

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D' INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

## Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : **Machines électriques**

*Présenté par*

**Sofiane BERKANE**

**Fetta SAAD**

Thème

# Implémentation de la commande en position de la machine à courant continu Approche Transfert

*Mémoire soutenu publiquement le 21 / 09 / 2015 devant le jury composé de :*

**M Salah HADDAD**

Professeur, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Président

**M Rachid MANSOURI**

Professeur, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Encadreur

**M Malika IMADOUCHE Ep. DJAOUD**

Maître Assistante A, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Examineur

**M Ouiza TOUDERT Ep. MANSOURI**

Maître Assistante A, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Examineur

# *Remerciements*

# *Remerciements*

*Une pensée pieuse à Dieu qui a éclairé notre chemin et mené vers la concrétisation de ce modeste travail.*

*Nous tenons à remercier notre promoteur Monsieur R. Mansouri pour sa disponibilité, son aide précieuse et de nous avoir fait profiter de sa rigueur scientifique, de son expérience et de nous avoir encouragés tout au long de ce travail.*

*Nous exprimons notre sincère gratitude à Mademoiselle G. Ouadfel et Mr. Si brahim qui nous ont fournis une aide précieuse et une collaboration renforcée.*

*Nous remercier également Mr Birouche et Mr Moudoud qui nous ont toujours accueillis avec beaucoup de gentillesse et de patience.*

*Nous remercier également à toute les personnes qui nous ont soutenus et encouragés pour aller au bout de ce travail, en particulier nos familles et nos amis.*

*Nos remerciements s'adressent aussi aux membres de jury qui nous ont fait l'honneur de juger ce modeste travail.*

*Enfin, nous remercier les plus sincères à tous ceux, qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce mémoire.*

*BERKANE Sofiane*

*SAAD Fetta*

# *Sommaire*

# Sommaire

<b>Introduction générale.....</b>	<b>1</b>
-----------------------------------	----------

## **Chapitre I : Généralités sur les systèmes asservis**

<b>Introduction.....</b>	<b>3</b>
<b>I-1 Système de commande en boucle ouverte et en boucle fermée.....</b>	<b>3</b>
I.1.1 Système de commande en boucle ouverte .....	3
I.1.2 Système de commande en boucle fermée.....	4
<b>I.2 Représentation des systèmes linéaires.....</b>	<b>6</b>
<b>I.3 Précision et Stabilité des systèmes asservis.....</b>	<b>7</b>
I.3.1 Précision .....	7
I.3.2 Stabilité .....	8
<b>I.4 Influence des perturbations.....</b>	<b>8</b>
<b>Conclusion .....</b>	<b>10</b>

## **Chapitre II. Modélisation du moteur à courant continu**

<b>Introduction.....</b>	<b>11</b>
<b>II .1 Généralités sur la machine à courant continu.....</b>	<b>11</b>
<b>II.2 Principe de fonctionnement.....</b>	<b>12</b>
<b>II.3 Modélisation d'un moteur à courant continu à excitation séparée.....</b>	<b>12</b>
II.3.1 Fonction de transfert du moteur .....	14
<b>II.4 Simulation de la machine à courant continu à excitation séparée .....</b>	<b>18</b>
<b>Conclusion .....</b>	<b>19</b>

## **Chapitre III : Commande PID d'un moteur électrique à courant continu**

<b>III.1 Généralité sur le régulateur PID.....</b>	<b>20</b>
<b>Introduction.....</b>	<b>20</b>
III.1.1 Commande PID en régulation de vitesse et de position .....	21
III.1.1.1 Cas d'un correcteur Proportionnelle .....	21
III.1.1.2 Cas d'une commande proportionnelle-Intégrale.....	23
III.1.1.3 Cas d'une commande proportionnelle-Intégrale-Dérivée.....	24
<b>III.2 Principe et calcul d'un régulateur en utilisant la commande par modèle interne...26</b>	
III.2.1 Principe de la Commande par modèle interne.....	26
<b>III.2.2.Méthodologie de synthèse du régulateur .....</b>	<b>27</b>
<b>III.3 Application à la commande en position de la MCC .....</b>	<b>29</b>
<b>III.4 Simulation de la MCC avec un régulateur .....</b>	<b>30</b>
<b>III.5 Calcul du régulateur de position et de courant.....</b>	<b>33</b>
<b>III.6 Résultats de simulation.....</b>	<b>36</b>
<b>Conclusion.....</b>	<b>38</b>

## **Chapitre VI : Application sur le pendule inversé**

<b>Introduction.....</b>	<b>39</b>
<b>VI.1 Présentation du pendule inversé.....</b>	<b>40</b>
VI.1.1 Constituants du dispositif.....	40
VI.1.2 Description de la maquette.....	40
VI.1.3 Dispositif de commande.....	40
<b>IV.2 présentation du dispositif de contrôle de commande.....</b>	<b>41</b>
IV.1.2.1 Armoire de commande .....	41
IV.1.3.2 L'adaptateur (SCSI) .....	42
IV.1.3.3 Carte d'acquisition : ADVANTECH PCI 1711 (pci1711).....	42

IV.1.3.4 Environnement et Développement .....	43
<b>IV.3 Commande par PI en temps réel de la position du chariot.....</b>	<b>45</b>
<b>IV.4 Résultats expérimentaux.....</b>	<b>48</b>
<b>Conclusion.....</b>	<b>51</b>
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>52</b>
<b>Références bibliographies</b>	
<b>Annexe</b>	

# *Glossaire*

# Glossaire

$S(p)$  : grandeur réglée (sortie)

$R(p)$  : grandeur régnante (entrée)

$G(p)$  : fonction de transfert

$N(p)$  : Numérateur de la fonction de transfert

$D(p)$  : Dénominateur de la fonction de transfert

$q(p)$  : perturbation

$C(p)$  : contrôleur

$\varepsilon(p)$  : Signal d'erreur

$H_{bf}(p)$  : fonction de transfert en boucle fermée

$U(p)$  : grandeur de commande

$v_a(t)$  : Tension d'induit

$v_f(t)$  : Tension de l'inducteur

$e(t)$  : Force contre électromotrice

$\varphi_a(t)$  : flux dans l'induit

$\varphi_f(t)$  : flux dans l'inducteur

$R_a$  : Résistance d'induit

$R_f$  : résistance de l'inducteur

$L_a$  : Inductance d'induit

$L_f$  : inductance de l'inducteur

$C_r$  : Couple résistant

$C_u$  : Couple utile

$\mathbf{i}_a(\mathbf{t})$  : courant d'induit

$\mathbf{i}_f(\mathbf{t})$  : courant de l'inducteur

$\mathbf{f}$  : coefficient de frottement visqueux

$\boldsymbol{\omega}(\mathbf{t})$  : Vitesse de rotation du rotor

$\boldsymbol{\theta}(\mathbf{p})$  : Position

$\mathbf{J}$  : Moment d'inertie de l'axe du rotor

$\mathbf{K}$  : Constante de couple

$\mathbf{C}_{em}$  : Couple électromagnétique

$\mathbf{K}_p$ : gain d'action proportionnelle.

$\mathbf{K}_i$ : gain d'action intégrale.

$\mathbf{K}_d$ : gain d'action dérivée

$\mathbf{P}$  : Correcteur proportionnel

$\mathbf{PI}$  : Correcteur proportionnel intégral

$\mathbf{PID}$  : Correcteur proportionnel intégral dérivé

$\mathbf{T}_i$ : constante d'intégration

$\mathbf{T}_d$ : constante de dérivation

$\mathbf{M}_{ra}$  : Inductance mutuelle entre l'induit et l'inducteur

*Liste des  
figures*

# Liste des figures

*Figure I.1 : Schéma bloc d'un système de commande en boucle ouverte*

*Figure I.2 : Schéma bloc d'un système de commande en boucle fermée*

*Figure I.3 : Schéma bloc d'un asservissement avec une perturbation*

*Figure II.1 : Schéma d'un moteur à courant continu*

*Figure II.2 : Schéma équivalent d'un moteur à courant continu à excitation indépendant*

*Figure II.3 : Schéma fonctionnel du moteur à courant continu*

*Figure II.4 : Schéma fonctionnel de la MCC commandée par l'induit*

*Figure II.5 : Evolution des grandeurs de la machine (position, vitesse et courant)*

*Figure III.1 : Les différentes structures de régulateur PID*

*Figure III.2 : Schéma bloc d'un système de commande avec correcteur (Boucle fermée)*

*Figure III.3 : Schéma bloc du correcteur PID en régulation de position*

*Figure. III.4 : Réponse indicielle de la sortie à l'aide d'un régulateur proportionnelle*

*Figure. III.5 : Réponse indicielle de la sortie à l'aide d'un régulateur PI*

*Figure. III.6 : Réponse indicielle de la sortie à l'aide d'un régulateur PID*

*Figure III.7 : Structure d'une régulation à modèle interne*

*Figure III.8 : Réponse indicielle de position*

*Figure III.9 : Réponse indicielle de la vitesse*

*Figure III.10 : Evolution du courant d'induit*

*Figure III.11 : Schéma fonctionnel de la boucle en régulation de courant*

*Figure III.12 : Schéma fonctionnel de la boucle en régulation de position*

*Figure III.13 : Evolutions des grandeurs du moteur (position, courant et courant )*

**Figure III.14:** Evolution du courant Iref

**Figure IV.1 :** Synoptique de banc d'essais du pendule inversé

**Figure IV.2 :** Diagramme de connexion du dispositif de contrôle et de commande

**Figure IV.3:** Système de contrôle du pendule

**Figure IV.4 :** Etablir un modèle

**Figure IV.5 :** Commande de position en temps réel du chariot

**Figure IV.6 :** Commande et position du chariot en fonction de temps (sans perturbation)

**Figure IV.6 :** Commande et position du chariot en fonction de temps (Avec perturbation)

# Introduction générale

# *Introduction générale*

La technologie moderne a permis le développement des sciences tout en imposant l'exploration de domaines théoriques de plus en plus complexes. Parmi ces sciences, en pleine expansion et intégrant rapidement l'apport des technologies modernes, on compte l'automatique. Le substantif « automatique » a été utilisé pour la première fois en 1915 dans un article « Essai sur l'Automatique » publié dans une revue scientifique. [1]

De nos jours, l'automatique fait partie des sciences de l'ingénieur. Cette discipline traite de la modélisation, de l'analyse, de la commande et de la régulation des systèmes dynamiques. Elle a pour fondements théoriques les mathématiques, la théorie du signal et l'informatique théorique. L'automatique permet l'automatisation de différentes tâches de fonctionnement des machines et des chaînes industrielles, on parle alors des systèmes asservis ou régulés.[3]

L'étape de la modélisation est très importante. Il s'agit de la description mathématique du système à l'aide d'équations différentielles ou des fonctions de transferts, mettant en évidence le comportement statique et dynamique et d'éventuels phénomènes non linéaires. Dans la plupart des processus industriels, en particulier les moteurs électriques, il est indispensable de maîtriser certaines grandeurs physiques (vitesse, position, angle...etc.), il est donc très souvent nécessaire d'avoir recours à une commande. Parmi les domaines d'application de cette théorie, l'automatique prend une place privilégiée.

Une multitude d'actionneurs de différents types sont à notre disposition. Chaque type d'actionneur possède ses caractéristiques propres qui permettent de l'adapter à une application ou à une autre. Dans notre travail nous avons choisi un moteur à courant continu à excitation séparée pour déplacer un chariot sur un rail de guidage à l'aide d'une courroie crantée et une poulie dans le but de ramener le chariot à chaque fois à sa position initiale (centre du rail de guidage), le moteur permet de réaliser une variation de position très précise. Pour contrôler et avoir une grande précision sur la position du chariot nous avons opté pour une technique de commande par des régulateurs PID (Proportionnel-Intégrale-Dérivée). Le régulateur PID est un organe de contrôle, l'idée de cet organe est de modifier la valeur de l'erreur qui sévit entre la consigne et la mesure effectuée.

La commande par un régulateur PID est une méthode qui a fait ses preuves et qui donne de bons résultats, qui ne sera appliquée que si notre système est en boucle fermée

La modélisation de la commande du système (moteur à courant continu (MCC) plus le chariot) est programmée sous le logiciel MATLAB auquel est intégré l'outil SIMULINK qui est une plate forme de simulation multi domaine et de modélisation de systèmes dynamiques. Il fournit un environnement graphique et un ensemble de bibliothèque contenant des blocs de modélisation qui permettent le désign précis, la simulation, l'implémentation et le contrôle de systèmes de communication et le traitement de signal, notre travail est organisé comme suit :

Le premier chapitre présent des généralités sur les systèmes asservis, nous expliquons brièvement le mode de commande en boucle ouverte et en boucle fermée et nous citons les différentes performances dynamiques sur lesquels on se base pour avoir un système bien précis et stable.

Dans le deuxième chapitre, Nous décrivons les différents types d'équations régissant le moteur à courant continu à excitation séparée (modélisation), ainsi la simulation des différentes grandeurs de ce dernier (position, vitesse et courant d'induit et inducteur) en boucle ouverte.

Le troisième chapitre sera consacré à la commande par des régulateurs PID, on l'a appliqué sur le système physique (moteur à courant continu à excitation séparée) sans prendre en compte le système réel (moteur plus le chariot). Plus on a comparé les résultats obtenus en boucle fermée avec celles trouvés dans le chapitre précédent.

Dans le dernier chapitre nous avons pris le système réel (moteur plus le pendule inversé dont on s'intéresse à la position du chariot) sur qui nous avons appliqué la commande par PID. Dans cette partie nous avons traité deux cas : dans le premier cas nous avons appliqué un échelon variable à l'entrée et sans perturbation, le deuxième un échelon fixe à l'entrée plus une perturbation extérieure (une force extérieure dans les deux sens du mouvement en tapant sur le chariot).

