$  : fonction de transfert du procédé (englobe les fonctions de transfert de l'actionneur et du capteur)

### I.2 Configuration générale d'un amplificateur de réglage

Les amplificateurs de réglages sont composés d'un amplificateur opérationnel et d'un réseau de contre-réaction adéquat. Cette contre-réaction a pour but de donner à l'amplificateur de réglage une fonction de transfert déterminée. [12]



**Figure I.2:** configuration générale d'un amplificateur de réglage

On peut établir les relations suivantes :

$$i_e(s) = -\frac{1}{z_e(s)} u_e(P) \quad [12]$$

$$i_s(s) = \frac{1}{z_s(s)} u_s(P)$$

$$i_e(s) + i_s(s) = 0$$

Pour la tension de sortie, on obtient :

$$u_s(s) = \frac{z_s(s)}{z_e(s)} u_e(P)$$

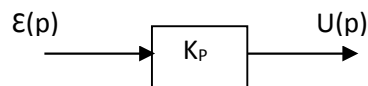
### I.3 Correcteur proportionnel P [5][12][13]

Le correcteur à action proportionnelle est le correcteur le plus simple, puisque défini par un simple gain  $K_p$ . La sortie du correcteur est donnée par :

$$u(t) = K_p \varepsilon(t) \quad (1.1)$$

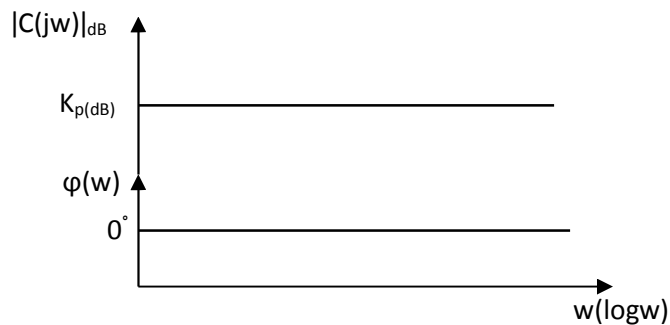
Sa fonction de transfert est donc :  $C(p) = K_p$  (1.2)

#### I.3.1 Schéma fonctionnel du correcteur P



**Figure I.3** : schéma fonctionnel du correcteur P

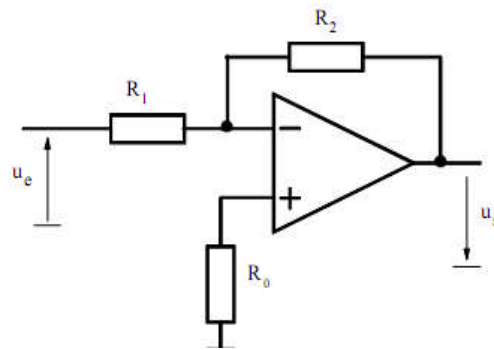
#### I.3.2 Réponse fréquentielle



**Figure I.4** : Réponse fréquentielle du correcteur P

### I.3.3 Réalisation pratique du correcteur P

La figure 1.4 représente le schéma électronique d'un correcteur P



**Figure I.5** : Schéma électronique d'un correcteur P

On peut écrire la relation générale au nœud (-) de l'amplificateur

$$u_e \frac{1}{R_1} = u_s \frac{1}{R_2} \quad (1.3)$$

Et finalement la fonction de transfert est :

$$G(p) = \frac{u_s(p)}{u_e(p)} = \frac{R_2}{R_1} \quad (1.4)$$

**Remarque.** L'action proportionnelle s'exprime soit par le gain proportionnel  $K_p$ , soit par la bande proportionnelle  $BP$  exprimée en pourcentage.

$$BP\% = \frac{100}{K_p} \quad (1.5)$$

La bande proportionnelle représente le pourcentage de l'entrée du correcteur nécessaire à un changement de 100% de sa sortie. Par exemple  $K_p = 2$  ou bien  $BP = 50\%$  signifie qu'une variation de 50% de  $\varepsilon(t)$  entraîne une variation de 100% de  $u(t)$ .

### I.3.4 Avantages et inconvénients du correcteur proportionnel P

Ce correcteur permet de réduire les écarts statiques par augmentation de  $K_p$  sans toute fois les annuler (amélioration de la précision statique). Il peut aussi augmenter la rapidité en

diminuant la marge de phase, mais l'augmentation exagérée du gain  $K_p$  risque de produire une marge de phase trop petite avec apparition des oscillations de fortes amplitudes et à un cas extrême conduire à l'instabilité du système.

#### I.4 Correcteur à action proportionnelle et intégrale PI [5][12][13]

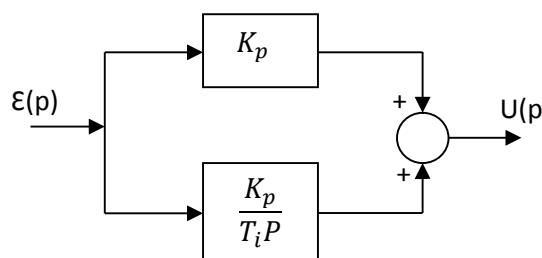
La loi de commande du correcteur à action proportionnelle et intégrale PI est définie par l'équation suivante :

$$u(t) = K_p \left( \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau \right) \quad (1.6)$$

La fonction de transfert de ce correcteur PI est donc :

$$C(p) = \frac{U(p)}{\varepsilon(p)} = K_p \frac{1 + pT_i}{pT_i} \quad (1.7)$$

Ce correcteur est de classe 1, représente l'association de deux actions P et I et est représenté par le schéma fonctionnel de la figure (1.5).



**Figure I.6 :** Schéma fonctionnel d'un correcteur PI

### I.4.1 Réponse fréquentielle

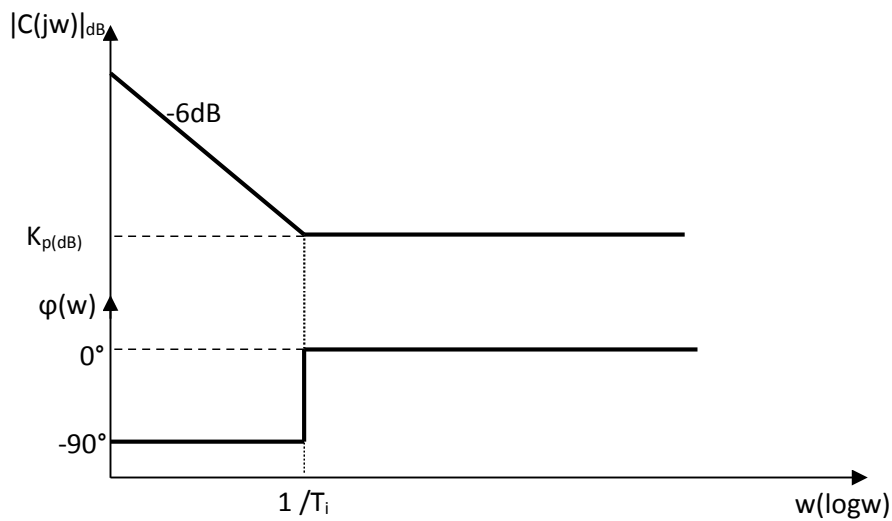


Figure I.7 : Réponse harmonique du correcteur PI

### I.4.2 Réalisation pratique

La figure 1.7 représente le schéma électronique d'un correcteur PI

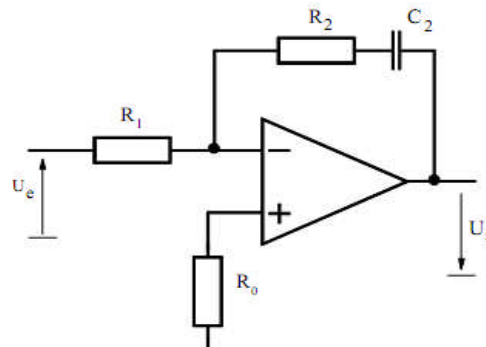


Figure I.8 : schéma électronique du régulateur PI[12]

Il possède un circuit de contre-réaction formé d'un condensateur  $C_2$  mis en série avec la résistance  $R_2$ .

On peut écrire la relation générale au nœud (-) de l'amplificateur

$$U_e \frac{1}{R_1} = U_s \frac{P \cdot C_2}{1 + P \cdot R_2 C_2} \quad [12] \quad (1.8)$$

Et finalement la fonction de transfert

$$G(p) = \frac{U_s(p)}{U_e(p)} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1 + P \cdot R_2 \cdot C_2}{P \cdot R_2 \cdot C_2} \quad (1.9)$$

Avec  $T_i=R_2.C_2$ , et  $K_p=R_2/R_1$ .

### I.4.3 Avantages et inconvénients du correcteur proportionnel et intégral PI

Du fait de la présence d'un pôle à l'origine, ce correcteur permet d'annuler les écarts statiques (erreur de position pour un système de classe zéro), il améliore donc la précision statique et il rejette les perturbations de type échelon. Par contre, ce type de correcteur possède certaines limitations sur l'amélioration de la rapidité et peut même introduire une instabilité du système en boucle fermée à cause de l'introduction du déphasage supplémentaire de  $-90^\circ$ .

### I.5 Correcteur à action proportionnelle et dérivée PD [5][12][13]

Un correcteur PD combine l'action proportionnelle et l'action dérivée. Il est décrit par une équation différentielle du type :

$$u(t) = K_p \varepsilon(t) + K_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} = K_p \left( \varepsilon(t) + T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \right) \quad (1.10)$$

Avec  $T_d$  : constante de dérivation

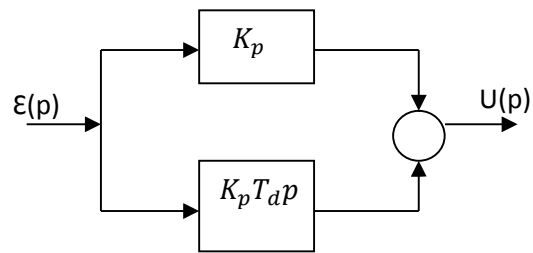
Ce type de régulateur est utilisé pour augmenter la marge de phase. Pour des fréquences élevées, la partie dérivée pose un problème majeur de stabilité. Il est donc judicieux d'ajouter un pôle afin de limiter l'effet dérivateur.

La fonction de transfert de ce type de correcteur est donnée par :

$$C(p) = K_p(1 + T_d p) = K_p \frac{(1 + PT_z)}{(1 + PT_p)} = K_p \frac{\left(1 + \frac{P}{w_z}\right)}{\left(1 + \frac{P}{w_p}\right)} \quad [12] \quad (1.11)$$

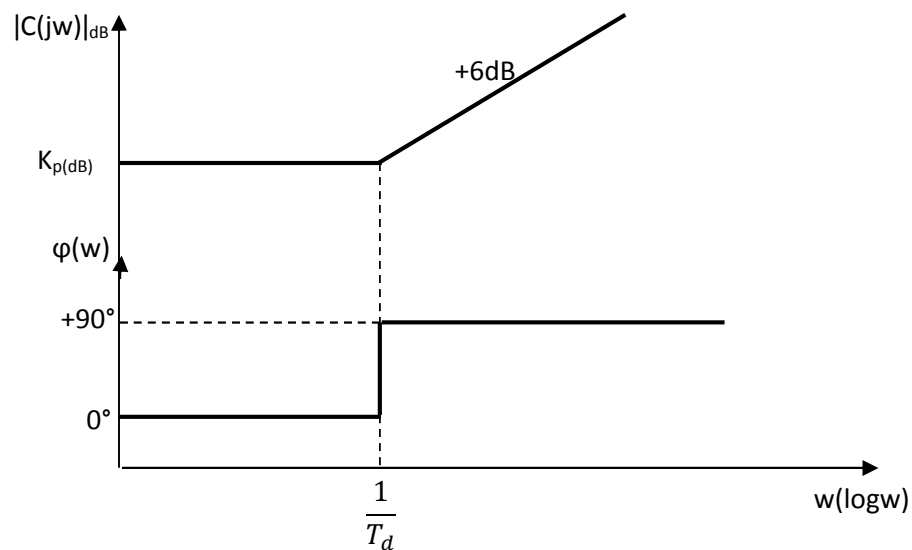
Le déphasage maximum situe à une pulsation  $w_{\phi\max}$  correspondant à la moyenne géométrique des pulsations  $w_z$  et  $w_p$ . Avec:  $w_{\phi\max} = \sqrt{w_p \cdot w_z}$  [12]

Sa structure est la suivante :



**Figure I.9:** Schéma fonctionnel d'un correcteur PD

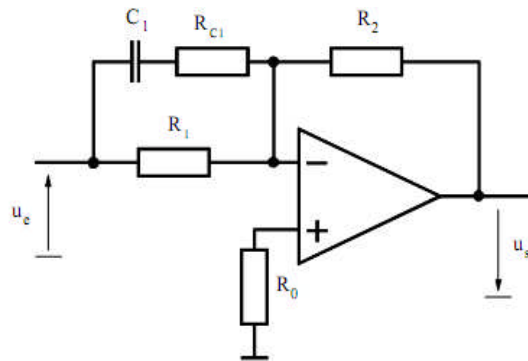
### I.5.1 Réponse fréquentielle



**Figure I.10:** Réponse fréquentielle du correcteur PD

### I.5.2 Schéma électronique du correcteur PD

En pratique, il existe plusieurs façons de réaliser un correcteur PD, toutefois, le choix de l'amplificateur opérationnel reste un point déterminant.



**Figure I.11:** schéma électronique du correcteur PD

On peut écrire la relation générale au nœud (-) de l'amplificateur

$$U_e \frac{1 + P \cdot (R_{C1} + R_1) C_1}{1 + P R_{C1} C_1} \frac{1}{R_1} = U_s \frac{1}{R_2} \quad [12] \quad (1.12)$$

Et finalement la fonction de transfert :

$$G(p) = \frac{U_s(p)}{U_e(p)} = \frac{R_2 (1 + P (R_{C1} + R_1) \cdot C_1)}{R_1 (1 + P \cdot R_{C1} C_1)} \quad (1.13)$$

Avec  $K_p = R_2/R_1$

$$w_z = \frac{1}{(R_{C1} + R_1) C_1} \quad (1.14)$$

$$w_p = \frac{1}{R_{C1} C_1} \quad (1.15)$$

### I.5.3 Filtrage de la dérivée

En pratique, il n'est pas possible de réaliser un correcteur dérivé idéal car il ne répond pas au principe de causalité. On utilise un modèle de dérivé filtré :

$$C(p) = \frac{U(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{K_p(1 + T_d P)}{1 + \frac{T_d}{N} P} \quad \text{avec } N \geq 5 \quad (1.16)$$

L'action dérivée introduit un déphasage toujours positif quand  $w$  varie de 0 à  $\infty$ . Ce déphasage permet d'augmenter la marge de phase du système corrigé et en plus obtenir une pulsation de coupure à 0dB plus grande que celle de la fonction de transfert en boucle ouverte non corrigée et donc permet l'augmentation de la bande passante et par suite la rapidité du système en boucle fermée. L'inconvénient de ce correcteur est qu'il présente un gain en dB important à hautes fréquences, d'où sa sensibilité aux bruits parasites qui seraient amplifiés.

### I.6 Correcteur à action proportionnelle, intégrale et dérivée PID [5][12][13]

Ce type de correcteur permet de réaliser des performances telles que la stabilité, la rapidité et la précision grâce à la combinaison des trois actions P, I, D.

. **Action proportionnelle (P)** : Elle assure la rapidité, l'erreur est multipliée par un gain  $K_P$ . Sur la plupart des correcteurs, on règle la bande proportionnelle (BP%) au lieu de régler le gain du correcteur.

. **Action intégrale (I)** : Elle annule l'erreur statique. L'erreur est intégrée et divisée par un gain  $T_i$ .

. **Action Dérivée (D)** : Elle améliore la stabilité, l'erreur est dérivée et multipliée par un gain  $T_d$ .

La structure de ce correcteur peut être série, parallèle ou mixte. Ceci peut se faire en ajustant les paramètres associés à ces actions. La structure mixte est la plus utilisée. La fonction de transfert est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} C(p) &= \frac{U(p)}{\varepsilon(p)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i p} + T_d P \right) = \overbrace{K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i p} \right)}^{\text{partie PI}} \cdot \overbrace{\frac{(1 + T_z P)}{(1 + T_{p1} P)(1 + T_{p2} P)}}^{\text{partie PD}} \\ &= K_p \frac{\left( 1 + \frac{w_l}{P} \right) \left( 1 + \frac{P}{w_z} \right)}{\left( 1 + \frac{P}{w_{p1}} \right) \left( 1 + \frac{P}{w_{p2}} \right)} \quad [12] \end{aligned} \quad (1.17)$$

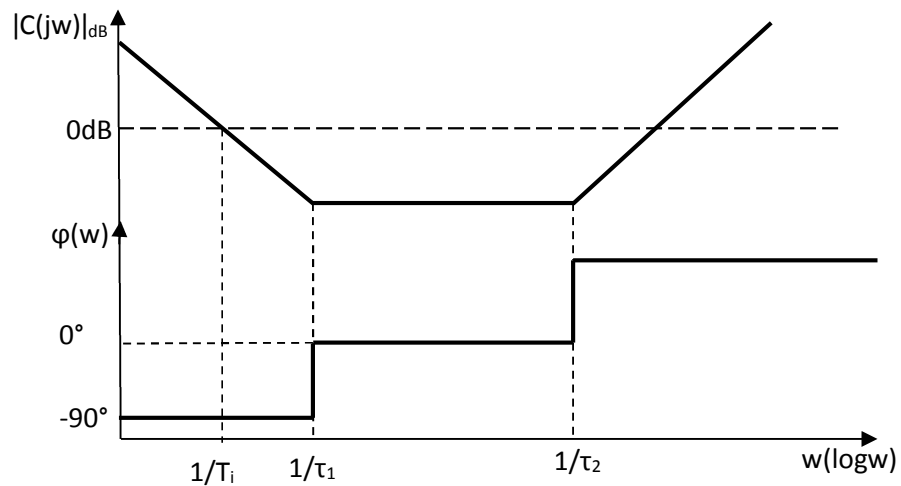
Cette structure peut être mise sous la forme suivante :

$$C(p) = K_p \frac{(1 + \tau_1)(1 + \tau_2)}{T_i p} \quad (1.18)$$

Avec

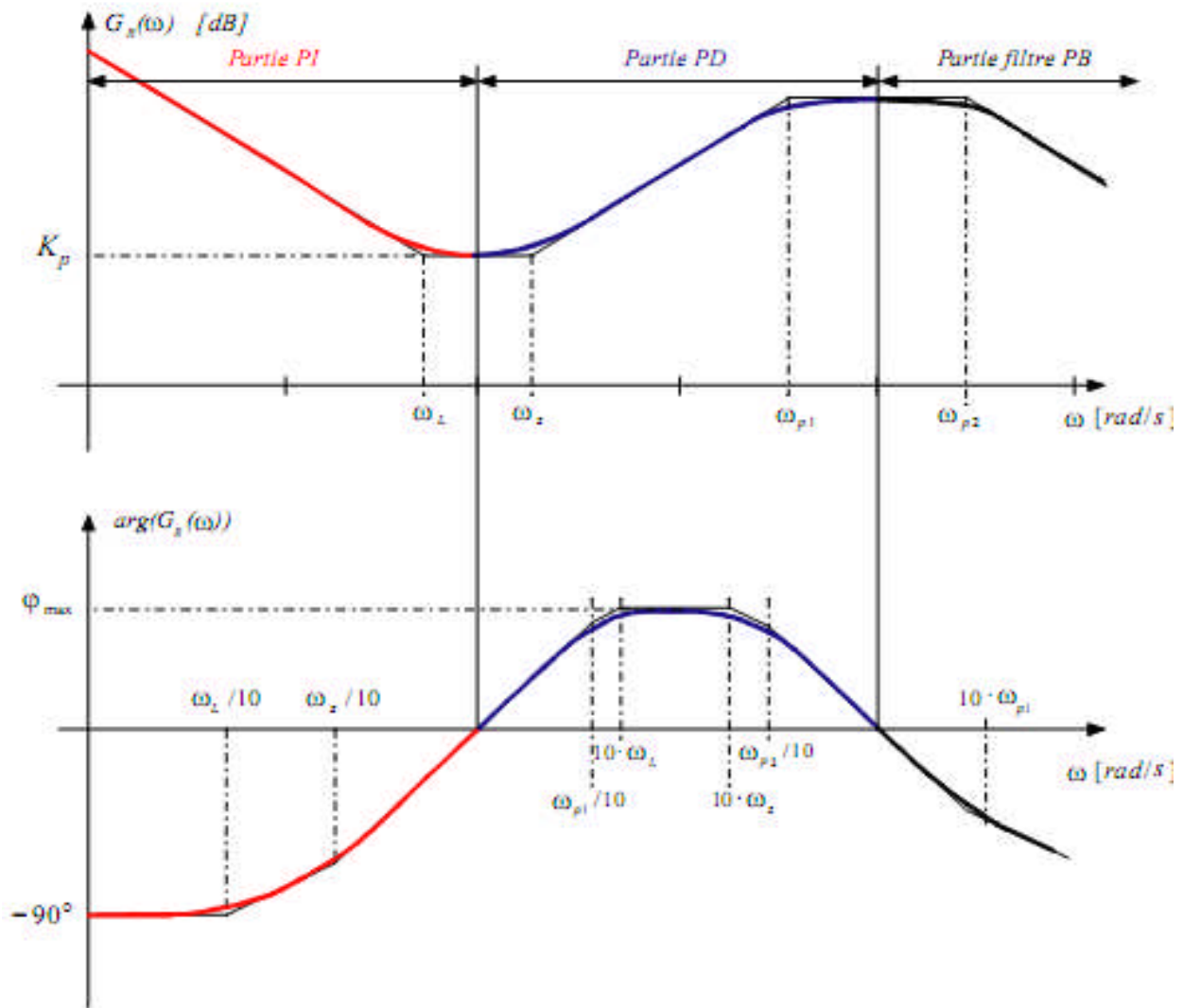
$$\tau_1 = \frac{T_i}{2} \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{4T_d}{T_i}} \right); \tau_2 = \frac{T_i}{2} \left( 1 - \sqrt{1 + \frac{4T_d}{T_i}} \right) \quad (1.19)$$

### I.6.1 Réponse fréquentielle



**Figure I.12:** Réponse fréquentielle du correcteur PID mixte

## Diagramme de Bode



**Figure I.13:** Diagramme de Bode (Amplitude et phase) du régulateur PID [12]

La figure illustre, sous forme de diagramme de Bode, l'amplitude et la phase en fonction de la pulsation d'un tel régulateur.

Le zéro à la pulsation  $w_z$  permet d'ajouter une avance de phase dans le voisinage de la pulsation de coupure  $w_c$ .

S'il a été possible de définir des relations mathématiques exactes pour les pulsations caractéristiques  $w_z, w_p, w_{\phi_{\max}}$  du régulateur PD, il n'est plus de même pour le régulateur PID.

Une manière pratique de choisir les différents zéros et pôles du régulateur peut être décrite de la manière suivante :

1. Choix de l'avance de phase maximum  $\phi_{\max}$ .

2. Définir, par rapport au système à régler la pulsation  $w_c$  correspondant au gain unité pour la fonction de transfert en boucle ouverte.
3. Calculer les pulsations  $w_z$ , et  $w_{p1}$
4. Calculer  $w_1$  comme  $w_1 = w_z / 10$
5. Calculer  $w_{p2}$  comme  $w_{p2} = 10 \cdot w_{p1}$

### 1.6.2 Schéma électronique du correcteur PID [12]

En pratique, il existe un grand nombre de façon de réaliser un régulateur PID. La figure suivante illustre un tel régulateur.

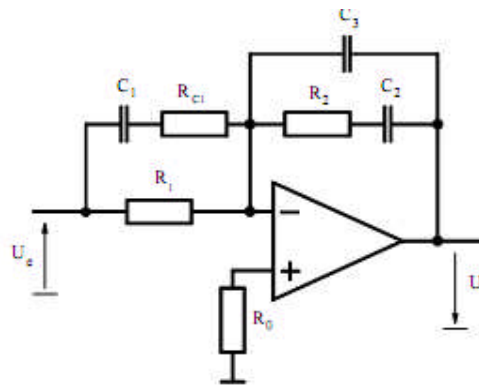


Figure 1.14 : Régulateur PID [12]

On peut écrire la relation générale au nœud (-) de l'amplificateur

$$U_e \frac{1 + P \cdot (R_{c1} + R_1)C_1}{1 + PR_{c1}C_1} \frac{1}{R_1} = U_s \frac{1 + PR_2 \frac{C_2 C_3}{C_1 C_3}}{1 + PR_2 C_2} P(C_2 C_3) \quad [12] \quad (1.20)$$

Et finalement la fonction de transfert

$$G(p) = \frac{U_s(p)}{U_e(p)} = \frac{R_2}{R_1} \frac{C_2}{C_2 + C_3} \frac{(1 + PR_2 C_2)(1 + P(R_1 + R_{c1})C_1)}{PR_2 C_2 \left(1 + PR_2 \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}\right) (1 + PR_{c1}C_1)} \quad (1.21)$$

Avec

$$K_p = \frac{R_2 C_2}{R_1 C_2 + C_3} \quad (1.22)$$

$$w_l = \frac{1}{R_1 C_2} \quad (1.23)$$

$$w_z = \frac{1}{(R_{c1} + R_1) C_1} \quad (1.24)$$

$$w_{p1} = \frac{1}{R_{c1} C_1} \quad (1.25)$$

$$w_{p2} = \frac{1}{R_{c2} \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}} \quad (1.26)$$

## I.7 Méthodes temporelles de synthèse des correcteurs [1] [2] [4][13]

La synthèse des correcteurs consiste à en déterminer les paramètres afin de satisfaire un certain nombre de performances en boucle fermée. Ces dernières peuvent être résumées par :

- Stabilité du système en boucle fermée.
- Insensibilité aux perturbations (rejet de perturbations).
- Précision de la réponse du système en boucle fermée.
- Rapidité.
- Le signal de commande doit être limité en énergie.

Généralement il n'est pas possible de réaliser tous ces objectifs puisqu'ils sont conflictuels. Donc tout est affaire de compromis...

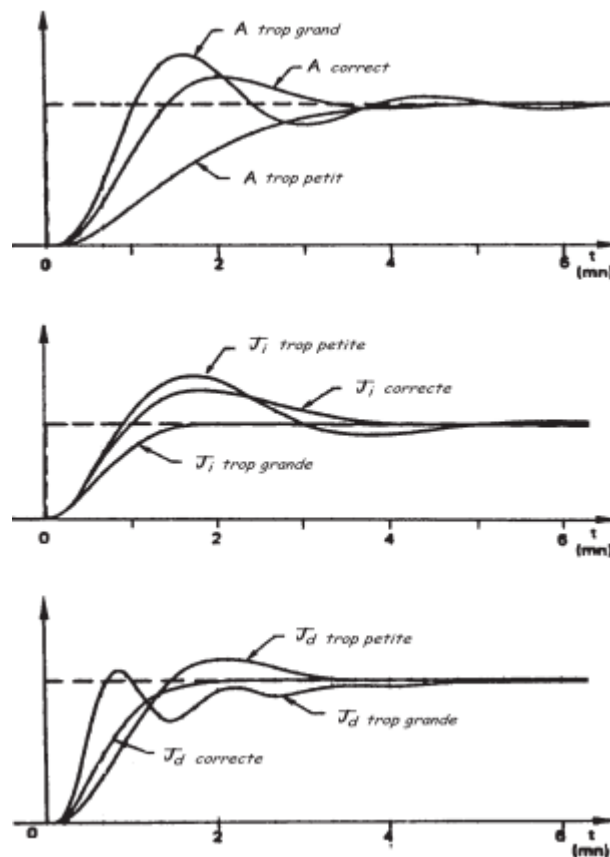
### I.7.1 Méthode par essai-erreur

Cette méthode convient que lorsque le système ne peut être analysé qu'en boucle fermée, dans des situations industrielles où l'ouverture de la boucle est impraticable ou déconseillée en fonctionnement normal. La démarche manuelle de réglage est la suivante :

- Etape 1 : annuler les actions I et D en faisant  $T_i \rightarrow \infty$  et  $T_d \rightarrow 0$
- Etape 2 : on choisit une valeur faible du gain et on effectue une variation de consigne de type échelon
- Etape 3 : augmenter progressivement le gain K de l'action P jusqu'à l'apparition d'une oscillation entretenue et on obtient un gain critique  $K_r$

- Etape 4 : réduire le gain d'un facteur 2
- Etape 5 : diminuer  $T_i$  par petits incréments jusqu'à la limite de l'instabilité, on met  $T_i$  à trois fois cette valeur
- Etape 6 : augmenter progressivement  $T_d$  jusqu'à obtenir une oscillation entretenue. On met  $T_d$  à un tiers de cette valeur.

Cette méthode longue et fastidieuse est illustrée par les figures 1.12:



**Figure I.15** : réglages successifs du correcteur PID

- Si  $K$  ( $A$  sur la figure) est grand, la correction est énergique donc rapide mais le risque de dépassement et d'oscillation augmentent, et dans le cas où  $K$  est petit, on n'aura pas une bonne correction mais il y a moins de risques d'instabilité.
- L'action intégrale assure une erreur minimale ou nulle,  $T_i$  doit être accordée à la constante de temps dominante (qui mesure l'inertie du processus). Si  $T_i$  est trop petite, la commande <<monte>> trop vite sans laisser au système le temps de démarrer

progressivement. Si  $T_i$  est trop grande, la commande est <<molle>> et le démarrage est trop lent.

- $T_d$  réagit à la vitesse de variation de l'erreur. L'action dérivée permet d'améliorer la stabilité et la rapidité du système corrigé.

Cette procédure peut déstabiliser la boucle fermée et elle ne s'applique pas aux processus instable en boucle ouverte, de plus le gain critique n'est pas toujours obtenu (dans le cas des systèmes à retard), et les étapes de réglages indiquées montrent clairement l'influence de chaque action et fournissent une ligne de conduite.

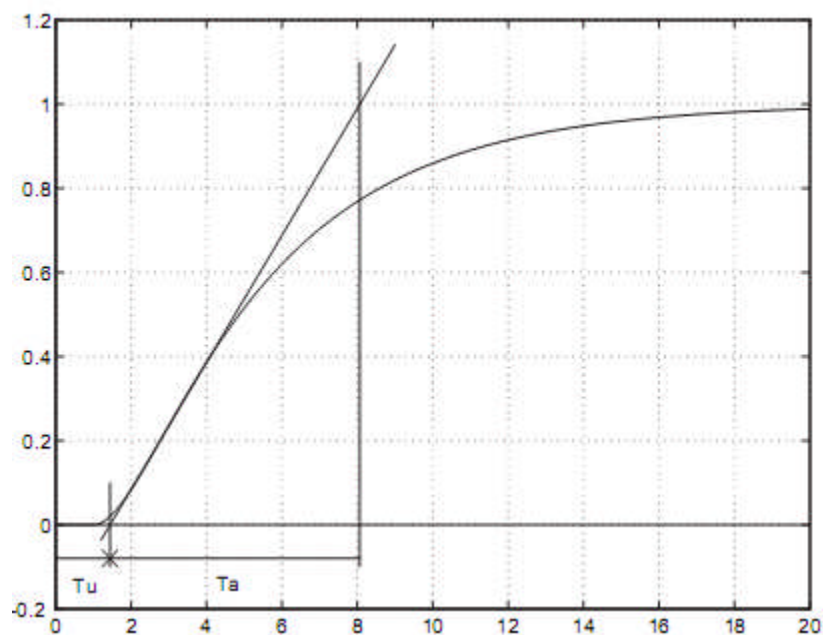
Plutôt que de procéder par essais successifs, Ziegler et Nichols ont proposé (dés 1941) des méthodes empiriques (basée sur des essais indiciaires) permettant de déterminer les paramètres des correcteurs P, PI et PID.