A la fin de notre travail nous terminons avec une conclusion générale et quelques perspectives.

# *Chapitre I*

## **Introduction**

Dans la plupart des appareils des installations industrielles, il est nécessaire de maintenir des grandeurs physiques à des valeurs déterminées, en dépit des variations externes ou internes influant sur ces grandeurs. Par exemple, le niveau d'eau dans un réservoir, la température dans une étuve, la vitesse et la position des moteurs, étant par nature variable, doivent donc être réglés par des actions convenables sur le processus considéré. Si les perturbations influant sur la grandeur à contrôler sont lentes ou négligeables, un simple réglage dit en boucle ouverte, permet d'obtenir et de maintenir la valeur demandée (par exemple : action sur un robinet d'eau). Dans la majorité des cas, cependant, ce type de réglage n'est pas suffisant, parceque trop grossier ou instable. Il faut alors comparer, en permanence, la valeur mesurée de la grandeur de consigne. On a, dans ce cas, constitué une boucle de régulation et plus généralement une boucle d'asservissement. Cette boucle nécessite la mise en œuvre d'un ensemble de moyens de mesure, de traitement de signal ou de calcul, d'amplification et de commande d'actionneur, constituant une chaîne de régulation ou d'asservissement. L'aspect régulation est considéré comme le plus important dans le milieu industriel, car les valeurs de consigne sont souvent fixes. Néanmoins, pour tester les performances et la qualité d'une boucle de régulation, on s'intéresse à l'aspect asservissement suivit de la consigne et/ou rejet de perturbation.[2]

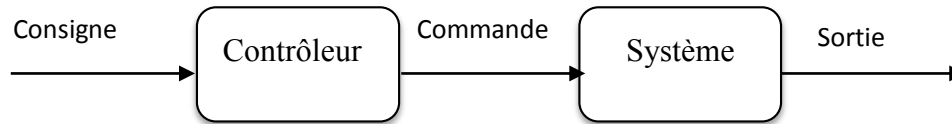
Dans la suite de ce chapitre, on introduira les principes de base sur les systèmes asservis ainsi que la régulation en boucle ouverte et en boucle fermée.

### **I-1 Système de commande en boucle ouverte et en boucle fermée**

#### **I-1-1 Système de commande en boucle ouverte**

Un système de commande en boucle ouverte est un système qui ne comporte pas de contre-réaction entre la sortie et l'entrée, le contrôleur élabore la loi de commande en fonction de la consigne, c'est un système de commande très simple à mettre en oeuvre. Néanmoins, il présente beaucoup d'inconvénients ; il n'y a aucun moyen de contrôler, à plus forte raison de compenser les erreurs, les dérives, les accidents qui peuvent intervenir à l'intérieur du système,

autrement dit, il n'y a pas de précision qui dépendent de la qualité intrinsèque des composants. Enfin, le système de commande en boucle ouverte ne compense pas les signaux de perturbation, le schéma bloc de système de commande en boucle ouverte est donné par la figure I-1, [1].



*Figure. I-1 : Schéma bloc d'un système de commande en boucle ouverte*

Dans ce dernier cas, si on représente le contrôleur par le transfert  $C(p)$ , le système par le transfert  $G(p)$  et les grandeurs de consigne, de commande et de sortie respectivement  $R(p)$ ,  $U(p)$  et  $S(p)$ . le comportement du processus est décrit par les relations :

$$\begin{cases} S(p) = U(p) \cdot G(p) \\ U(p) = R(p) \cdot C(p) \end{cases} \quad \Rightarrow \quad G_{bo}(p) = \frac{S(p)}{R(p)} = C(p) \cdot G(p) \quad (\text{I.1})$$

### I-1-2 Système de commande en boucle fermée

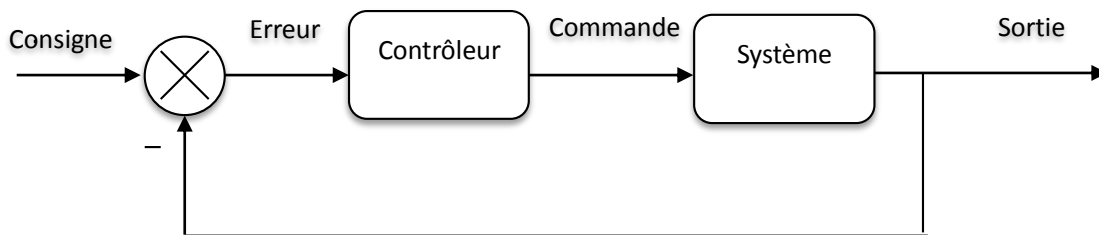
Si le système à commander n'est pas parfaitement connu ou si des perturbations l'affectent, les signaux de sortie ne seront pas ceux souhaités. L'introduction d'un retour d'information sur les sorties mesurées est nécessaire. On dit que le système de commande fonctionne en boucle fermée.

En plus de ces problèmes de perturbation et d'incertitude sur le système que la commande en boucle fermée permet de résoudre, elle est capable de stabiliser un système instable en boucle

ouverte. Dans une régulation en boucle fermée, une bonne partie des facteurs perturbateurs externes sont systématiquement compensés par la contre-réaction.

L'utilisation du retour d'information et le principe fondamental en automatique, dans ce cas le contrôleur ne s'intéresse pas à faire suivre à la sortie la valeur de la consigne, mais d'annuler l'erreur. La commande appliquée au système est élaborée en fonction de la différence entre la consigne et la sortie.

La figure I.2 représente le principe de la commande en boucle fermée à retour unitaire, [2]



*Figure. I.2 : Schéma bloc d'un système de commande en boucle fermée*

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{BF}(p) = \frac{S(p)}{R(p)} = \frac{G(p)C(p)}{1 + G(p)C(p)} \quad (\text{I.2})$$

## I-2 Représentation des systèmes linéaires

Un système est dit linéaire invariant si l'équation liant la sortie à l'entrée est une équation différentielle linéaire à coefficients constants. La forme générale de cette équation est :

$$a_0 s(t) + a_1 \frac{ds(t)}{dt} + \dots + a_n \frac{d^n s(t)}{dt^n} = b_0 r(t) + b_1 \frac{dr(t)}{dt} + \dots + b_m \frac{d^m r(t)}{dt^m} \quad (\text{I.3})$$

$r(t)$  étant l'entrée du système,  $s(t)$  sa sortie,  $(a_0, \dots, a_n)$  et  $(b_0, \dots, b_m)$  sont des paramètres constants intrinsèques au système.

$G(p)$  est la fonction de transfert du système. Son unité physique dépend du rapport de l'unité d'entrée  $R(p)$  et de l'unité de sortie  $S(p)$  dans le domaine de Laplace, qui est représenté par l'expression (I.4), avec les conditions initiales qui sont supposées nulles .

$$G(p) = \frac{N(p)}{D(p)} = \frac{S(p)}{R(p)} = \frac{b_0 + b_1 p + \dots + b_m p^m}{a_0 + a_1 p + \dots + a_n p^n} \quad (\text{I.4})$$

Le comportement dynamique d'un système est entièrement régi par les pôles et les zéros de la fonction de transfert.

Les zéros de la fonction de transfert  $G(p)$  sont les racines  $z_1, z_2, \dots, z_m$  du polynôme  $N(p)$

$$N(p) = b_m \times (p - z_1)(p - z_2) \dots (p - z_m) \quad (\text{I.5})$$

Les pôles de la fonction de transfert  $G(p)$  sont les racines  $p_1, p_2, \dots, p_n$  du polynôme  $D(p)$

$$D(p) = a_n \times (p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n) \quad (\text{I.6})$$

### I-3 Précision et Stabilité des systèmes asservis

#### I-3-1 Précision

Un système asservi en boucle fermée est dit précis, si sa sortie  $s(t)$  est égale à la consigne (valeur désirée)  $r(t)$ .

On représente l'erreur entre la consigne et la sortie par :

$$\varepsilon(t) = r(t) - s(t) \quad (\text{I.7})$$

Sa transformation de Laplace est donnée par

$$\varepsilon(p) = R(p) - S(p) \quad (\text{I.8})$$

Considérons un système asservi stable au repos. Une sollicitation du système entraîne une évolution du signal d'erreur dans le temps ; cette erreur sera la somme d'un terme transitoire et d'un terme permanent. On peut donc distinguer :

- **Précision dynamique** : caractérisée par l'évolution de l'erreur pendant le régime transitoire, précision et rapidité sont intimement liées durant cette phase d'évolution du système.
- **Erreur statique**: correspond à l'erreur en régime permanent. Elle est caractérisée par la différence entre la consigne et la réponse du système, cette différence est appelée écart ou erreur. Elle est intimement liée à la stabilité du système muni de son régulateur

### I-3-2 Stabilité

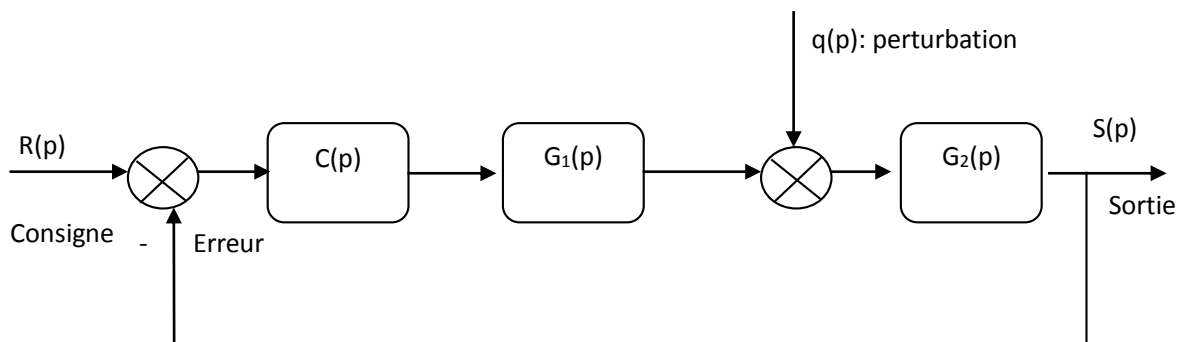
Dans le cas des systèmes linéaires représentés par une fonction de transfert, l'analyse des pôles permet de conclure sur la stabilité du système. Ce sont eux qui déterminent la stabilité, la rapidité et la dynamique d'un système. Les pôles d'une fonction de transfert sont les valeurs pour lesquelles son dénominateur s'annule. Dans le cas d'une fonction de transfert continue, tous les pôles doivent être à partie réelle strictement négative pour que le système soit stable,[3].

Lorsqu'un système est stable, toutes les propositions suivantes sont équivalentes :

- ✓ lorsque sa réponse à un échelon prend une valeur finie en régime permanent.
- ✓ lorsque sa réponse à une impulsion tend vers 0.
- ✓ lorsque sa réponse à une sinusoïde est une sinusoïde d'amplitude finie.

### I-4 Influence des perturbations

Une perturbation est un signal parasite qui vient modifier le comportement du système et qui est traité comme une entrée subie. Dans l'idéal, rejeter une perturbation c'est faire en sorte que celle-ci n'affecte pas le fonctionnement du système. Le schéma bloc d'un asservissement avec une perturbation est donnée par la figure I-3 :



*Figure. I-3 : Schéma bloc d'un asservissement avec une perturbation.*

Le système étant linéaire, pour calculer l'expression de la sortie  $S(p)$  en fonction de la perturbation  $q(p)$ , (on pose  $E(p) = 0$ ); on trouve

$$S_R(p) = \frac{G_2(p)}{1 + G_1(p)G_2(p)C(p)} q(p) \quad (\text{I.9})$$

Pour calculer l'expression de la sortie  $S(p)$  en fonction de l'entrée  $E(p)$ , (En pose  $q(p) = 0$ ); on trouve

$$S_E(p) = \frac{C(p)G_1(p)G_2(p)}{1 + G_1(p)G_2(p)C(p)} R(p) \quad (\text{I.10})$$

L'expression globale de la sortie est finalement donnée par :

$$S(p) = \frac{G_2(p)}{1 + G_1(p)G_2(p)C(p)} q(p) + \frac{C(p)G_1(p)G_2(p)}{1 + G_1(p)G_2(p)C(p)} R(p) \quad (\text{I.11})$$

L'expression **I-11** montre que le régulateur  $C(p)$  intervient dans l'expression de  $S(p)$  relatif à  $R(p)$  et relatif à  $q(p)$ , par conséquent, il peut être calculé pour :

- Contrôler le suivi de consigne
- Contrôler le rejet de perturbation

On appelle cette structure la commande à 1 degré de liberté.

**CONCLUSION**

Dans ce chapitre, on a présenté les principaux éléments des systèmes asservis en boucle ouverte et en boucle fermée, l'influence des perturbations externes, ainsi que l'utilité de la commande (correction) pour un système donné. Cependant, il est à noter que les systèmes asservis peuvent présenter des défauts, une précision insuffisante, une stabilité trop relative, un temps de réaction trop lent, un dépassement trop important. Dans ce cas, il est indispensable d'utiliser un correcteur.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation du moteur à courant continu à excitation indépendante ainsi que la simulation de ses différents paramètres en boucle ouverte.