Ces méthodes ont été mises au point à l'aide de simulations du comportement de divers modèles, représentant des systèmes physiques.

### **I.7.2 Méthode de Ziegler et Nichols en boucle ouverte**

Elle consiste, à partir de la réponse indiciaire d'un système apériodique en boucle ouverte à ajuster les paramètres du correcteur. Cette réponse est assimilée à celle d'un premier ordre avec retard. On devra tracer la tangente au point d'inflexion, et on prend les valeurs l'intersection de cette dernière avec l'axe des abscisses  $-T_u-$ , et la projection de l'intersection avec la valeur finale sur le même axe  $-T_a-$ . La tangente au point d'inflexion est assimilée à la tangente à l'origine du système du premier ordre sans retard.

On suppose que le système à réguler, de fonction de transfert  $G(p)$ , a donné la réponse indiciaire (normalisée en amplitude) de la figure(I.16)



**Figure I.16** : Réponse indicielle

Cette réponse peut être approchée par :  $G(p) = \frac{Ae^{-PTu}}{1+PTa}$

Les règles de Ziegler et Nichols ont conduit au tableau (1): [13]

régulateur	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{Ta}{Tu}$	$\infty$	0
PI	$0.9 \frac{Ta}{Tu}$	$\frac{Tu}{0.3}$	0
PID	$1.2 \frac{Ta}{Tu}$	$2Tu$	$0.5Tu$

**Tableau 1** : méthode de Ziegler et Nichols (boucle ouverte)

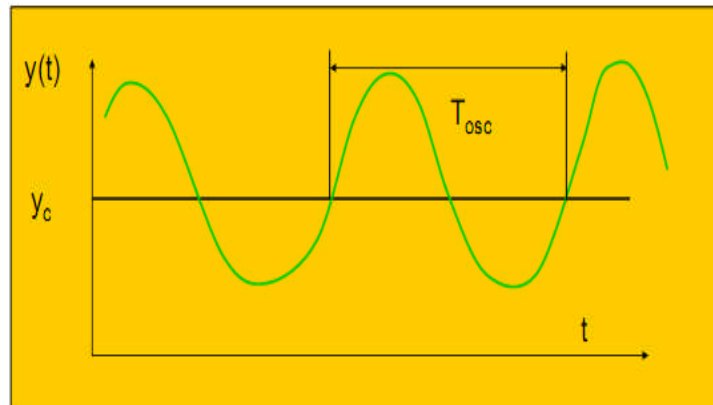
Lorsqu'il n'est pas possible d'ouvrir la boucle de régulation, Ziegler et Nichols proposent un essai en boucle fermée.

### I.7.3 Méthode de Ziegler-Nichols en boucle fermée :

Si on n'a pas accès à la boucle ouverte du système, Ziegler et Nichols nous propose une méthode en boucle fermée qui consiste à déterminer la limite de pompage du système en boucle fermée. Le pompage est défini par l'apparition d'oscillations entretenues.

Pour cela, on associe le système physique à un correcteur P, dans une boucle fermée.

On augmente ensuite la valeur du gain proportionnel  $K$ , jusqu'à l'apparition d'oscillations entretenues sur la sortie du système : on est en limite de stabilité, le phénomène de pompage est atteint (voire figure I.17).



**Figure I.17** : Ziegler-Nichols en boucle fermée : (pompage)

On relève dès lors la valeur de  $K$ , notée  $K_c$ , qui a produit le pompage, ainsi que la valeur de la période  $T_c$  des oscillations.

Les valeurs des paramètres du régulateur sont données par le tableau 2.[13]

Régulateur	$K$	$T_i$	$T_d$
P	$0.5K_c$		
PI	$0.15K_c$	$0.83T_c$	
PD	$0.71K_c$		$0.15T_c$
PID	$0.6K_c$	$0.5T_c$	$0.125T_c$

**Tableau 2** : méthode de Ziegler et Nichols (boucle fermée)

Remarque 3. Cette méthode est aussi appelé méthode 4 :1. Elle est censée donner un réglage pour lequel la sortie présente des dépassements successivement divisés par 4 (exemple  $D2 = \frac{D1}{4}$ ).

- Il s'agit d'une méthode simple et rapide :
- Cette méthode peut se révéler inefficace en présence d'un retard.

#### I.7.4 Méthode de Chien, Hornes et Reswick

Chien, Hornes et Reswick ont également proposé une méthode de synthèse des correcteurs qui représente une amélioration de la méthode de Ziegler-Nichols temporelle, qui peut parfois générer des constantes de temps intégrales trop petites. Chien, Hornes et Reswick proposent de travailler avec le modèle de Broida, et donnent des tableaux pour obtenir des systèmes plus amortis en boucle fermée, soit un dépassement de 0% ou de 20%. Ils distinguent le fonctionnement en régulation (entrée constante et rejet de perturbation, tableau 3) et le fonctionnement en poursuite (perturbations nulles et rejet entrée variable, tableau 4[1]). Les réglages sont proposés pour une réponse en boucle fermée à coefficient d'amortissement  $\zeta=0,7$ , soit un  $t_r$  minimum.

Dépassement	Régulateur	P	PI	PID
0%	K	$0.3 \frac{T_a}{T_u}$	$0.6 \frac{T_a}{T_u}$	$0.95 \frac{T_a}{T_u}$
	$t_i$	-	$4T_u$	$2.4T_u$
	$t_d$	-	-	$0.42T_u$
20%	K	$0.7 \frac{T_a}{T_u}$	$0.7 \frac{T_a}{T_u}$	$1.2 \frac{T_a}{T_u}$
	$t_i$	-	$2.3T_u$	$2T_u$
	$t_d$	-	-	$0.42T_u$

**Tableau 3** : réglage des régulateurs selon Chien-Hrones-Reswick en régulation

Dépassement	Régulateur	P	PI	PID
0%	K	$0.3 \frac{T_a}{T_u}$	$0.35 \frac{T_a}{T_u}$	$0.6 \frac{T_a}{T_u}$
	$t_i$	-	$1.2T_a$	$T_a$
	$t_d$	-	-	$0.5T_u$
20%	K	$0.7 \frac{T_a}{T_u}$	$0.6 \frac{T_a}{T_u}$	$0.95 \frac{T_a}{T_u}$
	$t_i$	-	$T_a$	$1.4T_a$
	$t_d$	-	-	$0.47T_u$

**Tableau 4:** réglage des régulateurs selon Chien-Hrones-Reswick en poursuite

Chien-Hrones-Reswick proposent une méthode qui s'appuie sur un modèle de processus de type :[5]

$$F(p) = \frac{e^{-Tp}}{1 + \tau p}$$

Régulateur	Réglage en régulation	Réglage en poursuite
P	$K = 0.3\tau/T$	$K = 0.3\tau/T$
PI	$K = \frac{0.6\tau}{T}, T_i = 4T$	$K = \frac{0.6\tau}{T}, T_i = 1.2\tau$
PID	$K = \frac{0.95\tau}{T}, T_i = 2.4T, T_d = 0.4T$	$K = \frac{0.6\tau}{T}, T_i = \tau, T_d = 0.5T$

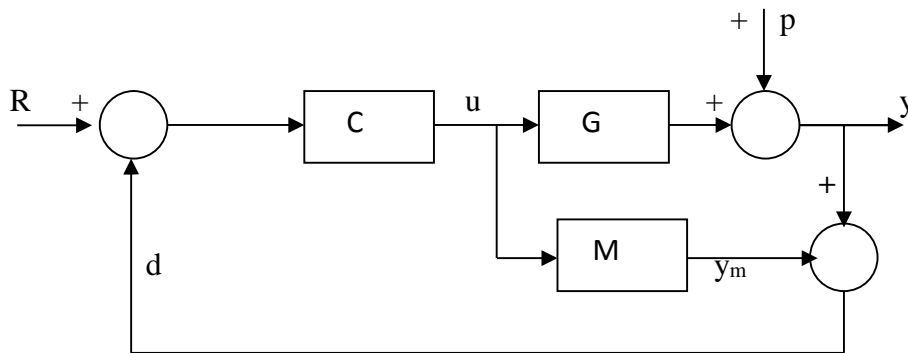
**Tableau 5:** réglage d'un régulateur P,PI,PID selon la méthode de Chien-Hrones-Reswick

## I.8 Commande par modèle interne(CMI)

### I.8.1 Structure de base de la (CMI)

La commande à modèle interne impose une simulation du processus par un modèle M interne dans sa structure de commande.

Le procédé  $G$  muni de la structure CMI se schématise comme suite :



**Figure I.18** : structure de base de la CMI

$C$  et  $M$  sont respectivement les fonctions de transfert du correcteur et du modèle, le procédé est représenté par  $G$ , et  $P$  une perturbation.

A partir de la figure on a :

$$U = c(R - d) \quad (1.27)$$

$$d = y - y_m \quad (1.28)$$

$$y = GU + P \quad (1.29)$$

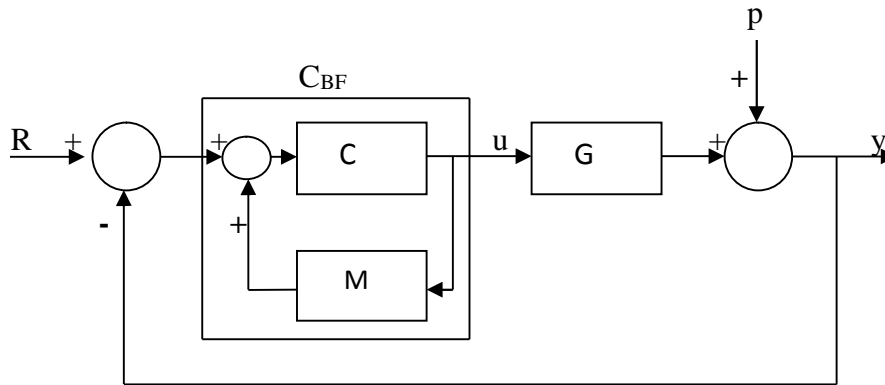
$$d = P + (G - M)U \quad (1.30)$$

$$U = C(R - P) - C(G - M) \quad (1.31)$$

$$Y = \frac{CG}{1 + C(G - M)} R + \frac{1 - CM}{1 + C(G - M)} P \quad (1.34)$$

**I.8.2 Analogie avec la boucle fermée classique**

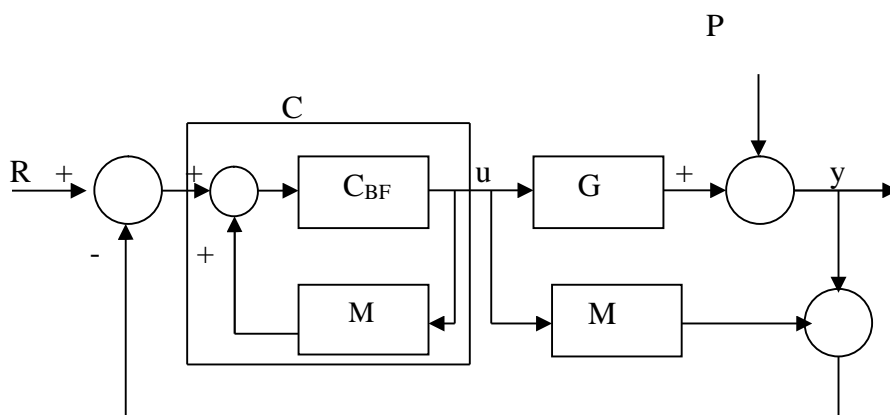
Il est aisé de passer de la structure CMI figure(I.18) à une structure en boucle fermée classique dans le cas où le modèle est linéaire et la commande est sans contraintes. Il suffit pour cela de ramener le modèle dans le bloc correcteur.



**Figure I.19** : structure en boucle fermée

$$C_{BF}(p) = \frac{C(p)}{1 - C(p)M(p)}$$

Pour passer d'une structure en boucle fermée classique à une structure CMI, il suffit d'extraire le modèle dans le bloc correcteur (figure) de la boucle fermée.



**Figure I.20** : structure CMI

$$C(p) = \frac{C_{BF}(p)}{1 + C_{BF}(p)M(p)}$$

Dans le cas général, la commande par modèle interne inclut :

Une commande classique

Une estimation de la perturbation (dans le cas au  $G=m$ )

Un retour écart entre le processus et son modèle interne

### I.8.3 Réglage basé sur la structure IMC (Internal Model Control) [1]

Pour toutes les méthodes du premier et deuxième ordre, la structure à modèle interne est équivalente à un régulateur PID, ces réglages sont donnés sur le tableau suivant [1]

Modèle	$K_c$	$T_i$	$T_d$
$\frac{K}{1 + \tau P}$	$\frac{\tau}{\tau_c}$	T	–
$\frac{K \cdot e^{-\theta P}}{1 + \tau P}$	$\frac{\tau}{\tau_c + \theta}$	T	–
$\frac{K}{(1 + \tau_1 P)(1 + \tau_2 P)}$	$\frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_c}$	$\tau_1 + \tau_2$	$\frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 + \tau_2}$
$\frac{K(1 + \tau_3 P)e^{-\theta P}}{(1 + \tau_1 P)(1 + \tau_2 P)}$	$\frac{\tau_1 + \tau_2 - \tau_3}{\tau_c + \theta}$	$\tau_1 + \tau_2 - \tau_3$	$\frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 + \tau_2 - \tau_3} - \tau_3$
$\frac{K}{1 + 2\zeta\tau P + \tau^2 P^2}$	$\frac{2\zeta\tau}{\tau_c}$	$2\zeta\tau$	$\frac{\tau}{2\zeta}$
$\frac{K(1 + \tau_3 P)e^{-\theta P}}{1 + 2\zeta\tau P + \tau^2 P^2}$	$\frac{2\zeta\tau}{(\tau_c + \tau_3 + \theta)}$ $+ \frac{\tau_3\theta}{(\tau_c + \tau_3 + \theta)^2}$	$2\zeta\tau + \frac{\tau_3\theta}{(\tau_c + \tau_3 + \theta)}$	$\frac{\tau_3\theta}{(\tau_c + \tau_3 + \theta)}$ $+ \frac{\tau^2}{2\zeta\tau \frac{\tau_3\theta}{(\tau_c + \tau_3 + \theta)}}$
$\frac{K}{P}$	$\frac{1}{\tau_c}$	–	–
$\frac{K e^{-\theta P}}{P}$	$\frac{2\tau_c + \theta}{(\tau_c + \theta)^2}$	$2\tau_c + \theta$	–

**Tableau 6** : réglage d'un PID basé sur la structure à modèle interne

Remarque :

Ces relations dans le tableau sont calculées pour un régulateur idéal, c.-à-d. sans filtrage de la dérivé. Ils sont utilisable avec un PID à dérivé filtrée si  $N > 10$ , et le paramètre  $\tau_c$  correspond à la constante de temps désiré en boucle fermée.

## I.9 Stratégies de régulations

Jusqu'à présent, les automaticiens ne considèrent qu'une seule stratégie de régulation : un schéma avec une seule boucle de régulation. Souvent, certains processus réels exigent une autre stratégie (une autre structure de schéma bloc). Parmi ceux-ci, on peut citer :

- La régulation par anticipation : elle sert à compenser l'effet d'une variation d'une perturbation avant son arrivée (surtout utilisée en présence de plusieurs signaux de commande). Par exemple, dans un réacteur mélangé, il s'agit de maintenir concentration par modulation du débit d'un réactif délivré par une pompe doseuse proportionnellement au débit de l'eau de remplissage. La boucle fermée standard assure la régulation du débit de sortie.
- La régulation de rapport : c'est une version simplifiée d'une régulation par anticipation. On maintient à une valeur constante préétablie le rapport entre deux grandeurs (généralement 2 débit). Par exemple, on trouve fréquemment les rapports entre le débit d'eau et celui du réactif ajouté, le rapport entre le débit de l'eau usée (épuration) et celui des boues recyclées, le rapport entre d'un combustible et celui de l'air de combustion.
- La régulation en cascade : il s'agit d'un système combiné constitué en général de plusieurs régulateurs. Le signal de sortie de chaque régulateur se comporte comme le signal de consigne du suivant. Elle permet de corriger rapidement les fluctuations des signaux d'entrées dès son apparition et avant d'intervenir dans la boucle<<classique>> de régulation, notamment pour les systèmes lents.
- La régulation à boucle multiples (retour tachymétrique) : on asservit plusieurs signaux de manière indépendante. Par exemple, il est intéressant de réguler séparément le courant de la tension d'un moteur.
- La régulation à modèle interne et prédictateur de Smith : il s'agit d'un régulateur de type PI complété par un régulateur chargé de compenser le retard. Son nom vient du fait que ce régulateur comporte le modèle du procédé. Le retard est <<délocalisé>> (extrait de la boucle principale de régulation et peut ainsi être compensé.

- La régulation adaptative : le régulateur modifie (<<adapte>>) ses paramètres en fonction des évolutions passées de la sortie. Souvent utilisée dans les synthèses à composition chimique (régulateur de pH).
- La commande robuste : permet de garantir un niveau de performances élevés malgré les variations de paramètres et les perturbations sur un système, malgré
- Etc...

### I.10 Limitations et faiblesses du correcteur PID

Les limitations de la régulation PID à boucle unique sont principalement dues aux retards excessifs, aux variations importantes des paramètres des systèmes, aux non-linéarités, etc. Dans cette partie, nous nous intéressons principalement à l'influence du retard sur les performances d'un système corrigé par un régulateur PID. [3]

### I.11 Les systèmes à retard

Un système à retard est un système dans lequel il y'a un délai entre le signal de commande et son effet sur l'état et la sortie du système. Ce délai est généralement une caractéristique du système et correspond au temps nécessaire à un transfert de matière ou d'énergie.

La présence d'un retard dans une boucle de régulation est, dans la plupart des cas, une source de détérioration des performances et de l'instabilité de la boucle de régulation, mais il y a des cas où le retard peut être bénéfique pour le fonctionnement du système.

Un certain nombre de systèmes physiques peuvent être modélisés par une fonction de transfert incluant un retard pur, ou temps mort. Ces retards peuvent avoir une origine physique : prenons l'exemple d'une réaction chimique, il existe un retard intrinsèque dû à la dynamique du mélange. Ces retards peuvent se retrouver dans d'autres situations, bien souvent celui-ci peut être associé à un transport de matière : transport d'eau dans une conduite avant d'arriver au niveau du capteur, ou bien un objet sur un circuit de convoyage en industrie.

Il est important de noter qu'un retard n'apparaît pas uniquement dans la fonction de transfert par une réalité physique. Dans bien des cas, afin de limiter l'ordre de la fonction de transfert lors de la phase d'identification, on choisit d'inclure un retard, ce retard permet alors de décrire une partie de la dynamique du système d'une manière plus simple

qu'en utilisant un ordre plus élevé. C'est par exemple le cas de la méthode de Broïda qui permet de décrire la fonction de transfert d'un système sous la forme : [3]

$$H(p) = \frac{e^{-\tau p}}{1 + TP} \quad (1.35)$$

La fonction de transfert globale est :

$$H(p) = e^{-\tau p} G(p) \quad (1.36)$$

Voyons dans un premier temps les limites de la fonction d'un tel système par les méthodes classiques, telles la correction Proportionnelle Intégrale Dérivée.

### I.12 Exemple d'application :

On considère un système de premier ordre, avec retard pur. Si l'on note T la constante de temps du premier ordre, la fonction de transfert du système s'écrit :

$$H(p) = \frac{e^{-\tau p}}{1 + TP} \quad (1.37)$$

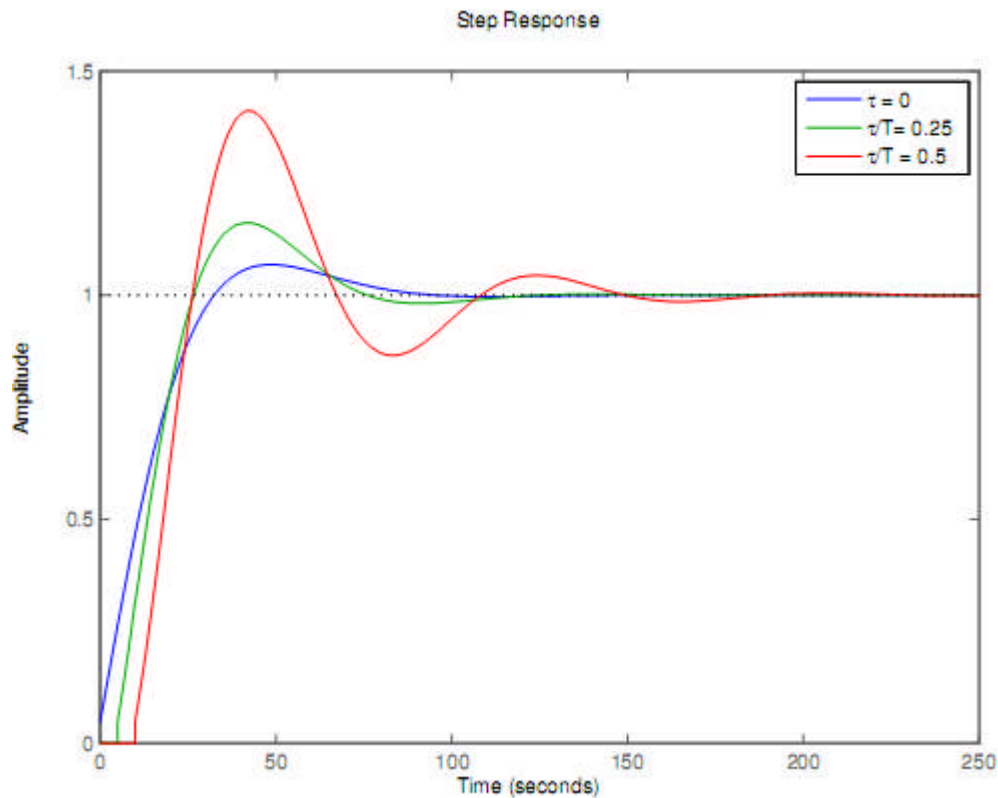
Pour illustrer l'influence du retard  $\tau$  sur le système corrigé. Ce système peut être décrit par le modèle suivant, du premier ordre :

$$H(p) = \frac{e^{-\tau p}}{1 + 20P} \quad (1.38)$$

Considérons un correcteur PID, de fonction de transfert C(p) :

$$C(p) = K_r \left( 1 + \frac{1}{T_i P} + T_d P \right) \quad (1.39)$$

A partir du tableau (3) on a :  $K_r = 1$ ,  $T_i = 10$ ,  $T_d = 1$ . On décide de simuler le comportement du système corrigé par ce correcteur PID, et ce pour plusieurs valeurs du rapport  $\tau/T$ .

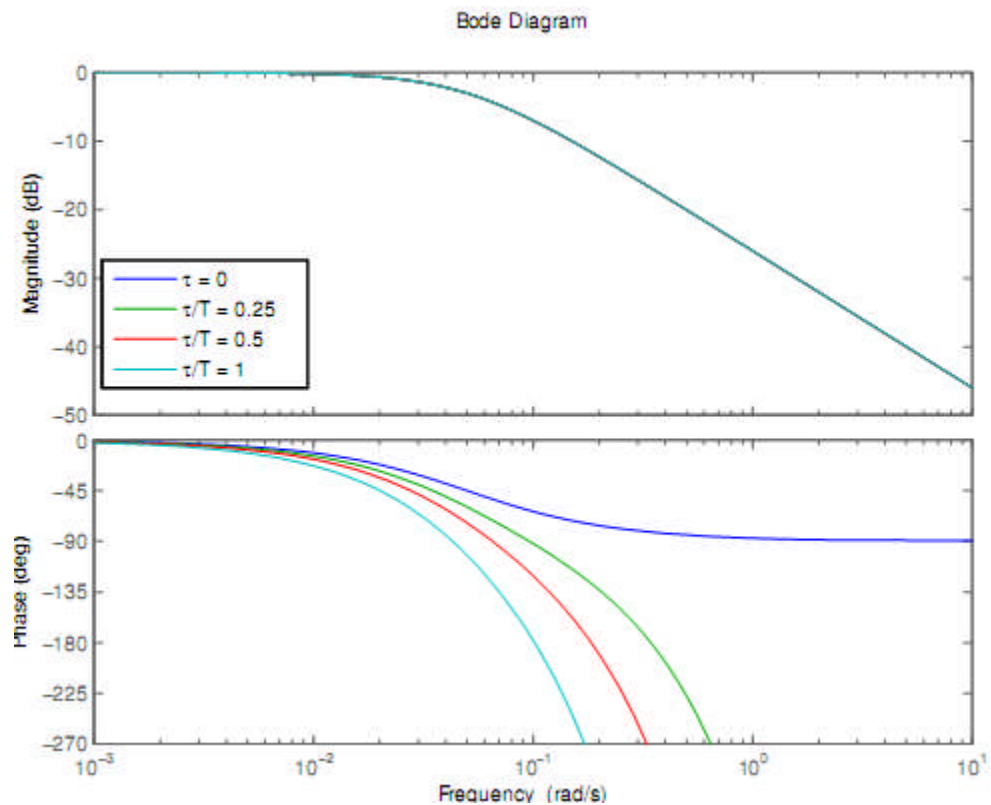


**Figure I.21** : réponse à un échelon pour le système corrigé, pour différentes valeur de  $\tau$

On constate que l'introduction d'un retard  $\tau$  impose des oscillations de plus en plus marquées au fur et à mesure que le rapport  $\tau/T$  évolue. Une première conséquence sera donc une régulation moins efficace. En pratique, on considère que dès lorsque le rapport  $\tau/T$  est supérieur à 0.5, la régulation PID n'est plus satisfaisante. Il apparait ainsi que la régulation PID n'est plus adaptée aux systèmes avec retard trop importants.

On a constaté aussi que lorsque  $\tau/T$  augmente, l'amplitude des oscillations augmente aussi, la stabilité du système est donc directement liée au retard.

Considérons ce même système de fonction de transfert  $H(p)$ , avec une simple correction proportionnelle. Afin de dimensionner ce correcteur, on s'intéresse au diagramme de Bode du système, pour différents valeurs de  $\tau/T$  :



**Figure 1.22** : diagramme de Bode du système, pour différentes valeurs de retard .

Comme attendu, les systèmes ont tous le même gain, le terme  $\exp(-\tau p)$  étant de module égale à 1. Sur la phase cependant, on voit apparaître des comportements différents. Le système sans retard a une phase variant entre 0 et -90 degrés, ce qui caractérise un système inconditionnellement stable. Pour les autres systèmes avec retard en revanche, on constate que la phase descend en dessous de -180 degrés à partir d'une certaine fréquence : lors d'un réglage de correcteur proportionnel, il faudra donc faire attention à ne pas prendre une valeur de gain trop élevée, afin de garantir la stabilité du système par une marge de phase correcte.

**Conclusion**

Nous avons mis en évidence les différents problèmes qui peuvent survenir lors d'une régulation PID d'un système avec retard important (par rapport à sa constante de temps): performances en baisse, instabilité supplémentaire possible. Pour pallier à ce problème, notre travail consiste à faire l'étude et la synthèse d'un correcteur permettant de compenser le retard tout en assurant la robustesse vis-à-vis des variations de paramètres. Il s'agit du correcteur de prédictor de Smith basé sur la commande par modes glissants.

.

**Chapitre II**  
**THEORIE DE LA**  
**COMMANDE PAR MODES**  
**DE GLISSEMENT**

---

## II.1 Introduction

La commande par modes glissants s'inscrit dans le cadre de la théorie des systèmes à structure variable qui a émergé dans les années 60 en ex- union soviétique. La commande à structure variable est une commande non linéaire.

Les systèmes à structure variable sont des systèmes dans lesquels les paramètres du régulateur peuvent prendre deux valeurs possibles. La commutation d'une valeur à l'autre se fait suivant le signe d'une fonction définie du système correspondant à la surface de commutation ou surface de glissement.

La commande par modes glissants est réalisée de manière à contraindre l'état du système à atteindre puis d'y rester sur cette surface de glissement. Quand l'état du système est maintenu sur cette surface, le système est dit en régime glissant ou en mode de glissement.

Le but de ce chapitre est de présenter quelques concepts de base de la théorie des systèmes à structure variable et les modes glissants associés

## II.2 Généralités et structures de base de la commande par mode de glissement [6][9]

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on distingue trois configurations de base qui sont :

- La première correspond à un changement de structure par commutation d'une contre réaction d'état variable
- La deuxième est où la commutation se fait au niveau de l'organe de commande
- La troisième configuration change aussi la structure au niveau de l'organe de commande mais avec ajout de (la commande équivalente)

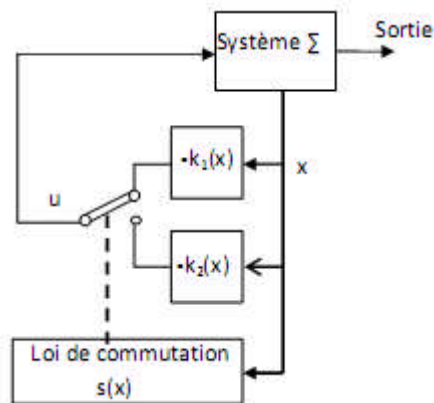
### II.2.1 Structure par commutation d'une contre réaction d'état

La configuration de la structure par commutation d'une contre réaction d'état est représenté sur la figure 2.1

Le vecteur d'état  $x$  est mis en contre réaction d'état et cela selon la position du commutateur, soit par  $-k_1$  soit par  $-k_2$ , et cela se fait à l'aide de la loi de commutation  $s(x)$

$$\begin{cases} u = -k_1^T(x) & \text{si } s(x) > 0 \\ u = -k_2^T(x) & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

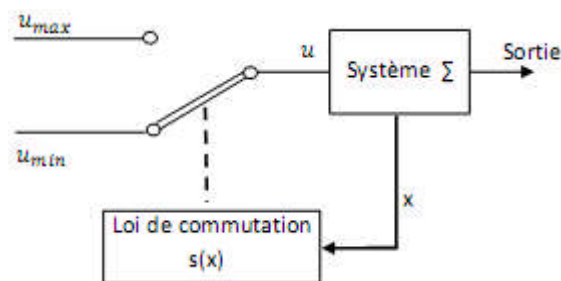
Le comportement dynamique du système  $\Sigma$  est déterminé par  $s(x)=0$



**Figure II.1** : structure de régulation par commutation d'une contre réaction d'état

### II.2.2 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure (2.2) :



**Figure II.2**: changement de structure par commutation au niveau de l'organe de commande

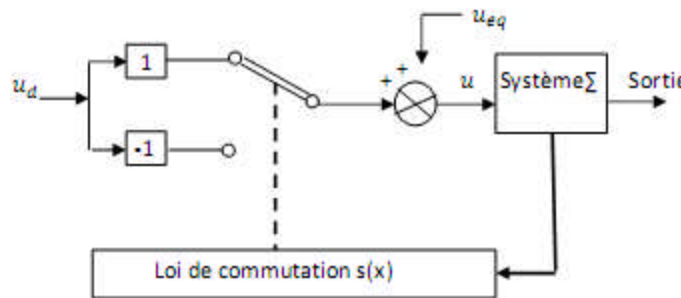
Dans ce cas la loi de commande est donnée par :

$$u = \begin{cases} u_{\max} & \text{si } s(x) > 0 \\ u_{\min} & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

La dynamique du système  $\Sigma$  en mode de glissement est donnée par  $s(x)=0$

### II.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente.

Le schéma de cette structure est représenté par la figure (2.3), l'ajout de la commande équivalente permet de pré-positionner le système dans un état désiré stable.