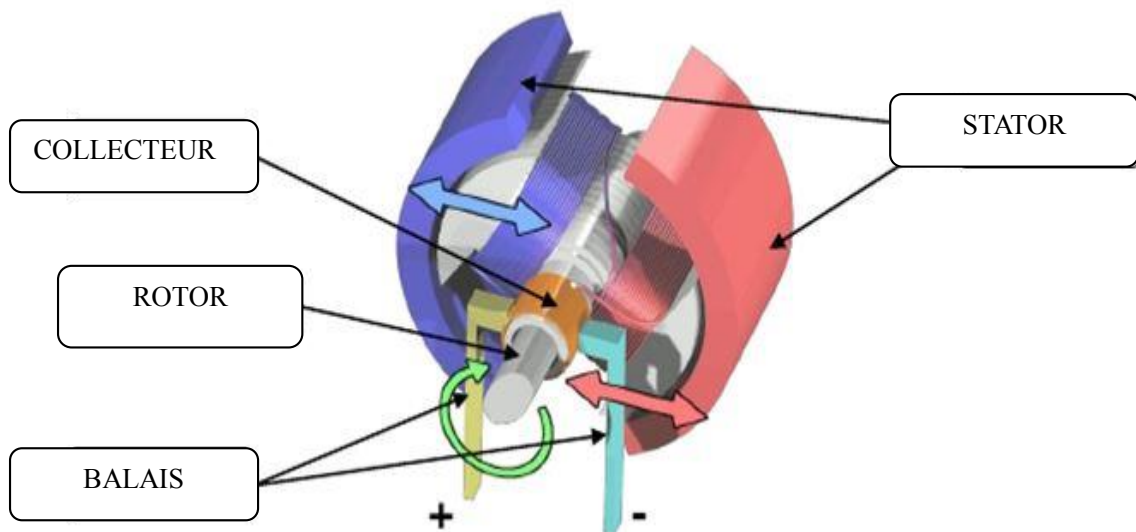
# *Chapitre II*

## Introduction

Les machines électrique tournantes sont des **convertisseurs d'énergie**. Lorsqu'elles transforment de l'énergie électrique en énergie mécanique, on dit qu'elles fonctionnent en **moteur**. En revanche, si elles transforment de l'énergie mécanique en énergie électrique, on dit qu'elles fonctionnent en **génératrices**. [8]

### II-1 Généralités sur la machine à courant continu

La machine à courant continu est une machine électrique qui fonctionne, comme son l'indique, à partir de tension et de courant continu. Dans le cas de petits moteurs, elle est adaptée à des sources d'énergie électrochimiques. Pour les fortes puissances, on la trouve dans les lignes de métro-RER ou elle fonctionne en moteur (traction) ou en génératrice (freinage), [14]. La figure II.1 présente le schéma d'un moteur à courant continu



*Figure. II.1 : Schéma d'un moteur à courant continu*

Comme le montre le schéma de la figure II-1, la machine à courant continu est constituée essentiellement :

- D'un stator, qui est à l'origine de la circulation d'un flux magnétique longitudinal fixe créée soit par des enroulements statoriques (bobinage) soit par des aimants permanents. A l'arrière du stator, se trouve la partie porte balais et les balais assurant les contacts électriques avec le rotor. Il est aussi appelé **inducteur**.
- D'un rotor, bobiné relié à un collecteur rotatif inversant la polarité dans chaque enroulement rotorique au moins une fois par tour de façon à faire circuler un flux magnétique transversal en quadrature avec le flux statorique. Les enroulements rotoriques sont aussi appelés **enroulements d'induits**, ou communément **induit**. [4]
- D'un collecteur, qui est un ensemble de lames de cuivre isolées latéralement les unes des autres, réunies aux conducteurs de l'induit en certains points.
- Des balais, portés par le stator, frottent sur les lames du collecteur, et permettent d'établir une liaison électrique entre l'induit qui tourne et l'extérieur de la machine. [4]

## II-2 Principe de fonctionnement

Lorsque l'inducteur est alimenté, il crée un champ magnétique radial (flux d'excitation) dans l'entrefer, dirigé suivant les rayons de l'induit. Ce champ magnétique pénètre dans l'induit du côté du pôle nord de l'inducteur et sort de l'induit du côté du pôle sud.

Quand l'induit est alimenté, ses conducteurs situés sous un même pôle inducteur (d'un même côté des balais) sont parcourus par des courants de même sens et sont donc, d'après les lois de Laplace soumis à une force :  $F = B * I * L$  Avec ;  $F$  : la force en (N) ;  $B$  : l'induction magnétique en (T) ;  $I$  : intensité dans le conducteur en (A) et  $L$  : longueur du conducteur en (m). Les conducteurs situés sous l'autre pôle sont soumis à une force de même intensité et de sens opposé. Les deux forces créent un couple qui fait tourner l'induit du moteur. [13]

## II-3 Modélisation du moteur à courant continu

La modélisation consiste à écrire, à partir d'une analyse physique d'un système électromécanique, les équations mathématiques régissant son fonctionnement. Pour représenter notre système sous forme de fonction de transfert, nous supposons que celui-ci est linéaire. Le schéma de la **figure II.2** représente un moteur à courant continu à excitation séparé avec ces constituants principaux permettant la modélisation du fonctionnement dynamique (régime

transitoire) de la machine fonctionnant en moteur. Les modèles qui seront développés ici sont ceux utilisés pour l'analyse des caractéristiques dynamiques de la machine et la conception des lois de commande permettant le contrôle de la vitesse ou la position.

Ce mode d'excitation nécessite deux sources d'alimentations différentes. Les deux enroulements inducteur et induit sont alimentés par deux sources de tension continue différentes, qu'on note  $V_f$  pour l'inducteur et  $V_a$  pour l'induit

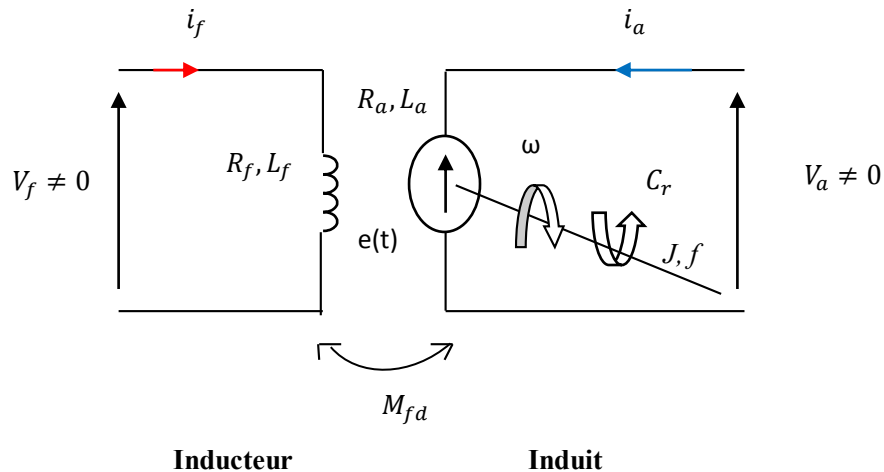


Figure. II.2 : Schéma équivalent d'un moteur à courant continu à excitation indépendante

Selon le schéma de la **figure II.2**, le moteur électrique à courant continu à excitation séparée est régi par les équations physiques découlant de ses caractéristiques électriques, mécanique et magnétiques, d'après les loi de Maxwell, combiné à des lois Kirchhoff on obtient [14] :

**Equation électrique :**

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e(t) \quad (\text{II.1})$$

$$V_f(t) = R_f i_f(t) + L_f \frac{di_f(t)}{dt} \quad (\text{II.2})$$

$$e(t) = M_{fd} i_f(t) \omega(t) \quad (\text{II.3})$$

✚ Equation mécanique :

$$C_{em} = M_{fd} i_f(t) i_a(t) \quad (\text{II.4})$$

$$C_{em}(t) - C_r(t) = C_u(t) \quad (\text{II.5})$$

$$C_u = J \frac{d\Omega(t)}{dt} + f\omega(t) \quad (\text{II.6})$$

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \omega(t) \quad (\text{II.7})$$

✚ Equations magnétiques

$$\varphi_f(t) = L_f i_f(t) \quad (\text{II.8})$$

$$\varphi_a(t) = L_a i_a(t) \quad (\text{II.9})$$

### II-3-1 Fonction de transfert du moteur

La transformée de Laplace nous permet de modéliser le moteur sous forme de schéma bloc ou schéma fonctionnel et elle permet de représenter le comportement dynamique du système de manière algébrique. En considérant les conditions initiales nulles. Dans ce cas les équations (II.1) à (II.9) deviennent :

✚ Equations Electriques :

$$V_a(p) = I_a(p)(R_a + pL_a) + E(p) \quad (\text{II.10})$$

$$V_f(p) = I_f(p)(R_f + pL_f) \quad (\text{II.11})$$

$$E(p) = M_{fd} I_f(p) \omega(p) \quad (\text{II.12})$$

✚ Equations mécaniques :

$$C_{em}(p) = M_{fd} i_f(p) I_a(p) \quad (\text{II.13})$$

$$C_{em}(p) - C_r(p) = C_u(p) \quad (\text{II.14})$$

$$C_u(p) = \omega(p)(Jp + f) \quad (\text{II.15})$$

$$p\theta(p) = \omega(p) \quad (\text{II.16})$$

✚ Equation magnétique

$$\varphi_a(p) = L_a I_a(p) \quad (\text{II.17})$$

$$\varphi_f(p) = L_f I_f(p) \quad (\text{II.18})$$

A partir de ces équations on peut construire le schéma bloc représentant les liens existants entre les différentes grandeurs de la machine. On obtient le schéma bloc de la figure II-3

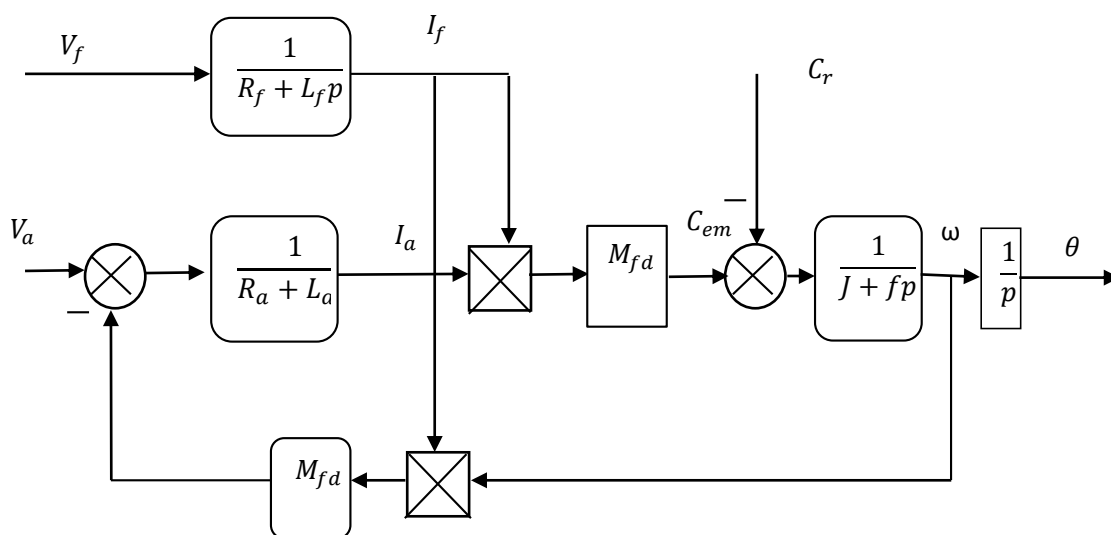


Figure. II.3: Schéma fonctionnel de la machine à courant continu

Les équations du couple électromagnétique (équation II.4) et de la  $f_{cem}$  (équations II.3) montrent que le modèle de la machine est non linéaire. En effet, le théorème de linéarité ne peut pas être appliqué à cause du produit entre les grandeurs  $i_f(t)$  et  $i_a(t)$  pour le couple et des grandeurs  $i_f(t)$  et  $\omega(t)$  pour la  $f_{cem}$ . Pour pouvoir contrôler la position  $\theta(t)$ , on utilise :

- Soit la tension d'alimentation de l'induit  $V_a(t)$ , on dit dans ce cas que la machine est commandée par l'induit.
- Soit la tension d'alimentation de l'inducteur  $V_f(t)$ , on dit dans ce cas que la machine est commandée par l'inducteur.
- Soit le couple résistant  $C_r(t)$ , cette solution est à exclure car cette grandeur constitue une perturbation.