**Figure II.3:** changement de structure avec ajout de la commande équivalente

$u_d$  choisie d'une manière à satisfaire les conditions d'atteinte de la surface  $s(x)$ , et  $u_{eq}$  pour qu'il assure le maintien du système sur la surface.

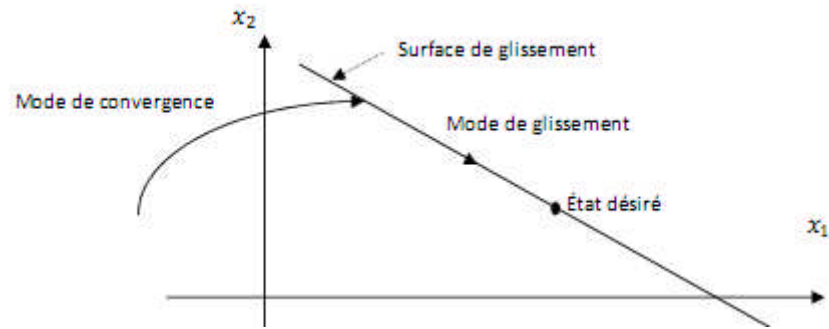
La loi de commutation est donnée par :

$$u = \begin{cases} u_{eq} + u_d & \text{si } s(x) > 0 \\ u_{eq} - u_d & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

et  $u = u_d + u_{eq}$

### II.3 Principe de la commande par modes glissants [7][8][9][10]

Le principe de la commande par mode glissant est de contraindre le système à atteindre la surface de glissement en fonction des objectifs de commande, cette commande se fait en deux étapes : la convergence vers la surface de glissement et ensuite le glissement autour d'elle jusqu'au point d'équilibre.



**Figure II.4** : différents mode de convergence pour la trajectoire d'état

### II.3.1 Conception de la commande par mode glissant

La conception de la commande par mode glissant peut être effectuée en trois étapes principales qui sont très dépendantes l'une à l'autre :

- Choix de la surface de glissement
- Le choix des conditions de convergence
- Détermination de la loi de commande

### II.3.2 Choix de la surface de glissement

Le système à réguler peut être défini par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (2.4)$$

$x \in \mathcal{R}^n$  : Vecteur d'état du système

$f(x)$ ,  $h(x)$ : sont des champs de vecteur suffisamment différentiables, définis sur  $X$ .

$u \in \mathcal{R}$ : commande du système

La surface de glissement peut être linéaire ou non linéaire, elle est construite d'une manière à ce que le système glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase.

La surface de discontinuité est donnée par l'expression suivante :

$$S = \{x \in X \text{ tq: } S(x, t) = 0\}$$

$s(x) = 0$  Sépare l'espace d'état en deux parties disjointes  $s(x) > 0$  et  $s(x) < 0$ .

Une des formes de la surface est une fonction de l'erreur :

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{n-1} e(x) \quad (2.5)$$

Avec :

$\lambda$  : est un gain positif

$n$  : est un degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande

$e(x) = x_d - x$  : représente l'écart entre la variable à régler et sa référence

Pour:

$$n = 1 \quad s(x) = e(x)$$

$$n = 2 \quad s(x) = \lambda e(x) + \dot{e}(x)$$

$$n = 3 \quad s(x) = \lambda^2 e(x) + 2\lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$$

$S(x)$  est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse  $e(x)$  tend vers zéro pour un choix correct du gain  $\lambda$ , ce qui est l'objectif de la commande, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder  $s(x) = 0$ . Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart  $e(x)$  tout en respectant la condition de convergence.

Cette linéarisation a pour objectif de forcer la dynamique de l'écart à être une dynamique de système linéaire autonome de degré relatif  $n$ .

L'équation générale de la linéarisation exacte de l'écart est donnée par la relation suivante :

$$e(x) + \lambda^{n-1} e^{n-1}(x) + \dots + \lambda_1 e^1(x) + \lambda_0 e(x) = 0 \quad (2.6)$$

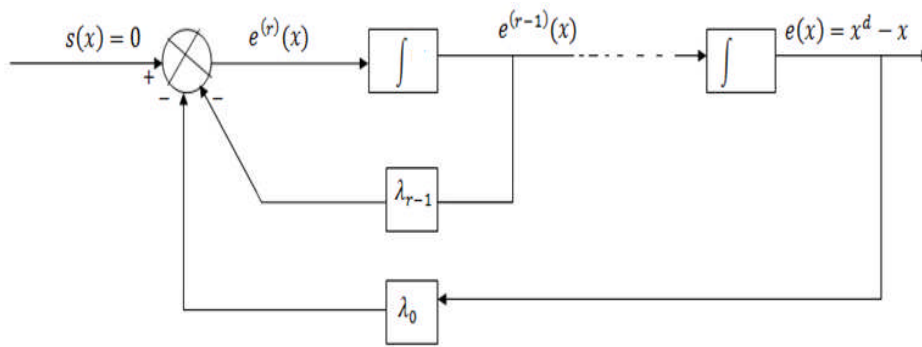


Figure II.5: linéarisation exacte de l'écart

Une autre équation de surface est donnée par :

$$s(x) = \sum_{i=1}^{i=n} c_i (x_i - x_{d(i)}) \quad (2.7)$$

Cette équation donnée sous forme de combinaison linéaire des variables d'états assure la convergence de ces variables  $x_i$  vers leurs références  $x_{d(i)}$  par un choix adéquat des coefficients  $c_i$ . [11]

### II.3.3 conditions de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence permettent aux dynamique du système de converger vers la surface de glissement et d' y rester indépendant de la perturbation, il y a deux considération pour assurer le mode de convergence

### II.3.4 Fonction directe de convergence

Pour assurer l'existence du mode glissant ou la surface de glissement est bien atteinte par le système, on a lors de la phase d'atteinte du mode de glissement  $S \neq 0$ , la condition suffisante de l'existence du mode de glissement est  $S = 0$ .

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{s} > 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{s} < 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

Cette condition peut être écrite de façon simplifiée :

$$s\dot{s} < 0$$

### II.3.5 fonction de lyapunov

La méthode de lyapunov permet de trouver une condition de glissement en prenant comme fonction de lyapunov :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (2.9)$$

La dérivée de V par rapport au temps nous donne une condition suffisante de glissement :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (2.10)$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S^2(x)$ , diminue tout le temps, obligeant la trajectoire du système à se diriger vers la surface de glissement par ses deux côtés

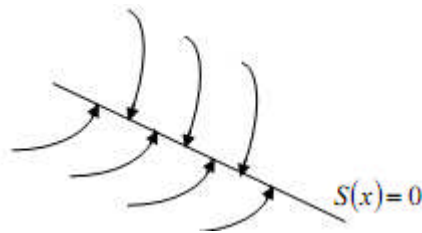


Figure II.6 : trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface

### II.3.6 Détermination de la loi de commande

Il existe plusieurs manières de choisir les paramètres pour définir une logique de commutation, la commande par contre réaction linéaire à gains commutés, la commande par relais, et la commande équivalente. Pour notre cas on a choisi celle de la commande équivalente.

Une fois la surface de glissement est choisie et la condition de convergence est vérifiée, on construit une loi de commande pour assurer l'attraction des trajectoires d'état vers la surface de glissement  $s(x) = 0$ .

La loi de commande est donnée comme suite :

$$u = u_{eq} + u_d \quad (2.11)$$

cette commande est la somme d'un terme de basse fréquence  $u_{eq}$  qui sert à maintenir l'état sur la surface de glissement  $S(x) = 0$ , et un terme de haute fréquence  $u_d$ , qui est une commande qui force les trajectoires d'état du système vers la surface de glissement.

La dérivée totale par rapport au temps de la surface est :

$$\dot{s} = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} \quad (2.12)$$

Et l'équation d'état est

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u_{eq} + g(x, t)u_d \quad (2.13)$$

Alors

$$\dot{s} = \frac{\partial S}{\partial X} [f(x, t) + g(x, t)u_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)u_d \quad (2.14)$$

### La commande équivalente :

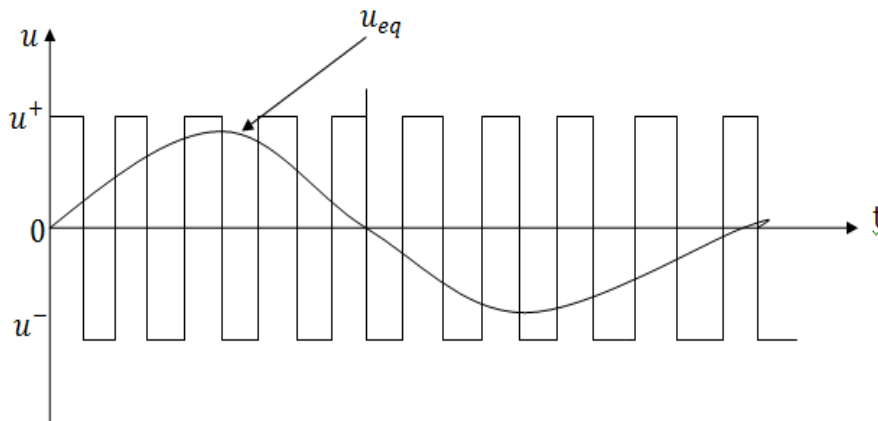
La commande équivalente est déterminée durant la phase de glissement car en régime permanent on a  $S(x) = 0$ , et par conséquent sa dérivée  $\dot{S}(x) = 0$ , et  $u_d = 0$ .

Alors :

$$U = u_{eq} = - \left( \frac{\partial S}{\partial X} g(x) \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial X} f(x) \quad (2.15)$$

La dynamique du système sur la surface de glissement par :

$$\dot{x} = f(x) - g(x) \left( \frac{\partial S}{\partial X} g(x) \right)^{-1} \left( \frac{\partial S}{\partial X} f(x) \right) \quad (2.16)$$



**Figure 2.8 :** la commande équivalente

Il faut que  $\frac{\partial S}{\partial x} g(x) \neq 0$ , pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie

### La commande discontinue :

Une fois  $u_{eq}$  est définie et pour maintenir la trajectoire d'état sur la surface de commutation et satisfaire la condition de convergence

On remplace l'expression de  $u_{eq}$  dans (2.8) on obtient :

$$u = - \left( \frac{\partial S}{\partial x} g(x) \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f(x) + u_d \quad (2.17)$$

On remplace l'expression de  $u$  dans l'expression de  $\dot{s}(x)$  on obtient :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \left( f(x) - g(x) \left( \frac{\partial S}{\partial x} g(x) \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f(x) + g(x) u_d \right) \quad (2.18)$$

la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{s}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) u_d \quad (2.19)$$

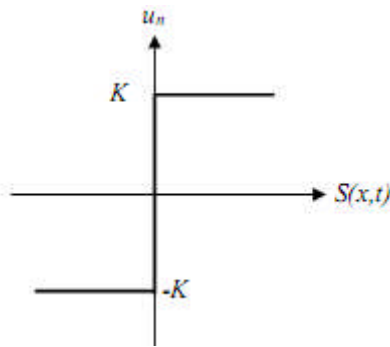
Afin de satisfaire la condition :  $s\dot{s} < 0$ , le signal de  $u_d$  doit être opposé à celle de :

$S(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)$ . la forme la plus simple qui est généralement utilisée est :

$u_d = k \text{sign}(s)$  où  $k$  est une constante positive et la fonction  $\text{sign}$  est :

$$\text{sign} = \begin{cases} +1 & \text{si } s > 0 \\ 0 & \text{si } s = 0 \\ -1 & \text{si } s < 0 \end{cases} \quad (2.20)$$

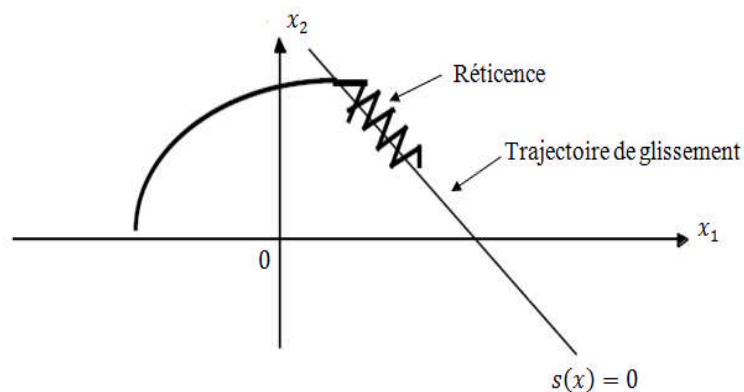
La fonction sign est représentée sur la figure suivante



**Figure II.9:** la fonction « sign » de  $u_d$

#### II.4 Phénomène de réticence (chattering)

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner un phénomène de broutement, appelé réticence ou « chattering » en anglais. Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement comme sur la figure suivante :



**Figure II.10:** le mode glissement avec réticence

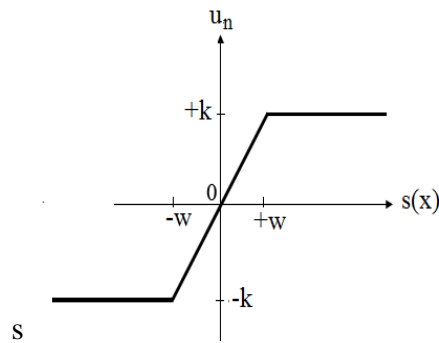
Les principales raisons à l'origine de ce phénomène sont les limitations des actionneurs ou les retards de commutation au niveau de la commande

Pour éliminer ou réduire ce phénomène, de nombreuses solutions ont été développées, parmi elles :

Remplacer la fonction  $signe(s(x))$  par la fonction saturation

$$sat\left(\frac{s}{w}\right) = \begin{cases} \frac{s}{w} & \text{si } |s| \leq w \\ k \text{sign}(s) & \text{si } |s| > w \end{cases} \quad (2.21)$$

représentée par la figure suivante :



**Figure II.11:** la fonction saturation

## II.5 Exemple d'application de la commande par mode de glissement [11]

On considère le système linéaire décrit par le modèle d'état suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} u \quad (2.22)$$

$$y = s(x) = [k_1 \ k_2] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Avec :

$x_1, x_2$ : Sont les variables d'état

$u$  : est la commande

$y$  : est la sortie du système

De la surface de glissement :