Et pour que la machine atteigne le régime permanent rapidement, on va opter à la commande par l'induit à cause de la complexité de la commande par inducteur et pour cela on va maintenir le courant d'excitation constant. [15]

Dans ce cas, il faut attendre le régime transitoire du courant  $I_f$  pour pouvoir contrôler la vitesse de la machine à l'aide de la tension d'alimentation de l'induit. Ainsi le couple électromagnétique qui permet de faire varier la vitesse ne puisse être modifié que par la tension par l'intermédiaire du courant d'induit, Pour maintenir le courant dans l'inducteur constant, on peut procéder par de deux manières différentes:

- La première solution consiste à maintenir la tension de l'inducteur constante. Dans ce cas le courant ne sera constant qu'après la fin du régime transitoire du phénomène de magnétisation de l'inducteur. Le courant  $I_f$  vaudra alors :  $I_f = V_f / R_f$ .
- La deuxième solution consiste à construire la machine de sorte que le champ magnétique inducteur ne soit pas généré par une bobine mais directement à l'aide d'un aimant. [16]

Dans le cas de la commande par l'induit, à partir des équations (II.13) et (II.14) , on aura :

$$V_a(p) = \omega(p) \left( \frac{(R_a + L_a p)(f + Jp)}{K} + K \right) \quad (\text{II.19})$$

La fonction de transfert  $G(p)$  est le rapport de la transformée de Laplace de la tension d'alimentation de l'induit  $V_a(p)$  et la transformée de Laplace de la vitesse de sortie  $\omega(p)$ .

$$G(p) = \frac{\omega(p)}{V_a(p)} = \frac{K}{(f + Jp)(R_a + L_a p) + K^2} \quad (\text{II.20})$$

On souhaite obtenir la position de la machine, d'où l'équation II.20 devient :

$$G(p) = \frac{\theta(p)}{V_a(p)} = \frac{1}{p} \frac{K}{(f + Jp)(R_a + L_a p) + K^2} \quad (\text{II.21})$$

Le schéma fonctionnel de la figure II-3 devient celui donnée par la figure II-4

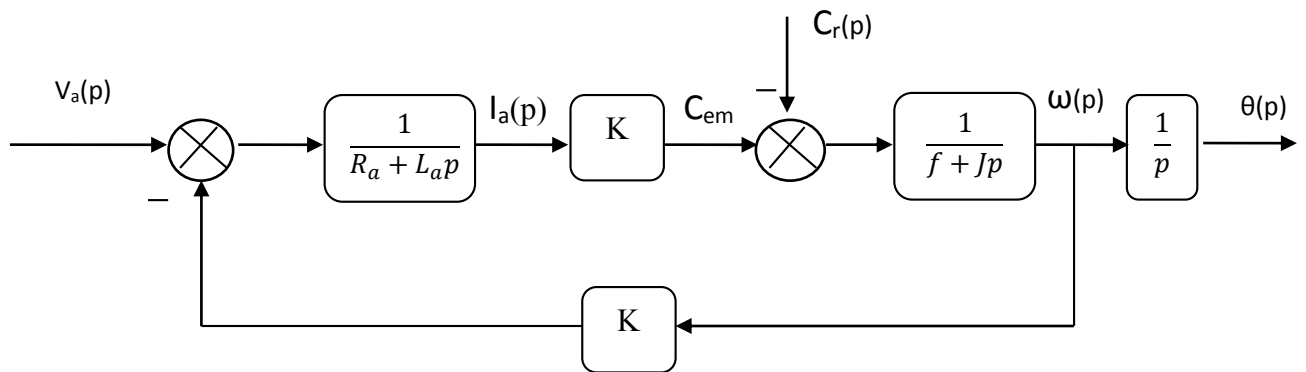


Figure II.4 :Schéma fonctionnel de la MCC commandé par l'induit

### II-4 Simulation du moteur à courant continu à excitation séparée

L'ensemble de ce qui précède nous permet de réaliser le modèle Simulink (c'est-à-dire le modèle utilisé en simulation dans Matlab/Simulink) de la machine à courant continu (voir annexe ; schéma block de la machine à courant continu à excitation séparée). D'où les paramètres du moteur sont :

$V_a=180V$  ;  $V_f=180V$  ;  $R_a=4.23\Omega$  ;  $R_f=240\Omega$  ;  $L_a=0.0273H$  ;  $L_f=1.5489H$  ;  $M_{fd}=0.58$  ;  $f=0.0012$

$J=0.0051kg.m^2$  ;  $C_t=1.8N.m$  et on a injecté l'échelon  $V_a$  à  $t=0.2s$

Le modèle de simulation est celui de la figure II.3

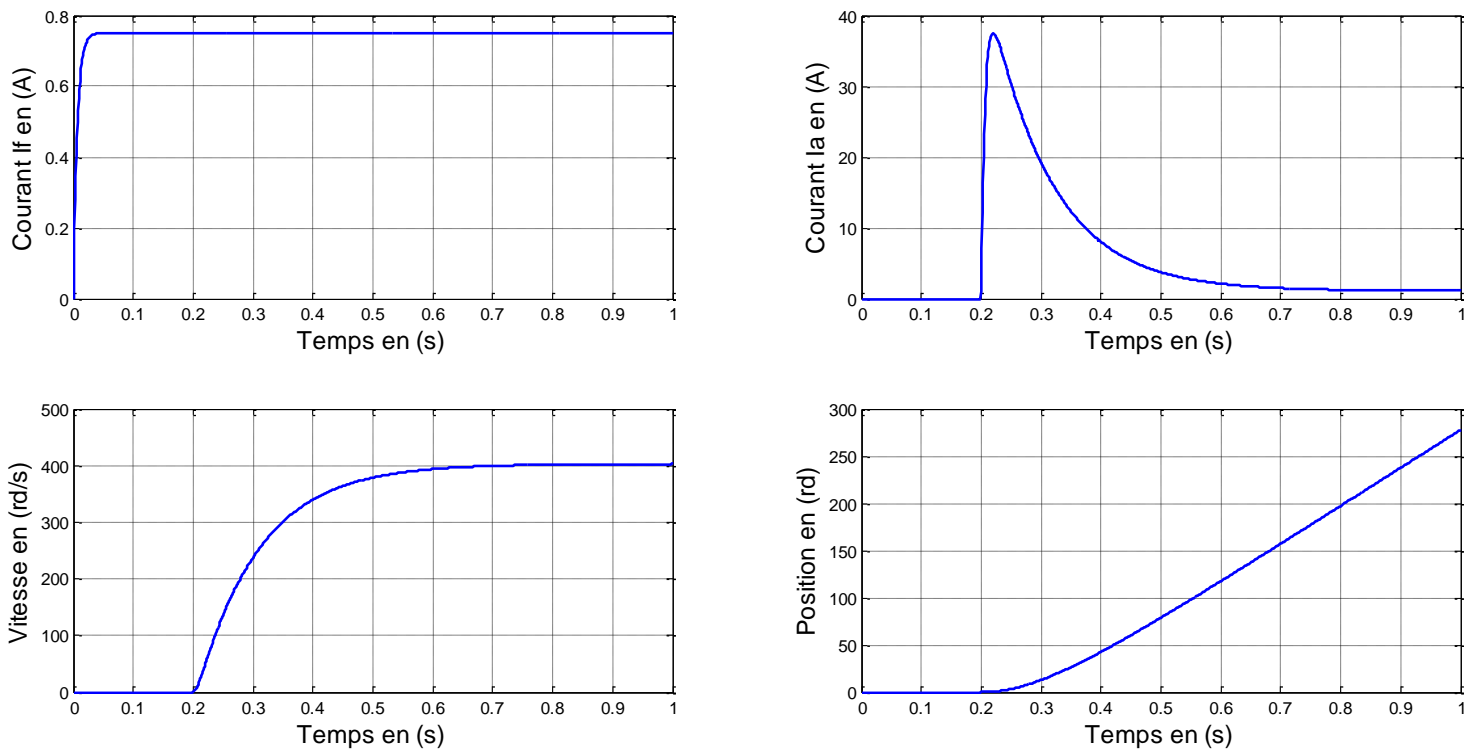


Figure. II.5 : Evolution des grandeurs du moteur (position, vitesse et courant)

La vitesse démarre de 0rd/s pour se stabiliser autour de 400rd/s qui est la vitesse en régime établi, la courbe a une forme exponentielle, ce qui correspond à la présence de phénomène transitoire dans les enroulements de la machine.

Au démarrage on voit que le courant d'induit présente un pic d'une valeur  $I_a=37A$ , car le moteur fait appel à un courant important au démarrage pendant le régime transitoire, puis il se stabilise au régime permanent. Et le petit retard de démarrage est dû à l'injection de l'échelon  $V_a$  à  $t=0.2s$

On constate que la réponse en position est une rampe, ce qui signifie que le système dans un asservissement en position est instable à cause de l'intégrateur, d'où il nécessite une régulation pour stabiliser cette dernière et d'améliorer les performances en vitesse.

On conclue que ces courbes correspondent à ce que l'on trouve dans la littérature. Cela montre que le modèle de simulation établie sous Matlab est correct.

C'est ce modèle qui sera utilisé, dans tous les tests de simulation que nous présenterons dans la suite de mémoire.

## Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle mathématique du moteur à courant continu à excitation séparée et la simulation pour voir le comportement du moteur et l'évolution de ses grandeurs en fonction de temps. Cependant il est à noter que les systèmes asservis peuvent présenter des défauts, une précision insuffisante, une stabilité trop relative, un temps de réaction trop lent, un dépassement trop important, dans ce cas, il est indispensable d'utiliser un correcteur.

Le prochain chapitre sera consacré à l'application du régulateur PID sur le moteur à courant continu ainsi qu'à l'utilisation de la méthode de commande par modèle interne pour le calculer.

# *Chapitre III*

### III.1. Généralité sur le régulateur PID

#### Introduction

Le régulateur PID est dit aussi (correcteur, contrôleur), est composé de trois termes P, I et D, le 'P' correspond au terme proportionnel, le 'I' pour terme intégrale et 'D' pour terme dérivée de la commande. Le régulateur PID est un organe de contrôle permettant d'effectuer une régulation en boucle fermée d'une grandeur physique d'un système industriel et il permet de régler un grand nombre de grandeurs physiques. C'est l'un des régulateurs le plus utilisé dans l'industrie, il existe plusieurs architectures possibles pour combiner les trois actions du régulateur PID (série, parallèle ou mixte). La figure III.1 représente les trois structures de régulateur PID :

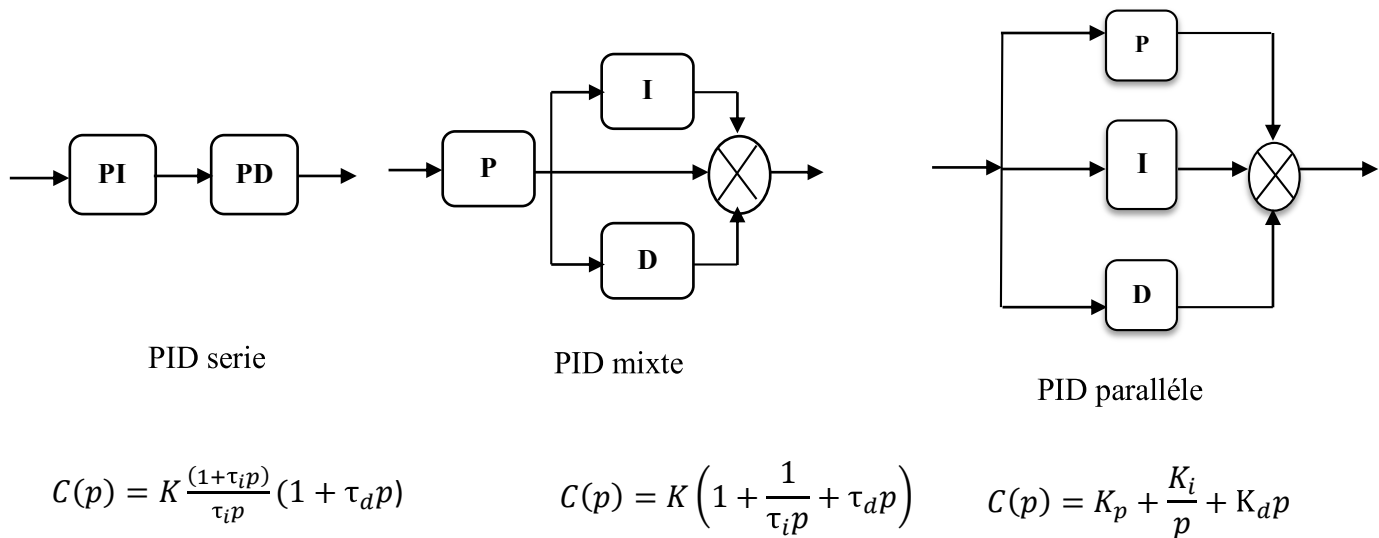


Figure.III.1 : Différentes structures de régulateur PID

$K_p$  ,  $K_i$  et  $K_d$  sont respectivement les coefficients associés aux trois fonctions proportionnelle, intégrale et dérivée qui forme le régulateur.  $K$  est le gain du régulateur,  $\tau_i$  est la constante de temps d'intégration et  $\tau_d$  la constante de temps de dérivation. [16]

Où :

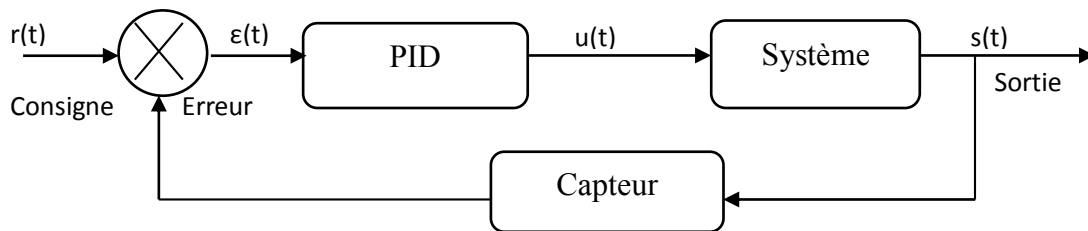
$$K_p = K ; \quad K_i = \frac{K}{\tau_i} \quad \text{et} \quad K_d = K\tau_d$$

Dans tous ce qui suit, on considèra la structure parallèle.

### III.1.1 Régulation PID de vitesse et de position

Le contrôleur proportionnel-intégral-dérivé (PID) est inséré dans la chaîne directe de l'asservissement, en série avec le processus, comme indiqué dans la figure III.2.

Le régulateur élabore à partir du signal d'erreur  $\varepsilon(t)$  une commande  $u(t)$  en fonction de trois actions proportionnelle, intégrale, dérivée. [10]



*Figure. III.2 : Schéma bloc d'un système de commande avec correcteur (Boucle fermée)*

- Lorsque  $K_d=0$ , on obtient un régulateur PI.
- Lorsque  $K_i=0$ , on obtient un régulateur PD.
- Lorsque  $K_d=K_i=0$ , on obtient un régulateur P.

#### III.1.1. Cas d'un correcteur Proportionnel

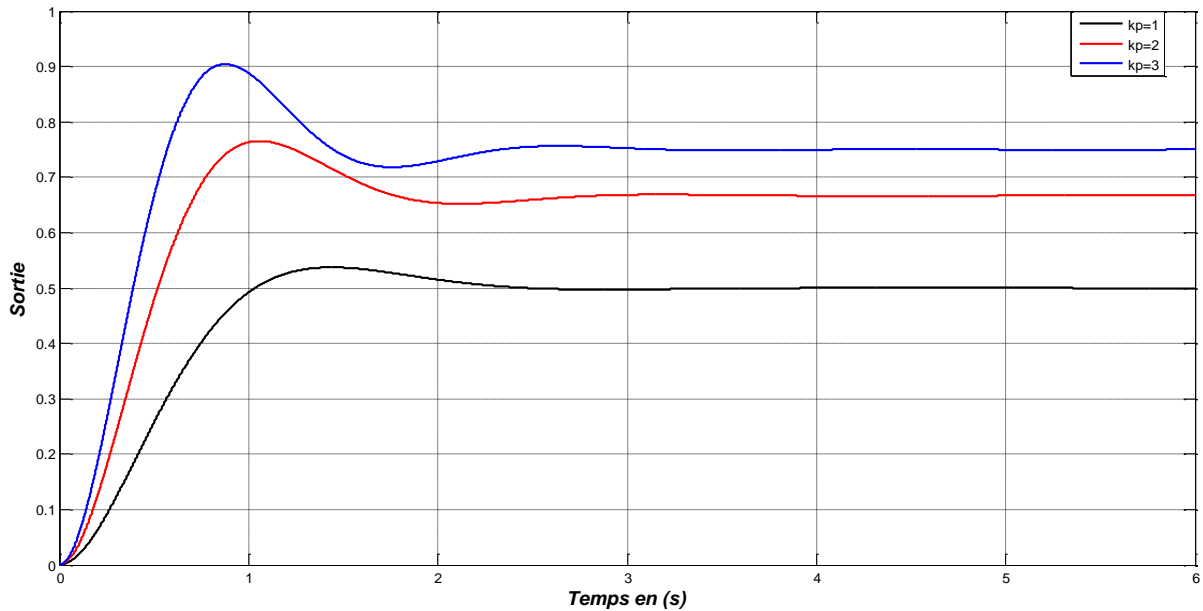
Le correcteur Proportionnelle 'P' est le correcteur le plus simple qui soit. Il s'agit d'appliquer une correction proportionnelle à l'erreur, c'est-à-dire, lorsque le signal de commande est proportionnel au signal d'erreur :

$$C(p) = \frac{u(p)}{\varepsilon(p)} = K_p \tag{III.1}$$

L'action proportionnelle corrige de manière instantanée, donc rapide, tout écart de la grandeur à régler, elle permet de vaincre les grandes inerties du système. Afin de diminuer l'écart de réglage et rendre le système plus rapide, on augmente le gain mais, on est limité par la stabilité du système.

Le régulateur P est utilisé lorsqu'on désire régler un paramètre dont la précision n'est pas importante, exemple : régler le niveau dans un bac de stockage. [10].

Dans la *figure III.4*, il est présenté la sortie du système pour les différentes valeurs du gain ' $K_p$ ' ,



*Figure. III.4 : Réponse indicielle de la sortie à l'aide d'un régulateur proportionnelle*

L'action proportionnelle ne permet pas de réaliser de bonnes performances en terme de précision statique et dynamique. Un faible gain  $K_p$  donne généralement un système stable, mais une erreur de position importante. Par contre, une grande valeur  $K_p$ , donne une meilleure erreur de position mais des mauvaises performances en transitoire, plus  $K_p$  augmente, plus en tend vers l'instabilité.

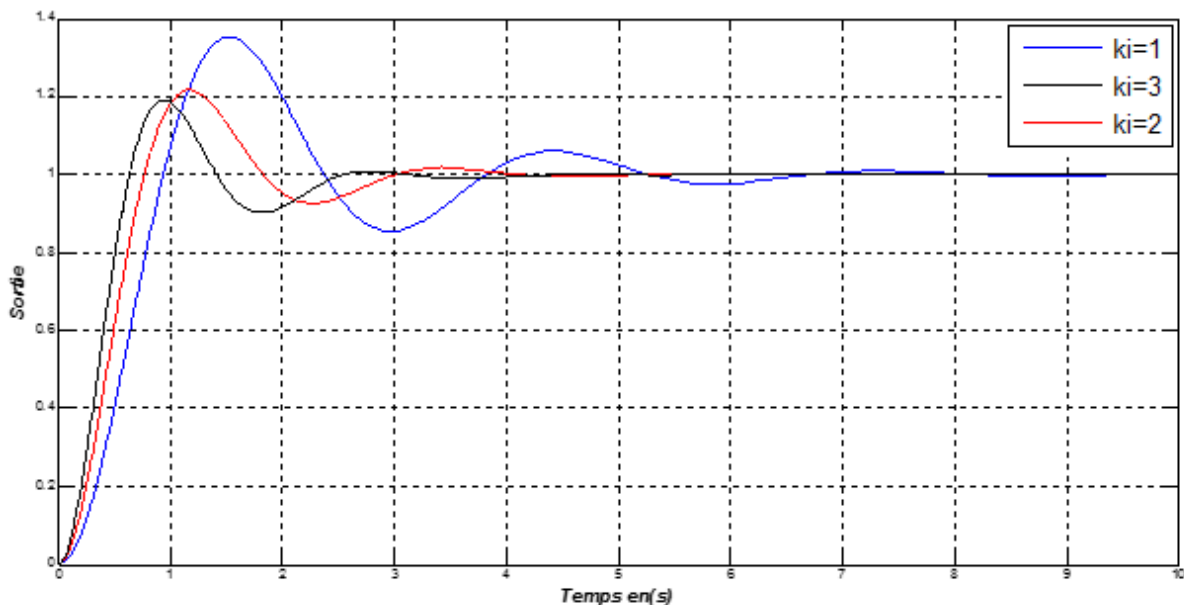
### III.1.2 Cas d'un correcteur Proportionnel-Intégral

Le correcteur de type **PI** est une régulation de type P auquel on a ajouté un terme intégral, il élabore alors une commande qui peut être donnée par la relation suivante :

$$C(p) = \frac{u(p)}{\varepsilon(p)} = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (\text{III.2})$$

L'avantage principal d'un régulateur PI est qu'il annule l'erreur statique grâce à la fonction intégrale. En effet, il calcule la commande  $u(t)$  à injecter au système en intégrant la grandeur d'erreur  $\varepsilon(t)$ . Ainsi, le signal de commande augmente tant que le signal d'erreur est non nul, la commande  $u(t)$  ne cesse de croître tant que l'erreur entre la sortie  $y(t)$  et la référence  $y_{\text{ref}}(t)$  n'est pas nulle.[16]

Dans la *figure III.5*, il est présenté la sortie du système pour les différentes valeurs de gain ' $K_i$ ', en fixant  $K_p=1$  et  $\theta_{\text{ref}}=1$ .



*Figure. III.5 : Réponse indicielle de la sortie à l'aide d'un régulateur PI*

On voit bien que le terme intégral a bien fonctionné et que l'erreur statique est nulle.

On constate aussi que plus le gain ' $K_p$ ' est grand, plus le système converge vite. En revanche, plus ' $K_p$ ' est grand, plus le système oscille et plus le dépassement est grand.

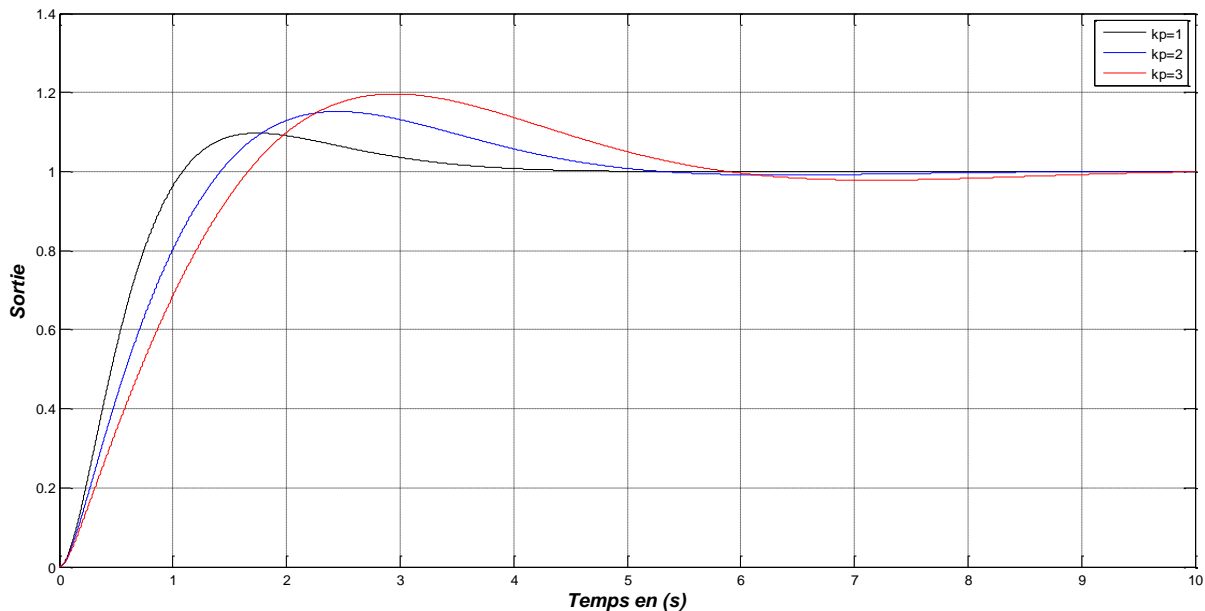
Ainsi, on peut rendre le système plus rapide en augmentant la valeur de  $K_i$  mais cela risque de rendre le système instable

### III.1.3 Cas d'un correcteur Proportionnelle-Intégrale-Dérivée

L'avantage de ce type de correcteur est l'efficacité, la dérivée s'oppose aux fluctuations rapide de la mesure,[15 ]. La formule de ce correcteur est donnée par l'équation (III.3)

$$C(p) = \frac{u(p)}{\varepsilon(p)} = K_p + \frac{K_i}{p} + K_d p \quad (\text{III.3})$$

Dans la **figure III.6**, il est présenté le graphe d'une régulation en position pour les différentes valeurs du gain ' $K_p$ ', en fixant  $K_i=1$  et  $K_d=1$  et  $\theta_{\text{ref}}=1$



**Figure.III.6** : Réponse indicielle de la sortie à l'aide d'un régulateur PID

L'action dérivée est surtout utilisée dans le cas de variables non bruitées, car la dérivation est très sensible au bruit du signal, on diminuera donc son influence dans un asservissement de vitesse, pour lequel sa dérivée est une accélération. Donc dans un asservissement de vitesse seulement l'action P et I sont utilisées, en revanche le terme D peut être utilisé dans un seul cas ou le gain ' $K_d$ ' prend une valeur précise pour ne pas trop influencer sur le système. Ce problème est moins fréquent dans un asservissement de position, car la dérivée de la position est la vitesse, [7]

le tableau n°1 représente un synthèse sur les actions PID

Le tableau n°2 présente un résumé sur l'influence d'un PID sur le système qu'il corrige si l'on augmente séparément l'action proportionnelle (P), intégrale (I) ou dérivée (D)

Action	Points forts	Points faibles
<b>P</b>	Action instantanée	Ne permet d'annuler une erreur statique mais de la réduire
<b>I</b>	Annule l'erreur statique	Action lente Ralentir le système (effet déstabilisant)
<b>D</b>	Action très dynamique Améliore la rapidité Apporte un effet stabilisant	Sensibilité aux bruits Forte sollicitation de l'organe de commande

« Tableau n°1 »

Augmentation de	Stabilité	Précision	Rapidité
$K_p$	diminue	augmente	augmente
$K_i$	augmente	Pas d'influence	diminue
$K_d$	diminue	Pas d'influence	augmente

« Tableau n°2 »

## III.2 Principe et calcul d'un régulateur en utilisant la commande par modèle interne

### III.2.1 Principe de la Commande par modèle interne

La commande par modèle interne est un autre moyen d'augmenter la robustesse d'un système de commande. Ses origines se trouvent dans la commande des processus chimiques qui sont particulièrement difficiles à modéliser.