On définit la loi de commutation par :

$$s(x) = k_1 x_1 + k_2 x_2 \quad (2.24)$$

Avec :  $k_1$  et  $k_2$  sont des coefficients positifs

Avec  $k_2 = 1$

$$s(x) = k_1 x_1 + x_2 \quad (2.25)$$

En régime glissant :  $s(x) = \dot{s}(x) = 0$

On dérive  $s(x)$  on obtient :

$$\dot{s}(x) = k_1 \dot{x}_1 + \dot{x}_2 = 0 \quad (2.26)$$

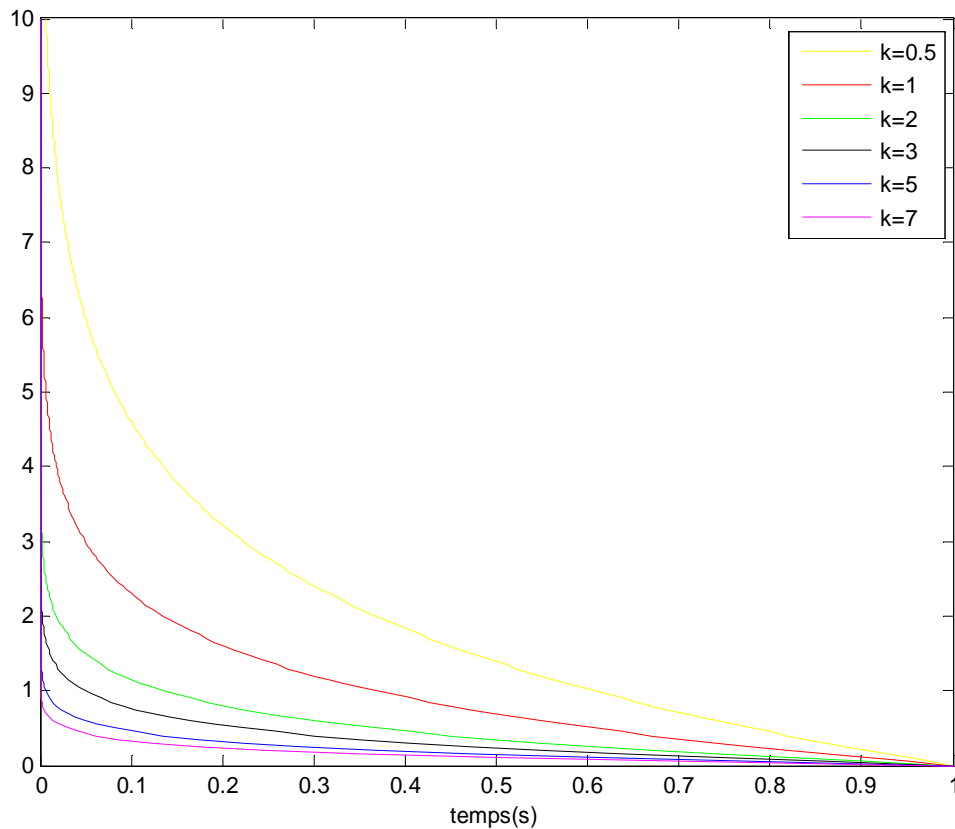
On remplace  $\dot{x}_1$  dans l'expression de  $\dot{s}(x)$  on trouve :

$$k_1 x_2 + \dot{x}_2 = 0 \Rightarrow x_2 = x_2(0) \exp(-k_1 t) \quad (2.27)$$

Pour que la trajectoire d'état  $x_2$  atteigne zéro il faut que  $k_1 > 0$

Pour une condition initiale  $x_2(0) = 1$

On trace la courbe de la variable d'état pour différentes valeurs de  $k_1$



**Figure II.12** : Courbe représentative de la fonction  $x_2 = \exp(-k_1 t)$

A partir de cette courbe, on fait le choix de  $k_1 = 2$

$$\text{Donc : } s(x) = 2x_1 + x_2$$

## II.5.1 Synthèse de la loi de commande :

### II.5.1.1 Commande équivalente :

$$\dot{s}(x) = k_1 \dot{x}_1 + k_2 \dot{x}_2 \quad (2.28)$$

On remplace  $\dot{x}_1$  et  $\dot{x}_2$  on trouve :

$$\dot{s}(x) = k_1 x_2 + k_2 (a_0 x_1 + a_1 x_2) + k_2 b \quad (2.29)$$

En mettant  $\dot{s}(x) = 0$  on trouve

$$u_{eq} = \frac{1}{k_2 b} (-k_1 x_2 - a_0 k_2 x_1 - a_1 k_2 x_2) \quad (2.30)$$

Avec  $u = u_{eq} + u_d$

$$u = u_d + \frac{1}{k_2 b} (-k_1 x_2 - a_0 k_2 x_1 - a_1 k_2 x_2) \quad (2.31)$$

On remplace dans  $u$  :

$$\text{On trouve la commande discontinue: } \dot{s}(x) = u_d = -k \operatorname{sign}(s(x)) \quad (2.32)$$

On remplace  $u$  par  $u_{eq}$  dans le modèle d'état (2.19)

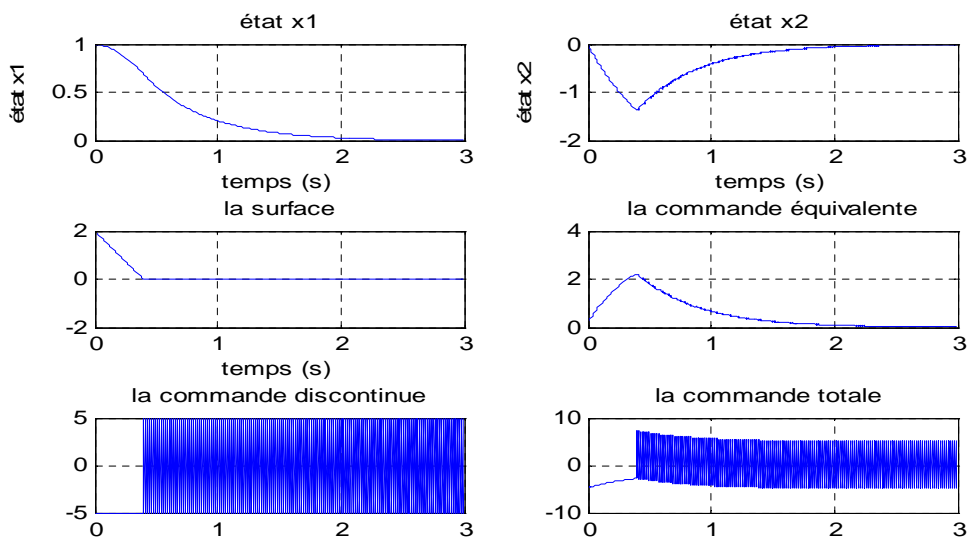
On obtient le modèle d'état du système en régime glissant :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & \frac{-k_1}{k_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

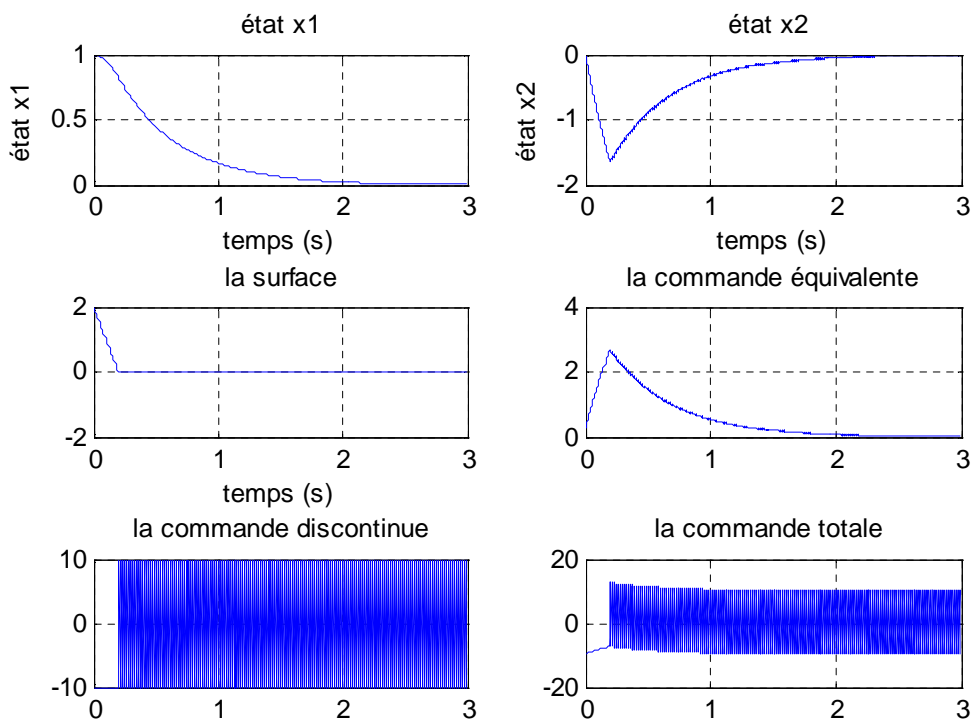
Ce modèle d'état indépendant de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir ce régime, sa matrice d'état a deux valeurs propres ( $\lambda_1 = 0, \lambda_2 = \frac{-k_1}{k_2}$ ), ce qui nous permet d'étudier l'évolution des variables d'état du système sur la surface de commutation.

### II.5.2 Résultats de simulation

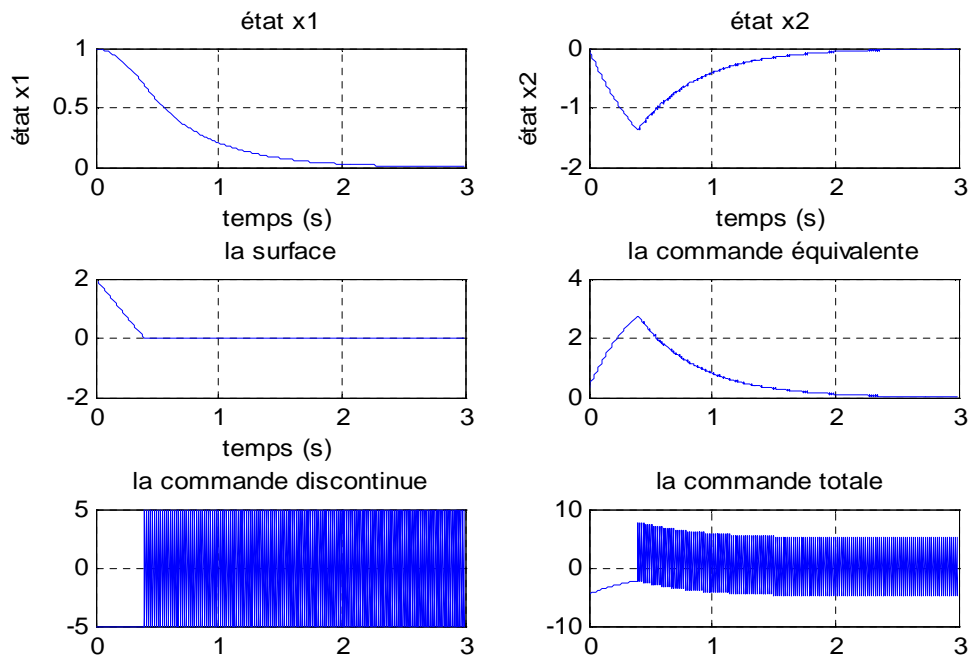
Les valeurs numériques des paramètres du système ( $a_0, a_1$  et  $b_1$ ) sont données respectivement : ( $-0.25, -0.5$  et  $1$ )



**Figure II.13.a:** réponse du système pour  $u = u_{eq} - k \text{signe}(s)$  et  $k_1 = 2, k_2 = 1, k = 5$



**Figure II.13.b:** réponse du système pour  $u = u_{eq} - k \text{signe}(s)$  et  $k_1 = 2, k_2 = 1, k = 10$



**Figure II.13.c** : réponse du système pour  $u = u_{eq} - k \text{signe}(s)$  et  $k_1 = 2, k_2 = 1, k = 5$  avec une incertitude paramétrique de  $-30\%$  sur  $a_0$  et  $a_1$

D'après les trois figures, on constate que le système se déplace de l'état initial vers la surface de glissement, et glisse sur elle jusqu'à atteindre le point d'équilibre et que le régime glissant est atteint après un certain temps dit temps de glissement égal à  $2\text{sec}$ , et même avec une variation paramétrique de  $30\%$  sur les paramètres  $a_0$  et  $a_1$ . On conclut que le système est insensible aux variations paramétriques. De la courbe de  $u_{eq}$  on vérifie la condition de convergence :  $u^- \leq u_{eq} \leq u^+$

**Conclusion**

Dans ce chapitre ,nous nous sommes intéressés à présenter les concepts de base de la commande des systèmes à structure variable et les modes glissants associés. Et que la loi de commande se réalise en trois étapes(choix de la surface de glissement, vérification des conditions d'existence et de convergence, calcul des grandeurs de commande) , la robustesse de la commande par mode de glissement a été bien mise en évidence pour un système sans retard, et c'est ce que on va utiliser comme correcteur dans le chapitre III

# **Chapitre III**

**PREDICTEUR DE SMITH**

**BASE SUR LA**

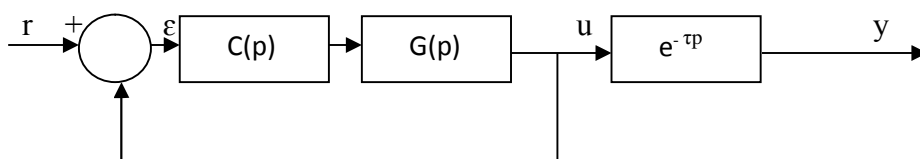
**COMMANDE PAR MODES**

**GLISSANTS**

## PREDICTEUR DE SMITH BASE SUR LA COMMANDE PAR MODES GLISSANTS

### III.1 Structure [3]

Le principe de commande par prédiction a été introduit pour la première fois par O.J.Smith à la fin des années 50. Cette méthode connue sous le nom de prédicteur de Smith dans la littérature a pour objectif la compensation de l'effet de retard dans la boucle de régulation. L'idée principale derrière ce prédicteur est la suivante : étant donné que l'on sait bien corriger des systèmes sans retard avec un correcteur PID traditionnel, pourquoi ne pas corriger le système avec retard ? On estimera ensuite la sortie en la retardant de la valeur du retard du système. Cette approche, très simple, conduit à la structure suivante :



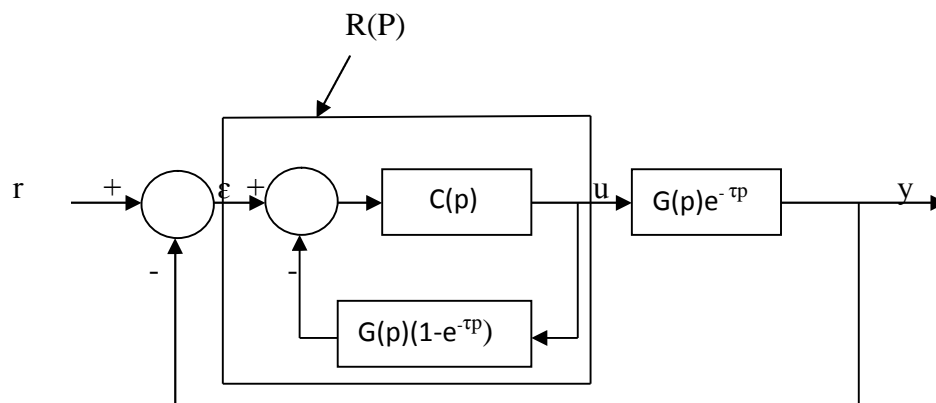
**Figure III.1:** structure du Prédicteur de Smith

$$H_{BF} = \frac{C.G}{1 + C.G} e^{-\tau P} = \frac{C.G}{1 + C.G(-CGe^{-\tau P} + CGe^{-\tau P})} e^{-\tau P} \quad (3.1)$$

$$= \frac{C.G}{1 + C.G(1 - e^{-\tau P}) + CGe^{-\tau P}} e^{-\tau P} \quad (3.2)$$

$$= \frac{\frac{C.G}{1 + C.G(1 - e^{-\tau P})} e^{-\tau P}}{1 + \frac{C.G}{1 + C.G(1 - e^{-\tau P})} e^{-\tau P}} \quad (3.3)$$

Ce résultat final est la fonction de transfert en BF de la figure suivante :



**Figure III.2:** structure du prédicteur de smith

**Remarque :**

Le correcteur simple C(P) est déterminé pour le système sans retard pur, puis, le retard pur est réintroduit dans le correcteur R(P).