Lorsque les régulateurs classiques ne permettent pas d'obtenir les performances désirées, le correcteur à modèle interne ou IMC (internal model control), s'avère être une approche intéressante. En effet, le régulateur à modèle interne a pour objectif de déterminer des régulateurs en boucle ouverte, qui sert à faciliter la synthèse du contrôleur. [16]

Le Schéma de commande par modèle interne est celui de la figure III-9 :

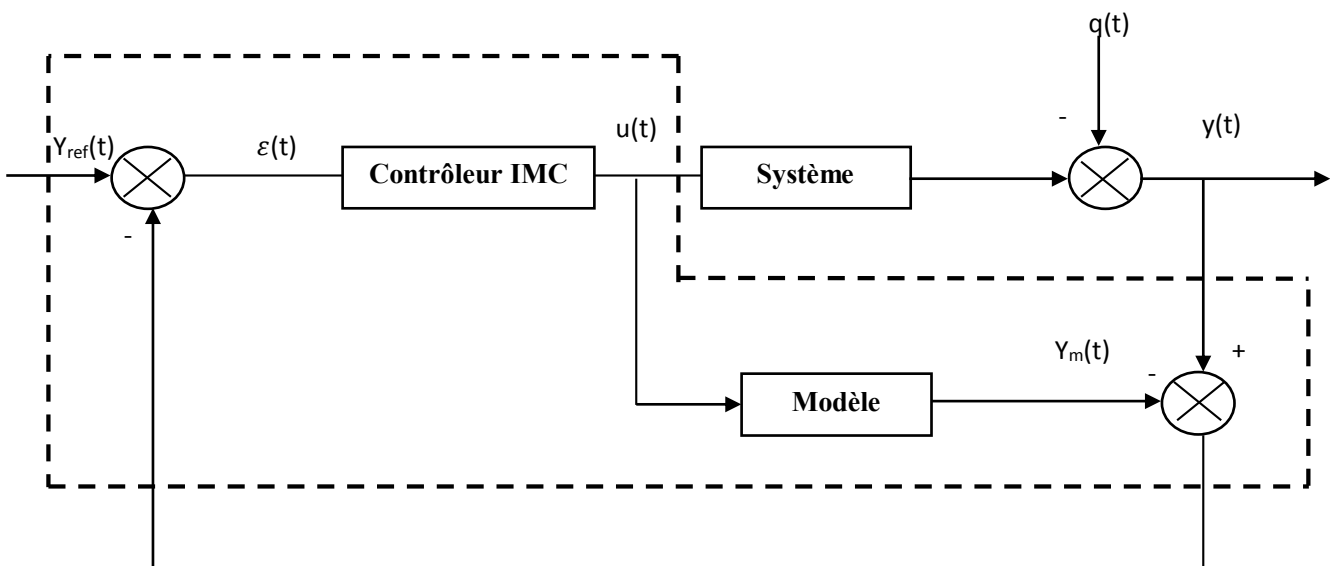


Figure III.7 : Structure d'une régulation à modèle interne

Dans la structure à modèle interne, la sortie du modèle est soustraite de la sortie du procédé. Si l'on suppose que le modèle est parfait et que système n'est soumis à aucune perturbation alors le signal d'écart entre la sortie du procédé et celle du modèle, est identiquement nul. Le système de commande peut dans ce cas être considéré comme fonctionnant en boucle ouverte, et par conséquent :

- Les problèmes de stabilité rencontrés dans les boucles classiques disparaissent. En effet, le système bouclé est stable si et seulement si le procédé et le régulateur IMC sont stables.
- Le rôle du régulateur est donc en quelque sorte « d'inverser le modèle ». Cependant, il n'a pas les inconvénients d'une boucle ouverte pure car le signal d'écart entre la sortie du procédé et celle du modèle permet de modifier le point de consigne de façon adéquate [16]. En effet lorsqu'il n'y a pas de perturbation, nous n'avons pas besoin de la contre réaction. Par contre, lorsque  $y(p) \neq y_m(p)$  pour une raison ou pour une autre (en présence de perturbation en particulier), la contre réaction est activée et le contrôleur IMC réagit pour annuler cet écart, lorsqu'il y a une erreur de modélisation c'est la commande en boucle fermée.

### III.2.2.Méthodologie de synthèse du régulateur

Pour simplifier la synthèse du contrôleur on fait l'hypothèse que le modèle interne est parfait ;

$$G(p)=G_m(p)$$

Où  $G(p)$  représente la fonction de transfert du système à commander et  $G_m(p)$  la fonction du transfert du modèle.

La méthode de synthèse du contrôleur IMC se décompose en trois étapes : [16]

- ❖ **Etape 1** : on décompose le modèle  $G_m(p)$  du procédé sous la forme d'un produit de deux facteurs, le premier  $G_m^+(s)$  (dont le gain doit être égal à 1) contenant les retards purs et les zéros à partie réelle positive (partie non inversible) et le deuxième  $G_m^-(s)$  qui contient le reste de la fonction de transfert. (partie inversible de  $G_m(s)$ ).
- ❖ **Etape 2** : on retient seulement  $G_m^-(s)$  pour écarter les retards et les zéros à partie réelle positive et on filtre l'inverse de  $G_m^-(s)$  pour rendre le correcteur stable.

Le contrôleur IMC est calculé par l'expression :

$$C_{IMC} = \frac{1}{G_m(p)} \cdot H(p) \quad (\text{III.4})$$

$H(p)$  est une fonction de transfert choisie par le concepteur et représentant le régime transitoire qu'on veut imposer au système muni de son régulateur.

$$H(p) = \frac{1}{(1 + \tau_{bf}p)^r} \quad (\text{III.5})$$

$\tau_{bf}$  : Étant la constante de temps de la réponse indicielle de la boucle fermée et  $r$  est un nombre entier positif choisi afin que  $C_{IMC}$  soit causal.

Lorsqu'on souhaite imposer un dépassement à la boucle fermée,  $H(p)$  peut également être choisi sous la forme :

$$H(p) = \frac{\omega_n^2}{(p^2 + 2z\omega_n p + \omega_n^2)} \quad (\text{III.6})$$

$z$  et  $\omega_n$  sont des paramètres de la fonction de transfert

- ❖ **Etape 3** : si on souhaite utiliser le schéma de commande classique, le régulateur  $C(s)$  donnant les mêmes performances que le contrôleur  $C(p)$  est calculé par l'expression : [16]

$$C(p) = \frac{C_{IMC}(p)}{1 - C_{IMC}(p)G(p)} \quad (\text{III.7})$$

### III.3 Application à la commande en position de la MCC

La fonction de transfert  $G(p)$  représente le rapport entre la sortie  $\theta(p)$  et l'entrée  $V(p)$  est donnée par l'expression (III.8)

$$G(p) = \frac{\theta(p)}{V(p)} = \frac{1}{p} \frac{k}{\{(Ra + Lap)(Jp + f) + k^2\}} \quad \text{(III.8)}$$

On remplace  $H(p)$  et  $G(p)$  dans l'expression (III.4) on aura :

$$C_{IMC} = \frac{p\{(Ra + Lap)(Jp + f) + k^2\}}{k} \cdot \frac{\omega_n^2}{(p^2 + 2z\omega_n p + \omega_n^2)}$$

On remplace cette expression dans l'expression III.7 on obtient :

$$C(p) = \frac{\frac{p(R_a + L_a p)(Jp + f) + k^2}{k} \cdot \frac{\omega_n^2}{(p^2 + 2z\omega_n p + \omega_n^2)}}{1 - \frac{p(R_a + L_a p)(Jp + f) + k^2}{k} \cdot \frac{\omega_n^2}{(p^2 + 2z\omega_n p + \omega_n^2)} \frac{1}{p} \frac{k}{(R_a + L_a p)(Jp + f) + k^2}}$$

Après simplification on obtient :

$$C(p) = \frac{p}{(p + 2z\omega_n)} \frac{((R_a J + K^2)p^2 + (L_a f)p + (L_a f + R_a J))\omega_n^2}{G_0 p}$$

On prend :

$$a_0 = R_a \cdot J + L_a \cdot f$$

$$a_1 = L_a \cdot f$$

$$a_2 = R_a \cdot J + K^2$$

$$C(p) = \frac{p}{(p + 2z\omega_n)} \frac{(a_2 p^2 + a_1 p + a_0) \omega_n^2}{G_0 p}$$

$$C(p) = \frac{p}{(p + 2z\omega_n)} \left( \frac{a_2 \omega_n^2}{G_0} p + \frac{a_1 \omega_n^2}{G_0} + \frac{a_0 \omega_n^2}{G_0 p} \right) \quad (\text{III.9})$$

Donc  $C(p)$  peut également s'écrire sous forme d'un régulateur PID en série avec un filtre passe-bas qui est représenté par l'équation (III.10)

$$C(p) = \frac{p}{(p + 2z\omega_n)} \left( K_p + \frac{K_i}{p} + K_d p \right) \quad (\text{III.10})$$

Avec ;

$$K_p = \frac{a_1 \omega_n^2}{G_0}, \quad k_i = \frac{a_0 \omega_n^2}{G_0} \quad \text{et} \quad k_d = \frac{a_2 \omega_n^2}{G_0}$$

### ❖ Modèle de Simulation du MCC avec le régulateur $C(p)$

Après avoir appliqué la commande par PID sur le moteur à courant continu à excitation indépendante. Nous allons présenter les courbes de l'évolution des grandeurs physiques du moteur à courant continu (position, vitesse et le courant de l'induit) en fonction du temps

Les réponses indicielles de l'évolution des grandeurs physiques du moteur à courant continu commandé par PID sont données par les figures (III-8), (III-9) et (III-10)

Paramètres du régulateur

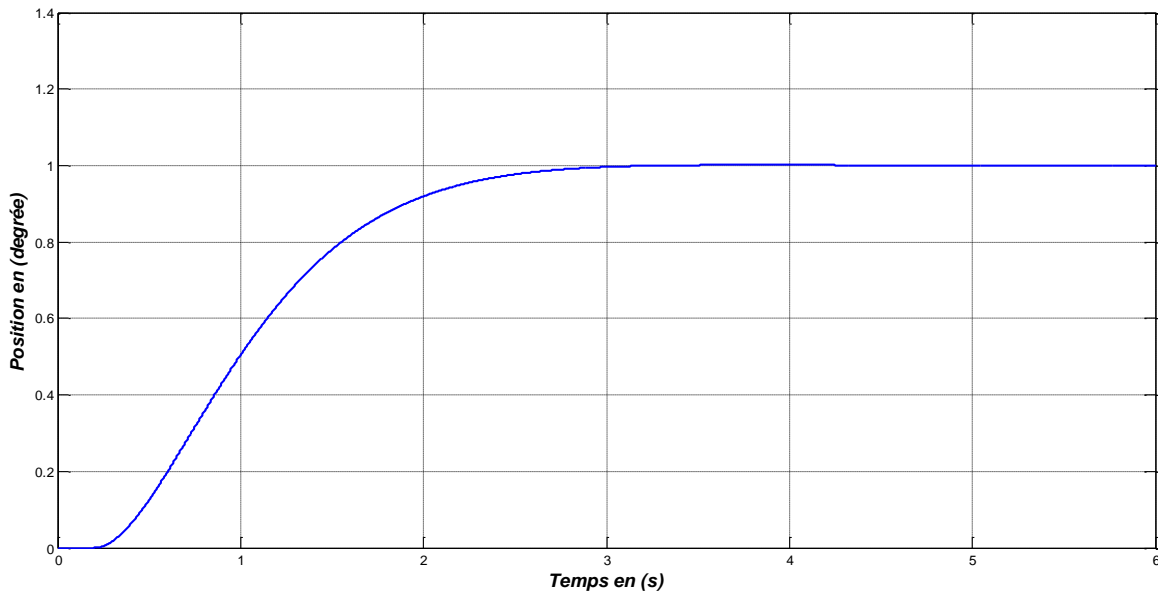
$\theta_{\text{ref}} = 1$  ;  $k_i = 178.6676$  ;  $k_d = 0.1280$  et  $k_p = 19.8674$  ;  $a_0 = 0.1943$  ;  $a_1 = 0.0216$  ;  $a_2 = 1.39 \cdot 10^{-4}$  ;  $z = 0.7$  et  $\omega_n = 20$  avec  $t = 6s$

Paramètre du moteur

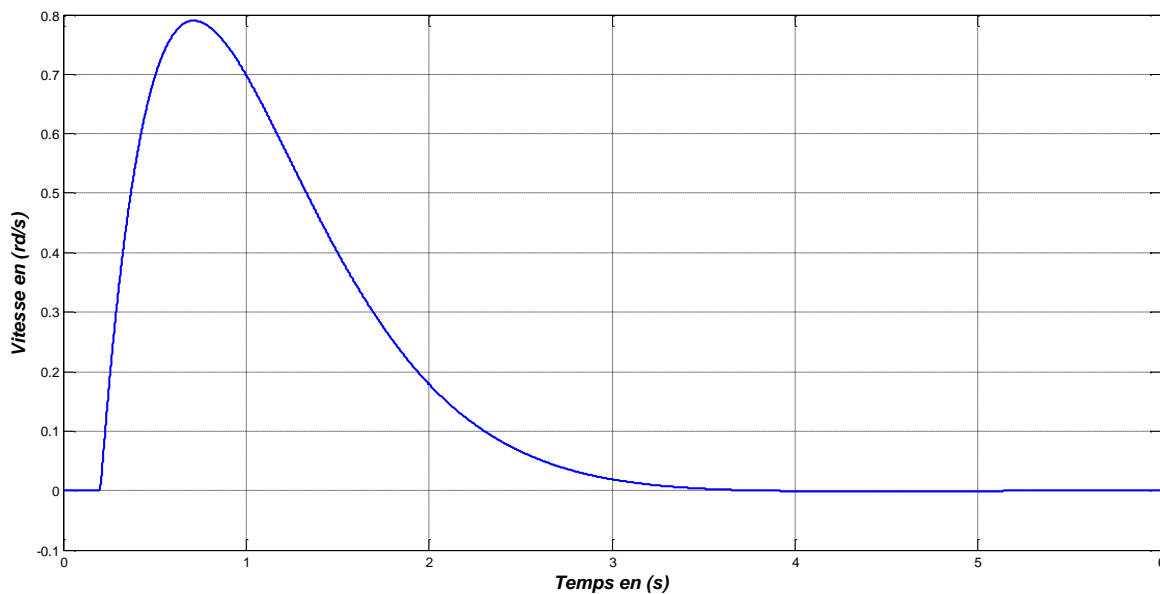
$V_a = 180V$  ;  $V_f = 180V$  ;  $R_a = 4.23\Omega$  ;  $R_f = 240\Omega$  ;  $L_a = 0.0273H$  ;  $L_f = 1.5489H$  ;  $M_{fd} = 0.58H$  ;  $f = 0.0012N.m.s/rd$