**III.2 Prédicteur de Smith, Correcteur PID classique :**

On va à présent comparer les performances du Prédicteur de Smith classique avec le correcteur PID précédemment introduit. La fonction de transfert considérée est toujours la même : [3]

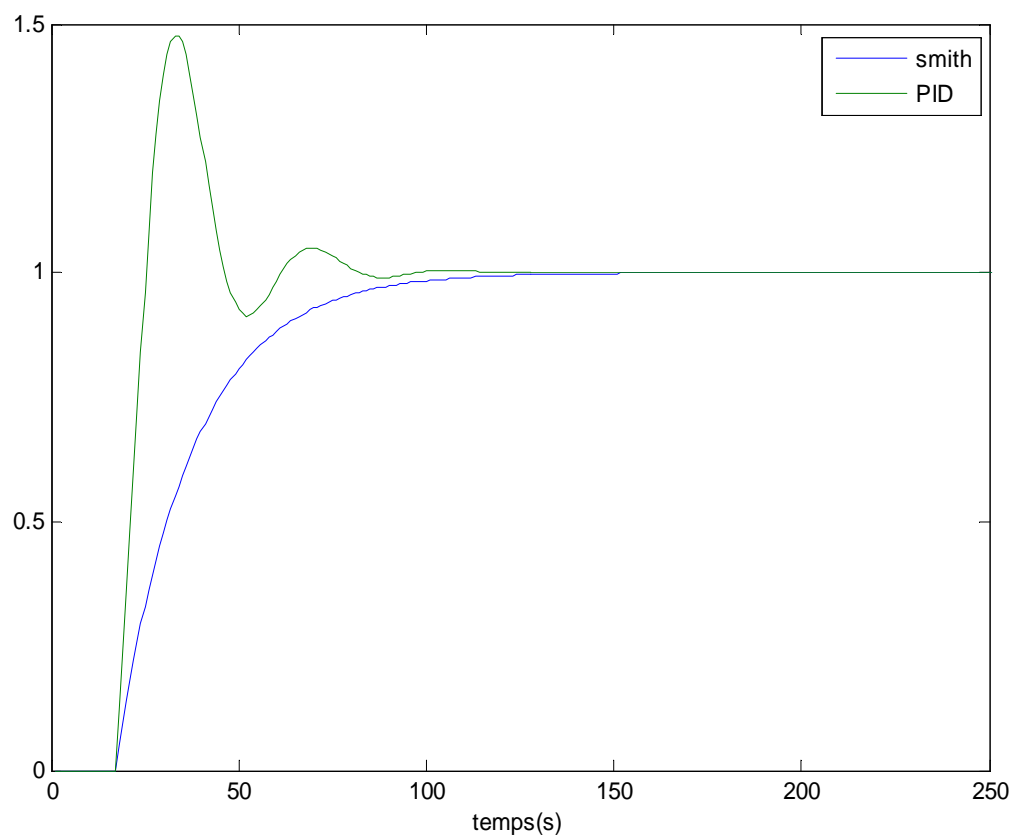
$$G(p) = \frac{1}{1 + TP} e^{-\tau p}$$

Ave  $\tau = 10$ ,  $T = 20$ sec

On a utilisé pour le Prédicteur de Smith un correcteur PI, avec  $K=1$ ,  $T_i=20$ , et on a gardé le même correcteur PID de l'exemple précédant avec  $\tau = 10$

---

**Remarque :** les paramètres du régulateur PI ont été pris du tableau(6).



**Figure III.3:** comparaison de la réponse à un échelon : pour le Prédicteur de Smith et le régulateur PID

On constate que la réponse indicielle du système corrigé par le Prédicteur de Smith est bien meilleure en termes de performances que le correcteur PID. Voyons à présent les effets d'une erreur de modèle sur le Prédicteur de Smith.

---

### III.2.1 Influence des erreurs de modèle

On suppose donc à présent que le système réel est toujours modélisé par sa fonction de transfert

$$H(p) = \frac{1}{1 + TP} e^{-\tau p}$$

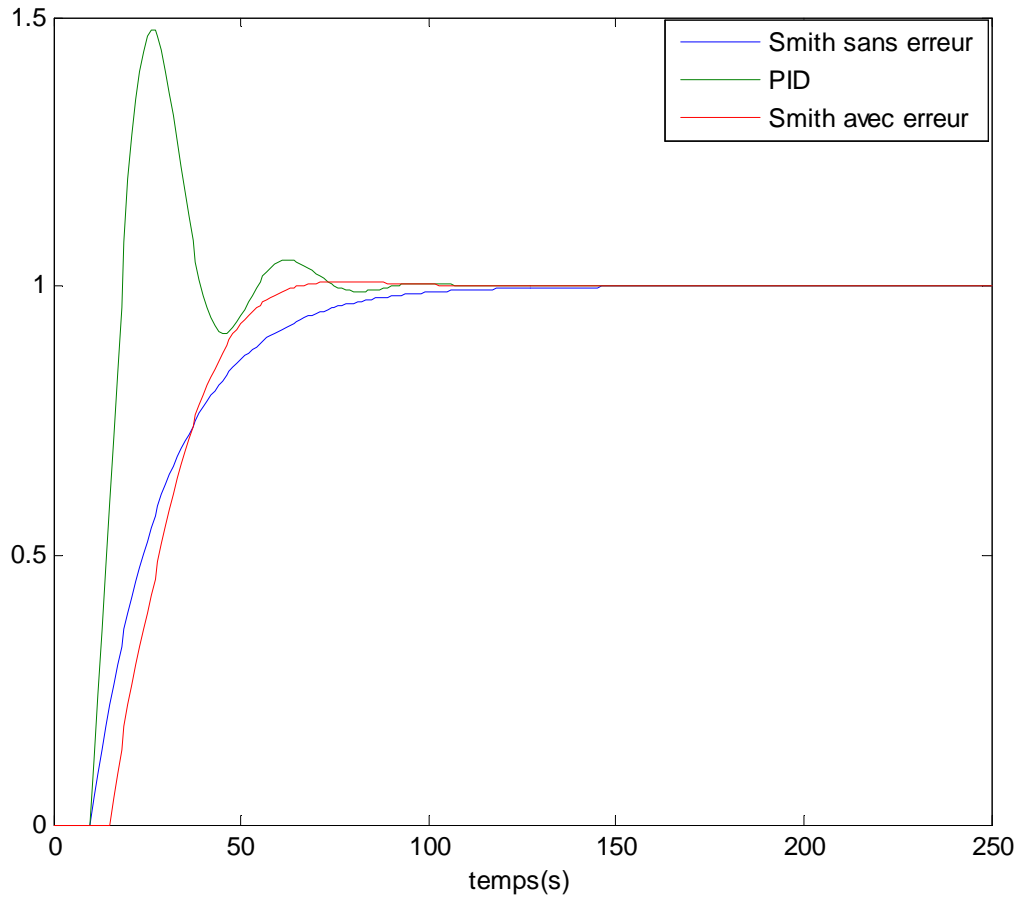
Cependant le modèle choisi pour la régulation sera maintenant

$$H_m(p) = \frac{1}{1+TP} e^{-\tau_m p}$$

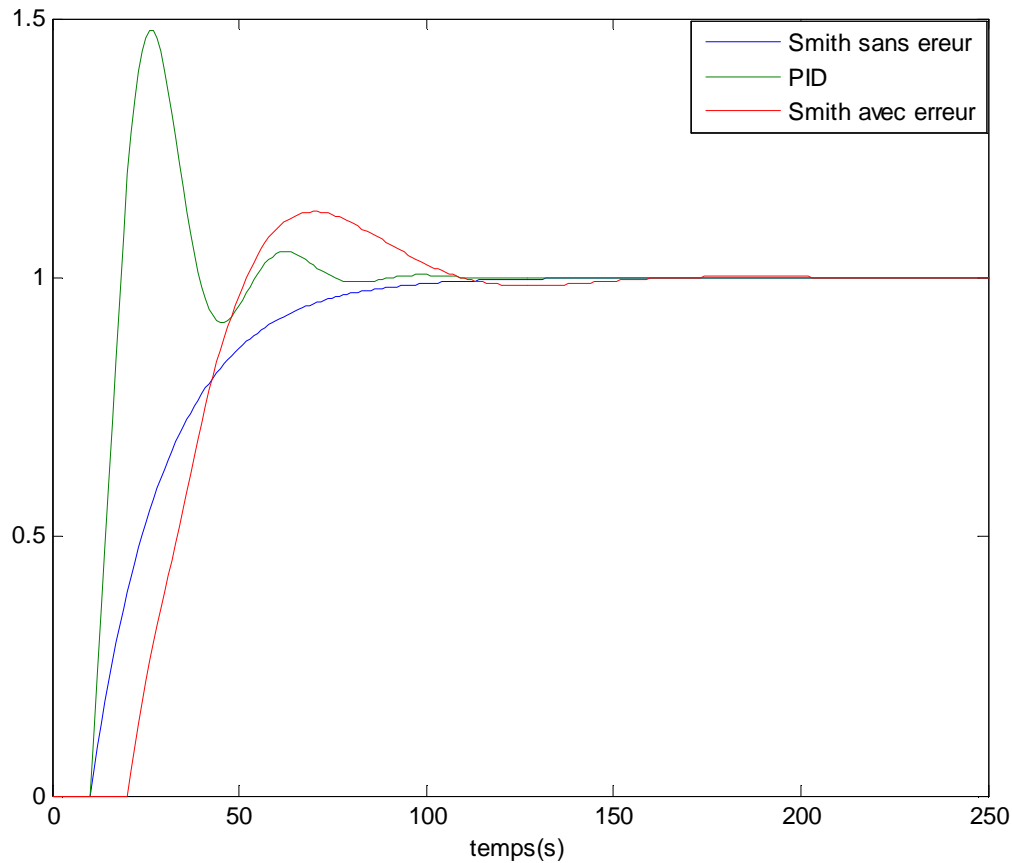
Voyons l'effet d'une erreur modèle sur la réponse à un échelon.

Pour la figure (3.4) :  $\tau_m=15$ , et  $T=20$ sec

Pour la figure (3.5) :  $\tau_m=20$ , et  $T=20$ sec



**Figure III.4 :** comparaison de la réponse à un échelon pour le Prédicteur de Smith sans erreur de modèle, avec erreur de modèle et le régulateur PID



**Figure III.5** : comparaison de la réponse à un échelon pour le Prédicteur de Smith sans erreur de modèle, avec erreur de modèle et le régulateur PID

D'après la figure (III.4) On constate que malgré une erreur sur la valeur  $\tau_m$ , le prédicteur de Smith est relativement robuste et on obtient un comportement en sortie encore acceptable, mais sur la figure (III.4) avec une valeur  $\tau_m$  importante, on voit apparition d'un dépassement et d'oscillations sur la réponse.

Notons que pour les systèmes possédant des intégrateurs, les erreurs de modélisation (variation de paramètres) influencent fortement le résultat.

### III.3 Prédicteur de Smith basé sur la commande par mode glissant [11]

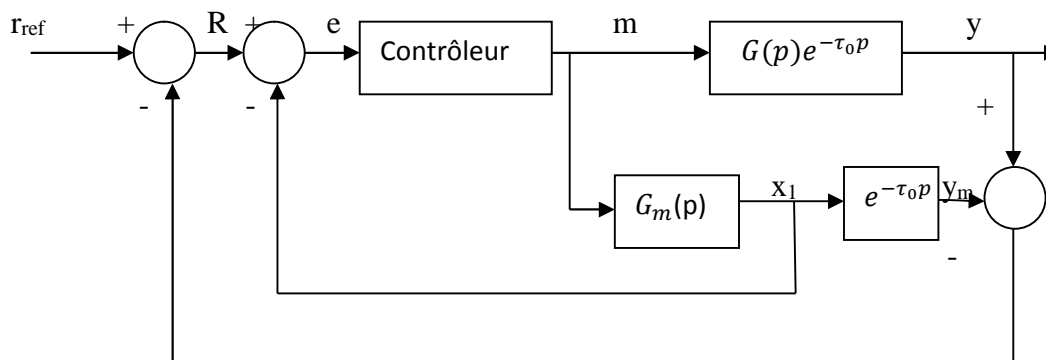
Le Prédicteur de Smith (SP) ou le compensateur du retard, comme aussi connu, a de nombreux points faibles, notamment l'instabilité possible et faibles performances sous les erreurs de modélisation, et aux perturbations extérieures. En outre, la structure originale de SP ne peut pas rejeter les perturbations de charge constante pour les processus avec l'intégration. Pour surmonter cet obstacle de nombreuses variantes de SP ont été proposés.

La méthode de la commande par mode glissant est une procédure simple pour développer une commande pour des processus linéaires et non linéaires. La conception d'un dispositif de commande de mode de glissement dépend du modèle de processus et du nombre de paramètres de réglage est proportionnelle à l'ordre du modèle. Camacho et Smith [11] ont développés une méthode simple et pratique pour la conception d'un régulateur mode glissant basé sur un modèle simplifié du processus réel.

Le Prédicteur de Smith fonctionne bien pour éliminer le temps mort et SMCr est un contrôleur robuste. Il est souhaitable de les combiner en une seule structure de contrôle qui préserve les qualités des deux techniques et d'améliorer les performances du Prédicteur Smith.

### III.4 Prédicteur de Smith basé sur la commande par mode glissant pour des processus avec intégrateurs

Le Prédicteur de Smith basé sur la commande par mode glissant (SPSMCr) utilise l'architecture standard du Prédicteur de Smith avec le contrôleur qui est un contrôleur par mode glissant comme le montre la figure suivante: [11]



**Figure III.5:** le Prédicteur de Smith basé sur les modes glissants

On développe le (SPSMCr), pour un processus du premier ordre à retard avec intégrateur.

Sa fonction de transfert est :

$$G_p(p) = G(p)e^{-tP} = \frac{K}{P(TP + 1)} e^{\tau - P} \quad [11] \quad (3.4)$$

La fonction de transfert du modèle sans retard est :

$$G_m(p) = \frac{X_1(p)}{M(p)} = \frac{K_m}{P(T_m P + 1)} \quad (3.5)$$

Où :  $K_m$  est le gain, et  $T_m$  est la constante du temps.

Le terme du retard est isolé puisque on utilise la structure du Prédicteur de Smith.