$J = 0.0051kg.m^2$  ;  $C_f = 1.8N.m$

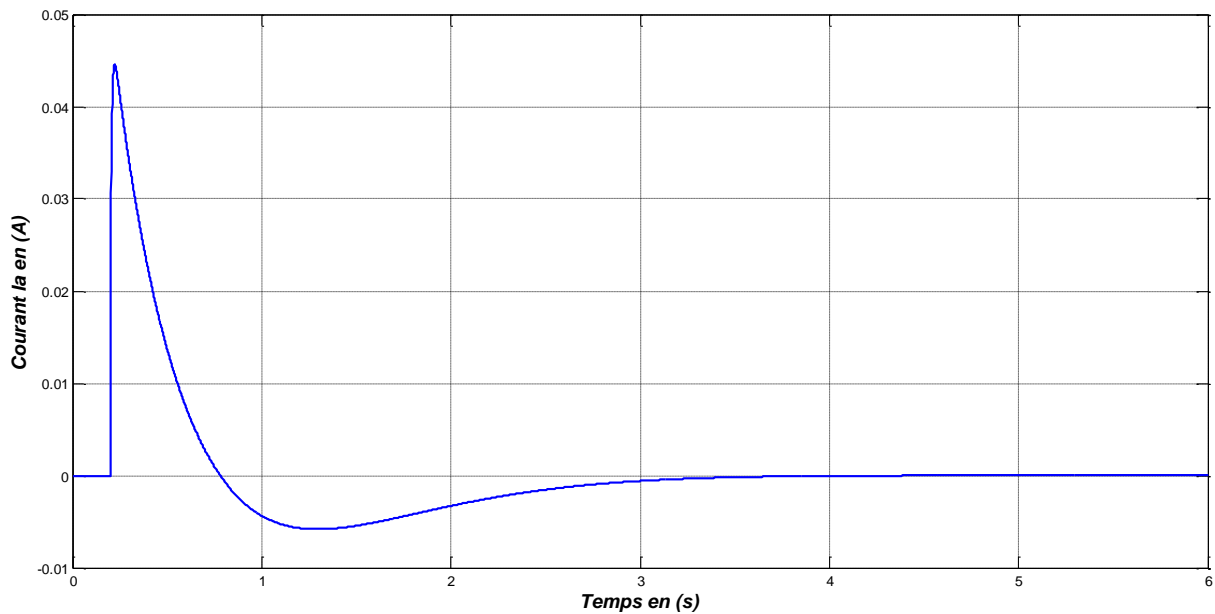
Le modèle de simulation utilisé est celui de la figure (schéma bloc de la MCC à excitation séparée avec le régulateur C(p)) dans l'annexe.



**Figure III.8 :** Réponse indicielle de position



**Figure III.9 :** Réponse indicielle de vitesse



**Figure III.10 :** Evolution du courant d'induit

### Interprétation des résultats

D'après la figure III.8 on voit que la réponse en vitesse présente un pic lors du régime transitoire de 0.8rd/s puis il s'annule à partir de 0.4s au régime permanent.

On remarque d'après la figure III.10 qu'au démarrage le courant d'induit présente un pic d'une valeur de 0.04A qui correspond au régime transitoire, car le moteur fait appel d'un courant important au démarrage et au régime permanent le courant d'induit s'annule et on constate bien qu'après l'ajout d'un régulateur PID au moteur la valeur du courant de démarrage a diminué.

Le petit retard de 0.2s est dû à l'échelon  $V_a$  qu'on lui a donné au début de simulation

La commande par un régulateur PID nous a permis de perfectionner la qualité de la réponse indicielle de la position, le temps de réponse est plus rapide par rapport au cas de la commande du moteur sans régulation.

Il faut limiter le courant de démarrage afin de ne pas détruire les contacts balais-collecteur pour cela on va insérer deux contrôleurs de position et de courant et un limiteur pour réduire le pic.

### III.5 Calcul du régulateur de position et du courant

Pour pouvoir contrôler la position et le courant du moteur à courant continu, il est nécessaire d'utiliser une boucle de régulation en cascade et pour cela, on a besoin de les calculer par la méthode de commande par modèle interne .

Le schéma fonctionnel de la boucle en régulation de courant est donné par la figure III.13

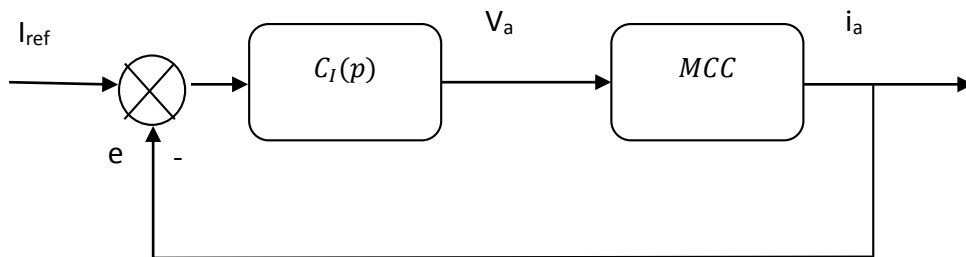


Figure III.11 : Schéma fonctionnel de la boucle en régulation de courant

Pour calculer le contrôleur  $C_I(p)$ , on a besoin de la fonction de transfert  $G_I(p)$  qui est le rapport entre le courant d'induit  $i_a(p)$  et la tension d'alimentation  $V_a(p)$  et On considère que la fcem est une perturbation. D'après la figure II.3 la fonction de transfert de  $G_I(p)$  est donné par l'expression (III.11) :

$$G_I(p) = \frac{i_a(p)}{V_a(p)} = \frac{1}{R_a + L_a p} \quad \text{(III.11)}$$

$H(p)$  est une fonction de transfert choisie par le concepteur

$$H_I(p) = \frac{1}{1 + T_I p} \quad \text{(III.12)}$$

**T<sub>I</sub>**: Etant la constante de temps qui peut s'écrire sous forme:  $T_I = \frac{T}{2}$  avec  $T = \frac{L_a}{R_a}$

On calcule le régulateur  $C_I(p)$ , en utilisant l'expression (III.4)

On remplace  $H(p)$  et  $G(p)$  dans l'expression (III.4), on obtient l'expression (III.13)

$$C_{IMC} = \frac{R_a + L_a p}{1 + T_i p} \quad (III.13)$$

On remplace cette expression dans l'expression III.7 on obtient :

$$C_I(p) = \frac{R_a + L_a p}{T_i p} \quad (III.14)$$

Donc  $C_I(p)$  peut également s'écrire sous forme d'un régulateur PI qui est représenté par l'expression III.15 :

$$C_I(p) = \frac{1}{p} \frac{R_a}{T_i} + \frac{L_a}{T_i} = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (III.15)$$

Avec :

$$K_p = \frac{l_a}{T_I} \quad \text{et} \quad K_i = \frac{R_a}{T_I}$$

Le schéma fonctionnel de la boucle en régulation de position est donnée par la figure III.12

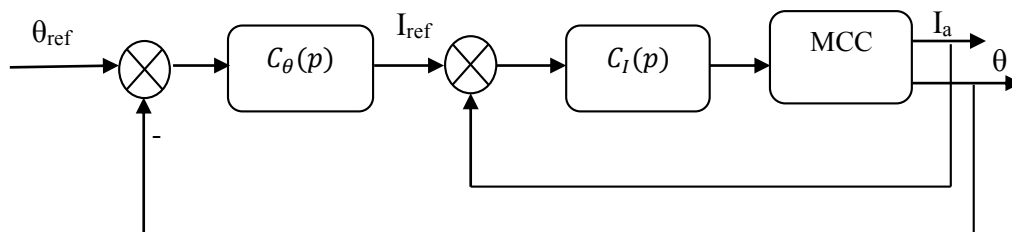


Figure III.12 : Schéma fonctionnel de la boucle en régulation de position

Pour calculer le contrôleur  $C_\theta(p)$ , on a besoin de la fonction de transfert  $G_\theta(p)$  qui est le rapport entre la position  $\theta(p)$  et le courant de référence  $i_{ref}(p)$ , et On considère que la fcem est une perturbation d'après la figure III.14 la fonction de transfert de  $G_\theta(p)$  est donnée par l'expression (III.16) :

$$G_\theta(p) = \frac{\theta(p)}{i_{ref}(p)} \quad \text{(III.16)}$$

On suppose que la fonction de transfert du système est celle de l'expression III.17

$$G_\theta(p) = \frac{G_0}{p(Tp + 1)} \quad \text{(III.17)}$$

Avec:  $G_0=362$  et  $T=4.7s$

On remplace la fonction de transfert  $G_\theta(p)$  dans l'expression III.4; on obtient

$$C_\theta(p) = \frac{(1 + Tp)\omega_n^2}{G_0(p + 2z\omega_n)} \quad \text{(III.18)}$$

$C_\theta(p)$  peut être également s'écrire sous forme d'un régulateur PI et un filtre passe-bas, l'expression de  $C_\theta(p)$  deviennent :

$$C_\theta(p) = \frac{p}{(p + 2z\omega_n)} \left( kp + \frac{ki}{p} \right) \quad \text{(III.19)}$$

Avec :  $kp = \frac{\omega_n^2 T}{G_0}$ ,  $ki = \frac{\omega_n^2}{G_0 \cdot p}$  et  $\frac{p}{(p + 2z\omega_n)}$  un filtre passe-bas

### III.6 Résultats de simulation

Après avoir appliqué les régulateur de position et de courant sur le moteur à courant continu à excitation indépendante. Nous allons présenter les courbes de l'évolution les grandeurs physiques du moteur à courant continu (position, vitesse et le courant de l'induit) en fonction du temps

Paramètres du régulateur de courant

$\theta_{ref} = 1$  ;  $k_i = 76.90$  ;  $k_p = 0.4964$  ;  $z = 0.7$  et  $w_n = 2$  ;  $G_0 = 362$  ;  $T = 4.2s$  avec un temps de simulation  $t = 6s$ .

Paramètres du régulateur de position

$\theta_{ref} = 1$  ;  $k_i = 0.0110$  ;  $k_p = 0.05$  ;  $z = 0.7$  et  $w_n = 2$   $G_0 = 362$  ;  $T = 4.2s$  avec un temps de simulation  $t = 6s$

Le modèle de simulation utilisé est celui de la figure III.12

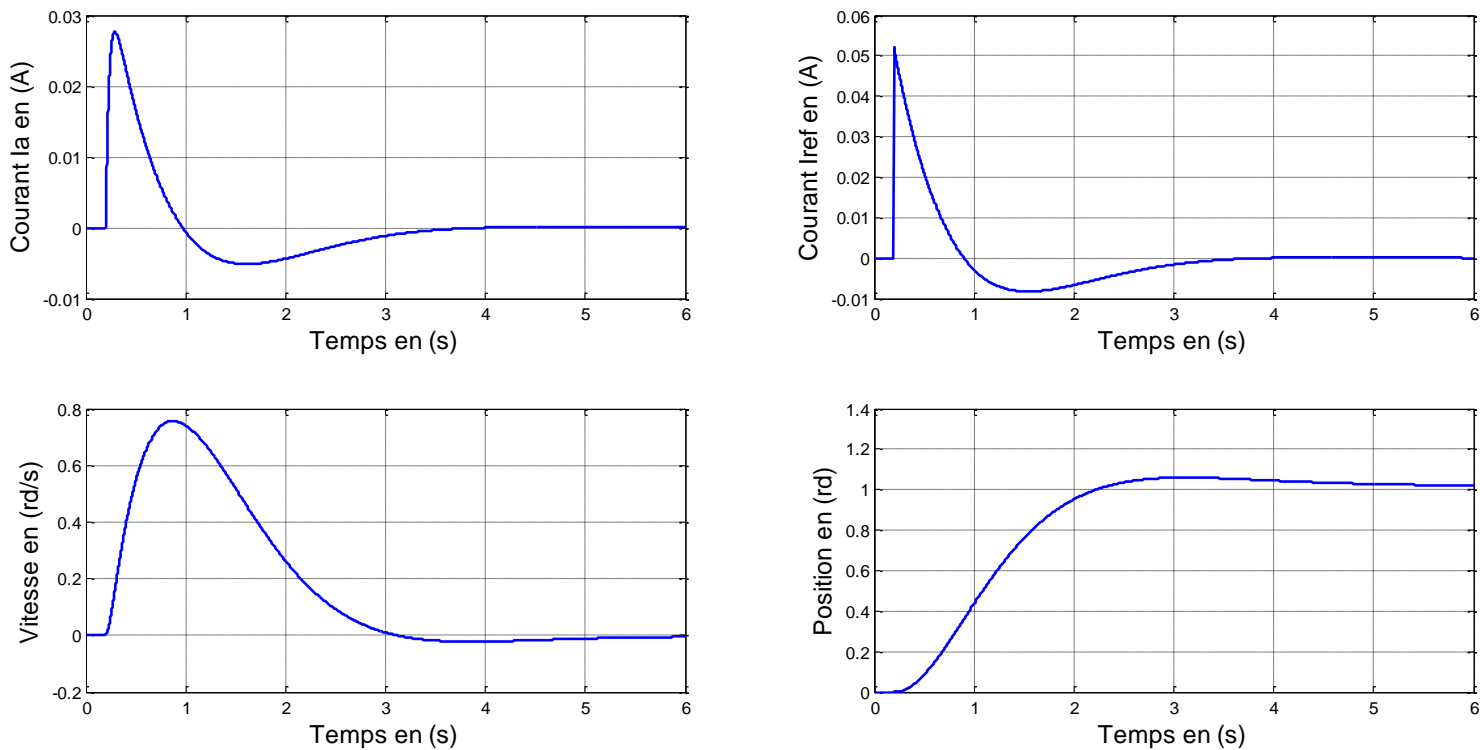


Figure III.13 :Evolutions des grandeurs de moteur(position,vitesse et courant )