La transformation en équation différentielle de l'équation (3.5) :

$$T_m \frac{d^2 X_1(t)}{dt^2} + \frac{dX_1(t)}{dt} = K_m M(t) \quad (3.6)$$

⇒

$$\frac{d^2 X_1(t)}{dt^2} = \frac{1}{T_m} \left[ K_m M(t) - \frac{dX_1(t)}{dt} \right] \quad (3.7)$$

La surface de glissement est choisie comme suite :

$$S(t) = \frac{de(t)}{dt} + \lambda_1 e(t) + \lambda_0 \int_0^t e(t) dt \quad (3.8)$$

Cette équation représente une surface PID,  $\lambda_1$  et  $\lambda_0$  peuvent être choisis indépendamment

Calcul de la commande équivalente.

$$\frac{dS(t)}{dt} = \frac{d^2e(t)}{dt^2} + \lambda_1 \frac{de(t)}{dt} + \lambda_0 e(t) = 0 \quad (3.9)$$

On a  $e(t) = R(t) - X_1(t)$

$$\frac{d^2R(t)}{dt^2} - \frac{d^2X_1(t)}{dt^2} + \lambda_1 \frac{dR(t)}{dt} - \lambda_1 \frac{dX_1(t)}{dt} + \lambda_0 e(t) = 0 \quad (3.10)$$

Puisque  $R(t)$  est une constante :

$$\frac{d^2X_1(t)}{dt^2} = -\lambda_1 \frac{dX_1(t)}{dt} + \lambda_0 e(t) = 0 \quad (3.11)$$

L'équation (3.7) dans (3.11) :

$$-\lambda_1 \frac{dX_1(t)}{dt} + \lambda_0 e(t) = \frac{1}{T_m} \left[ K_m M(t) - \frac{dX_1(t)}{dt} \right] \quad (3.12)$$

La partie continue du correcteur est :

$$M_c(t) = \frac{1}{K_m} \left[ (1 - T_m \lambda_1) \frac{dX_1(t)}{dt} + T_m \lambda_0 e(t) \right] \quad (3.13)$$

La commande discontinue est :

$$U_d = -k \operatorname{sign}(s(x))$$

Alors, la commande totale est :

$$M(t) = \frac{1}{K_m} \left[ (1 - T_m \lambda_1) \frac{dX_1(t)}{dt} + T_m \lambda_0 e(t) \right] - k \operatorname{sign}(s(x)) \quad (3.14)$$

Avec

$$S(t) = \operatorname{sign} \left[ -\frac{dX_1(t)}{dt} + \lambda_1 e(t) + \lambda_0 \int_0^t e(t) dt \right] \quad (3.15)$$

**Exemple illustratif:**

On considère le système de premier ordre à retard avec intégrateur de fonction de transfert suivante :

$$G(p) = \frac{1}{P(3P + 1)} e^{-6P}$$

Avec les paramètres suivants :

Après le calcul on a :

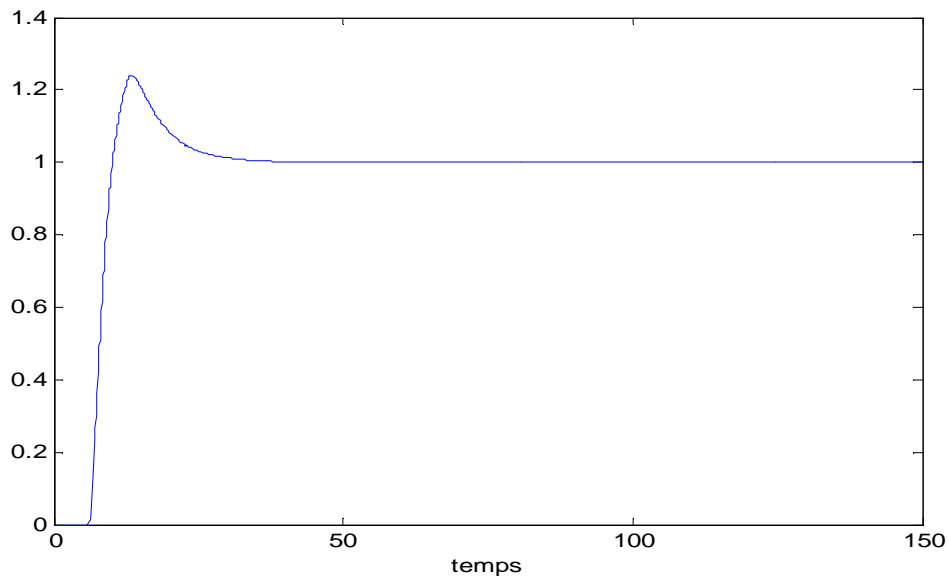
$$\lambda_1 = 1.33$$

$$\lambda_0 = 0.222$$

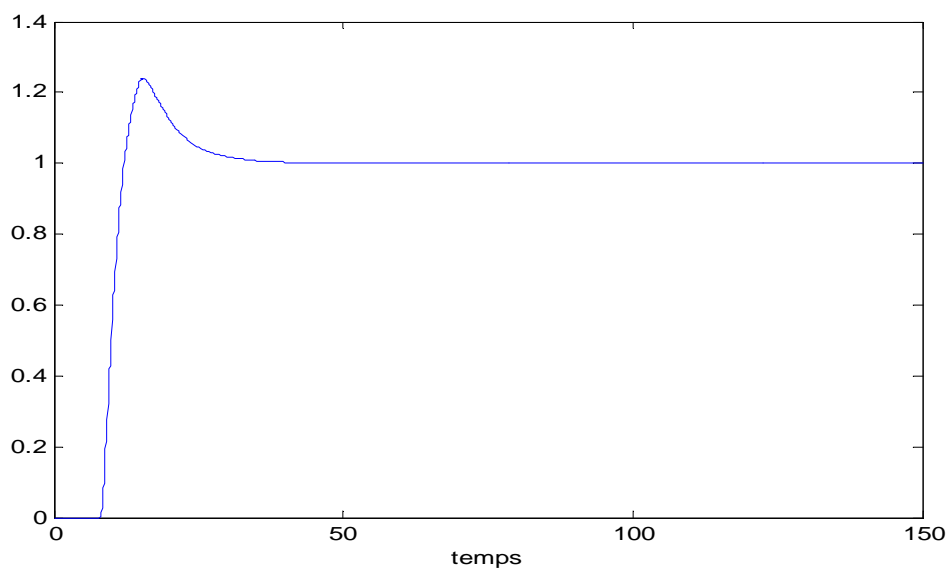
$$K = 0.443$$

Et Avec :  $\tau = 6$  et  $T = 3$

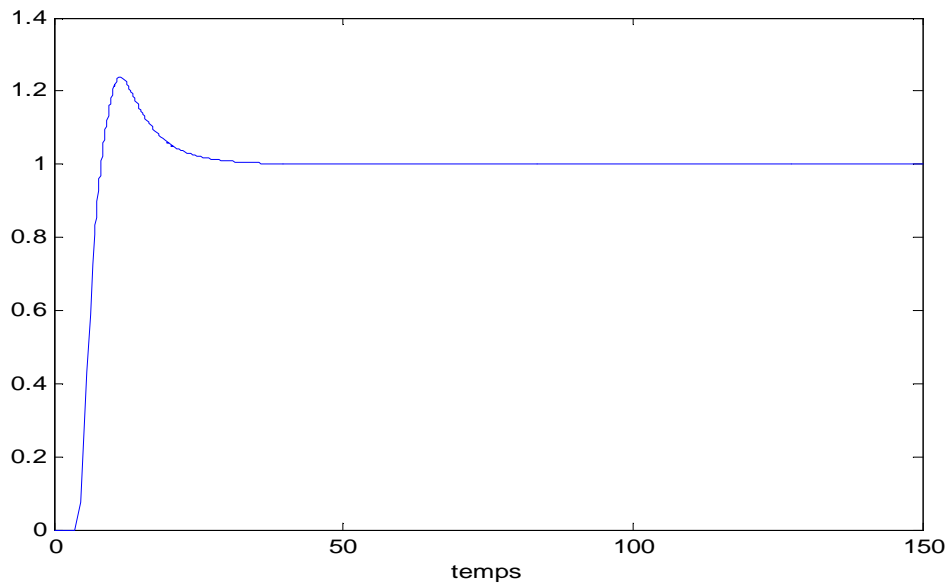
Les représentations des simulations sont présentées sur les figures (III.6), (III.7), (III.8), (III.9), (III.10) et (III.11).



**Figure III.6:** Predicteur de Smith basé sur la commande par mode glissant,  
Avec,  $\tau = 6$ , et  $T = 3$

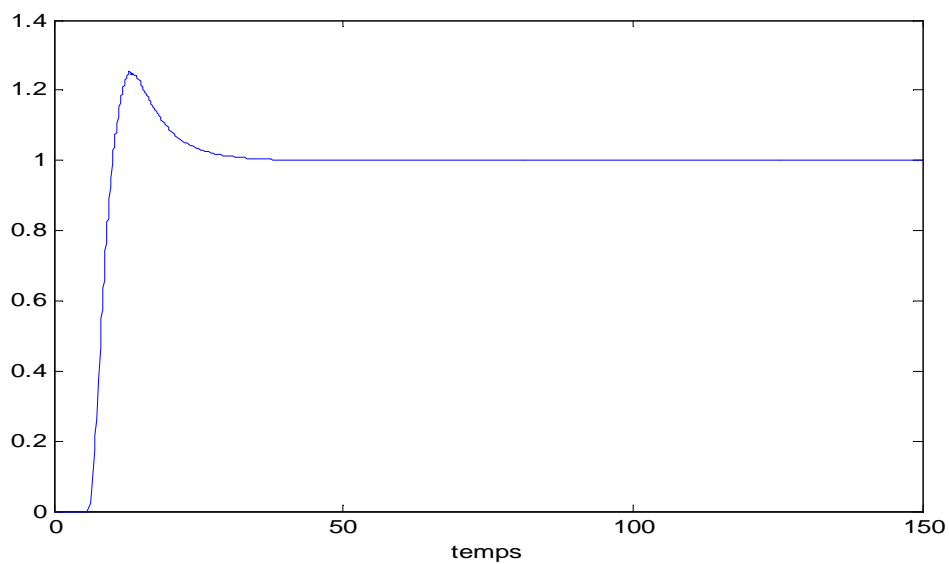


**Figure III.7:** Predicteur de Smith basé sur la commande par mode glissant,  
Avec,  $\tau = 8$ , et  $T = 3$



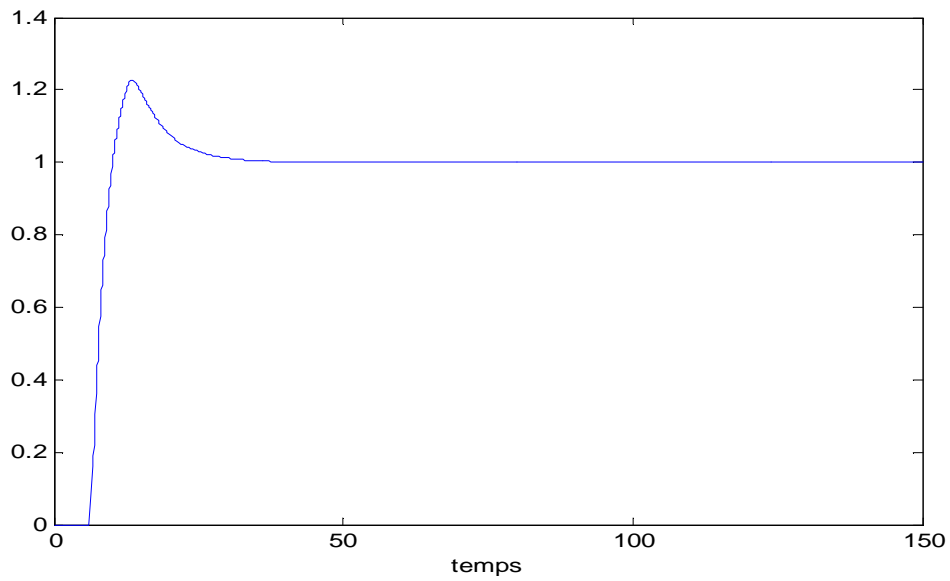
**Figure III.8:** Predicteur de Smith basé sur la commande par mode glissant,

Avec,  $\tau = 4$ , et  $T = 3$



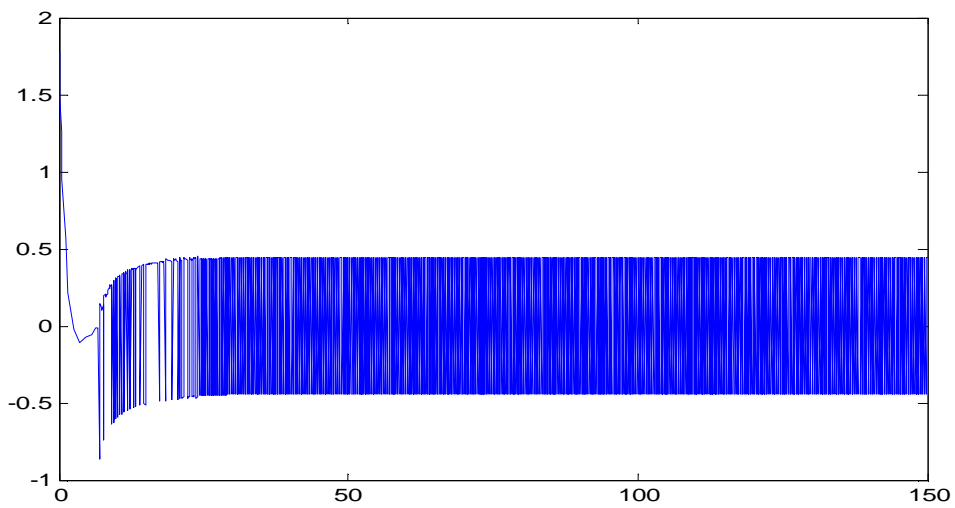
**Figure III.9:** Predicteur de Smith basé sur la commande par mode glissant,

Avec :  $\tau = 6$ , et  $T = 4$



**Figure III.10:** Predicteur de Smith basé sur la commande par mode glissant,

Avec :  $\tau = 6$ , et  $T = 2$



**Figure III.11 :** la commande  $U_{cq}+U_d$

---

A partir des deux figures (III.6), (III.7), (III.8), (III.9), (III.10) la réponse du système est presque identique, pour cela on constate que la commande est robuste vis-à-vis des variations de paramètres du système.

### **Conclusion**

Dans ce chapitre on a vu dans un premier temps l'intérêt et le rôle de la commande par prédicteur de Smith et son avantage par rapport à un correcteur PID classique pour un système à retard où le rapport  $\tau/T$  est important, mais il ne donne pas de bonnes performances quand il s'agit d'un système instable en boucle ouverte, et pour résoudre cette contrainte on utilise le Prédicteur de Smith basé sur la commande par mode glissant qui consiste à garder l'architecture du Predicteur de Smith et d'utiliser le correcteur par mode glissant qui est connu par sa robustesse

## Conclusion générale

### **Conclusion générale**

Dans ce mémoire nous nous sommes intéressés la synthèse d'une loi de commande pour des systèmes ayant une intégration et un retard. Pour cela nous avons étudié le régulateur Prédictif de Smith connu pour compenser le retard, à qui nous avons associé un régulateur mode glissant connu lui aussi par sa robustesse vis-à-vis des variations de paramètres du système et les perturbations extérieures.

Le premier chapitre a été consacré sur des rappels de base concernant les correcteurs classiques et les méthodes de synthèse de la loi de commande, et on a montré ses inconvénients quand il s'agit de corriger un système à retard important.

Dans le second chapitre, on a rappelé les notions de base de la théorie des systèmes à structure variable et les modes glissants pour des systèmes sans retard.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté le prédictif de Smith associé à un correcteur par modes glissants.

Des simulations ont été effectuées dans le logiciel MATLAB sur un système à retard et les résultats obtenus nous ont permis de mettre en valeur la méthode utilisée.

### **Perspective :**

Comme perspective, il sera intéressant d'étudier le rejet de perturbations extérieures sur le système.

## **Bibliographie**

- [1] Jean-marie Flans, la régulation industrielle, Hermes Science Publication, Paris,1994
- [2] René Husson, Méthodes de commandes des machines électriques, Hermes Science Publication, Paris, 2003
- [3] Julien FLAMANT-Julien.flamant@ ens-cachan.fr limites du correcteur PID pour les systèmes à retard. Prédicteur de smith (cours)
- [4] Eric Magarotto cours de Régulation, IUT Caen-département Génie chimique et procédés 2004
- [5] Benabdi Sofiane et SaoudiAbd Erraouf, Optimisation d'un régulateur PID par les colonies de fourmis Artificielles(ACO), Mémoire MASTER Université Biskra 2012
- [6] A.SI Ammour, contribution à la commande par mode glissant d'ordre fractionnaire, thèse doctorat , UMMTO, 2011
- [7] M.SAOUDI, contrôle par mode glissant d'ordre deux de la machine asynchrone, mémoire magister, université de biskra ,2014
- [8] S.REZGUI, modélisation et commande des machines électrique, mémoire de magister, université de constantine, 2009
- [9] M.KERCHA , commande par mode glissant d'un moteur pas à pas à aimant permanent, mémoire de magister, université de batna, 2005
- [10] I.DEGHBOUDJ, commande des systèmes non linéaires par mode glissant d'ordre supérieur, université de constantine, 2013
- [11] N. KAHIL et .T.CHEKARI Commande par Modes Glissants d'ordre Fractionnaire d'un Convertisseur DC/DC UMMTO 2011
- [11] Oscar Camacho, Smith predictor Based-Sliding mode controller for integrating process with elevated Deadtime Université de los Andes, Mérida 5101.Venezuela,mai 2004
- [12] Institut d'Automatisation Industrielle, Systemes électroniques, chapitre 7, Haut Ecole Spécialisée de suisse Occidentale
- [13] IUTcaen-Departement génie Chimique et Procédés,Cours de régulation,22septembre 2004,Université de caen