### Interprétation des courbes

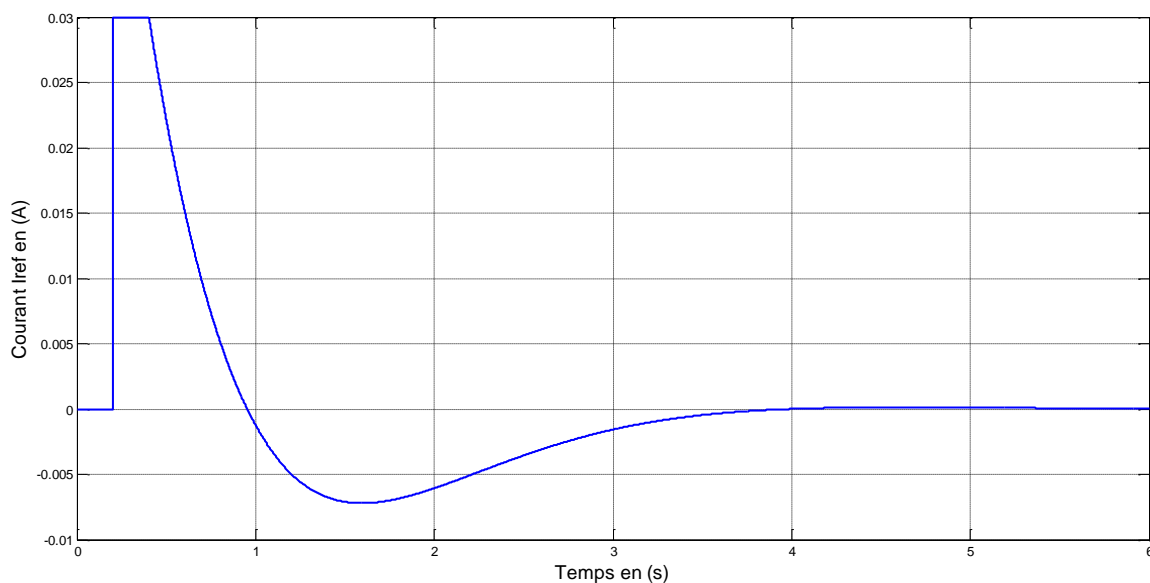
On voit que la réponse indicielle de vitesse présente un pic lors du régime transitoire de 0.78rd/s puis il s'annule à partir de 6s au régime permanent.

On remarque qu'au démarrage le courant d'induit présente un pic d'une valeur de 0.028A qui correspond au régime transitoire, car le moteur fait appel d'un courant important et au régime permanent le courant d'induit s'annule et on constate bien qu'après l'ajout des contrôleurs de position et de courant au moteur la valeur du courant de démarrage à diminuer.

On constate que la commande de moteur à courant continu avec des contrôleurs, nous a permis de perfectionner la qualité de la réponse indicielle de la position, le temps de réponse est plus rapide par rapport au cas de la commande du moteur sans contrôleur.

- **Simulation du moteur avec des régulateur courant et position on ajoutant un limiteur de courant**

Le modèle de simulation est celui de la figure (Schéma bloc du moteur avec des contrôleurs position et courant )dans l'annexe



**Figure III.14:** Evolution de courant  $I_{ref}$

Après avoir inséré un limiteur de courant, on constate que le courant  $I_{ref}$  est limité à 0.02A .

On conclue que l'insertion d'un limiteur de courant après un régulateur de courant peut protéger le moteur contre les pics très importants du courant que pourrait engendrer les régulateur.

## Conclusion

On a vu dans ce chapitre la commande PID du moteur à courant continu. On voit que l'ajout d'une action proportionnelle assure et améliore la rapidité de système. L'ajout d'une action intégrale améliore le régime permanent et l'ajout d'une action dérivée assure l'amélioration de la stabilité

L'étude de la méthode de la commande par modèle interne pour la synthèse des régulateur PID qui a été faite permet de conclure que cette méthode est meilleure du point de vue dépassement et stabilisation.

Dans le chapitre suivant, nous allons passer à l'application de cette commande sur le système réel qui est le pendule inversé ou bien sur on va s'intresser à la position d'un chariot .

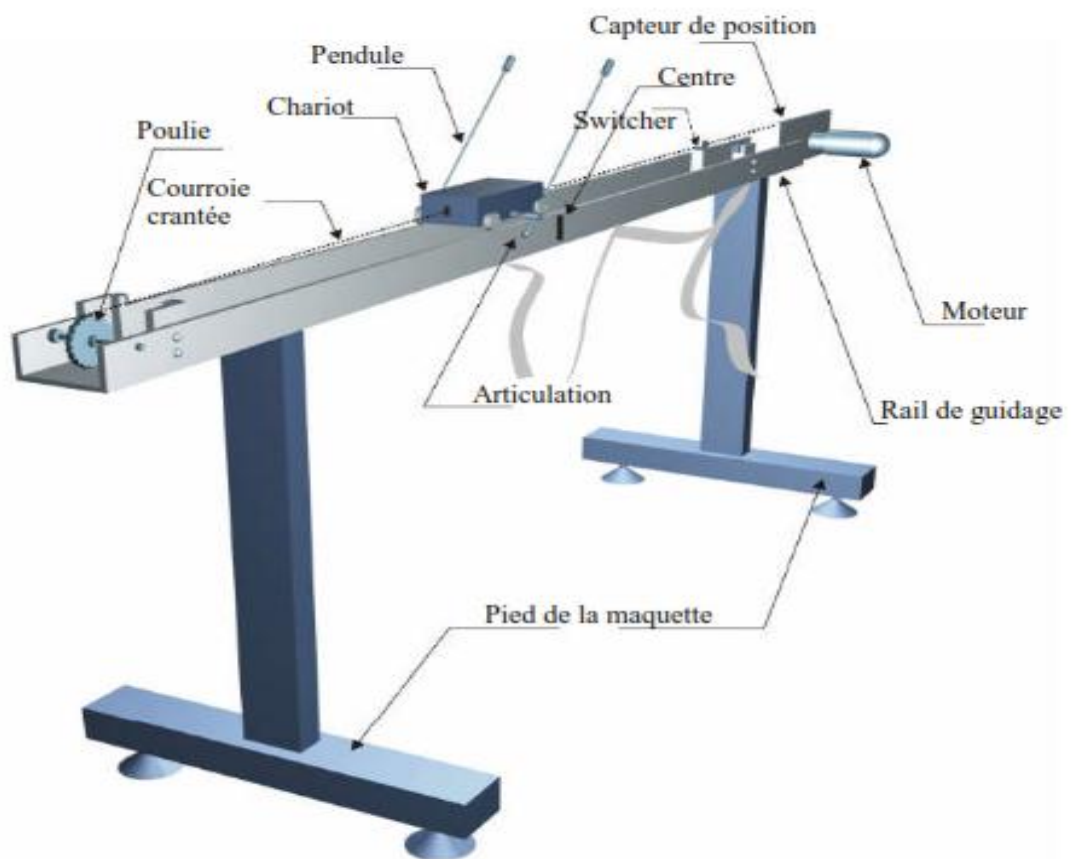
# *Chapitre IV*

## Introduction

Nous présentons dans ce chapitre, un modèle non linéaire d'un système classique souvent utilisé dans des applications de commande : le pendule inversé qui est une plate forme d'essai qui pose un problème d'instabilité. Ce pendule est celui disponible au laboratoire de conception et conduite des systèmes de production (L2CSP). Il est constitué d'un chariot mobile sur un rail et d'un pendule suspendu sur le chariot. Son principe de fonctionnement est très simple en théorie : en se basant sur le déplacement du chariot de sa position initiale dans l'espace du système, pour cela l'arbre du moteur va transformer le mouvement de rotation en un mouvement linéaire qui peut être géré par le moteur.

L'objectif de notre commande c'est de contrôler la position du chariot par un régulateur PID.

La figure IV.1 présente le schéma synoptique de banc d'essais du pendule inversé :



**Figure IV.1** : Synoptique de banc d'essais du pendule inversé

## VI.1 Présentation du pendule inversé

### VI.1.1 Constituants du dispositif

Nous considérons que la grandeur de commande de notre système est la force appliquée sur le chariot. Cette force sera dans les faits fournie par une chaîne d'actionneurs constituée de :

- ◆ Une alimentation à tension continue a réglable analogiquement
- ◆ Un moteur à courant continu
- ◆ Une vis sans fin transformant le couple du moteur en une force appliquée sur le chariot : elle permet de transformer le mouvement de rotation de l'arbre du moteur en un mouvement de translation du chariot. [18]

### VI.1.2 Description de la maquette :

Cette maquette est composée d'une tige en aluminium à l'extrémité de laquelle est vissée une masselotte de forme cylindrique. Cette tige est fixée par une articulation pivotante sur un chariot qui peut se déplacer en glissant le long d'un rail de guidage horizontal. Le mouvement de rotation d'un moteur électrique est transformé en mouvement de translation du chariot par l'intermédiaire d'un ensemble de deux poulies et d'une courroie crantée. Le déplacement du chariot dans un sens ou dans un autre assure par réaction l'équilibre vertical du bras du pendule. En fait, ce genre de mécanisme est très fréquent. On en trouve dans toutes les imprimantes à jet d'encre ou dans toutes les machines à écrire électriques. [18]

### VI.1.2 Dispositif de commande

Un ensemble de capteurs et d'actionneurs est installé sur la maquette. Deux capteurs sont disponibles :

- Un capteur de position délivre une image de la position du chariot sur son rail de guidage par rapport au centre de ce dernier. Si le chariot est situé à droite du centre, une valeur positive est mesurée. Le capteur utilisé est un potentiomètre multi-tours solidaire de l'axe du moteur. [18]
- Un capteur de position angulaire.

On souhaite contrôler la position angulaire du chariot, pour ce faire on est obligé de transformer le mouvement de rotation du moteur en un mouvement linéaire, l'idée c'est de déplacer le chariot d'une position initiale à une autre n'importe où dans l'espace du système

De plus, la course du chariot est limitée respectivement à gauche et à droite par deux butées mécaniques. Deux interrupteurs de fin de course sont placés en avant des butées mécaniques par sécurité pour le moteur d'entraînement du chariot, et les limites de variation de position du chariot est de 50 cm.

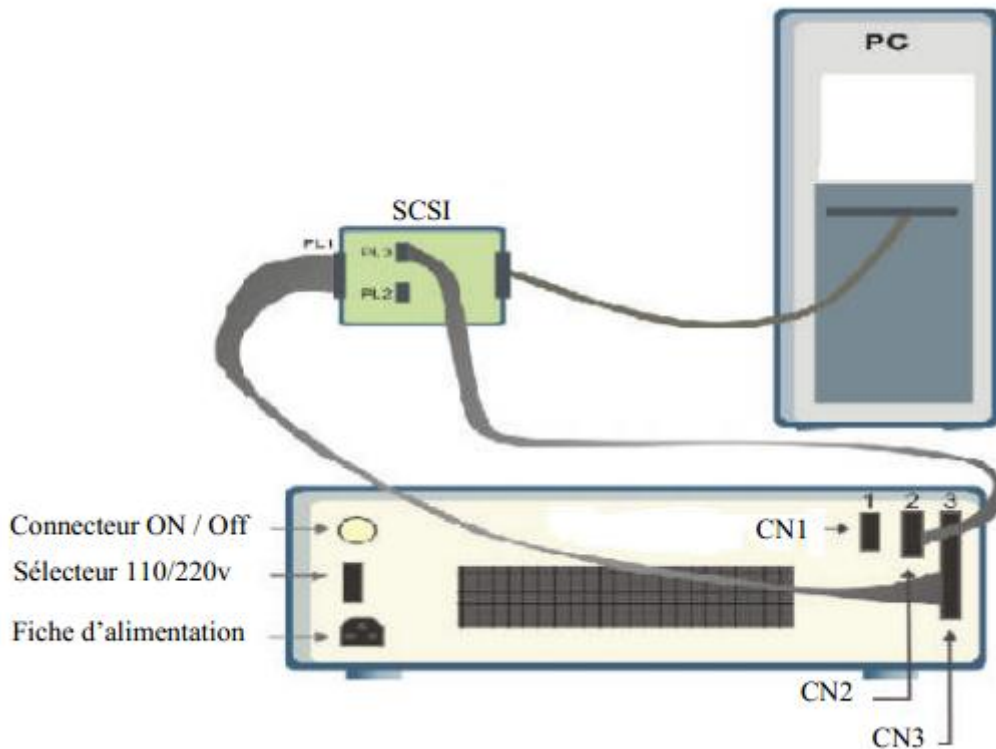
Le passage du chariot entraîne la fermeture d'un interrupteur provoquant la coupure de l'alimentation du moteur électrique. L'actionneur est un moteur électrique à courant continu commandé par l'induit. La commande du moteur est effectuée par un signal variant entre 0 et +5V

### IV.1.3 présentation du dispositif de contrôle de commande

#### IV.1.3.1 Armoire de commande

A l'arrière de l'armoire on trouve les différentes connectiques suivantes :

- **Connecteur ON / OFF** : fiche DIN pour connecter la boîte de l'intercepteur ON/OFF du moteur.
- **Sélecteur 110/220v**
- **Fiche d'alimentation 110/220v**
- **Connecteur CN3** : il se branche avec le PLI de la boîte d'adaptation, avec une large nappe 40 pistes. Les signaux sont ceux des deux capteurs de position, c'est des signaux digitaux sur 16 bits.
- **Connecteur CN2** : il se branche avec PL3, avec une nappe 20 pistes. Les signaux sont les tensions de commande du moteur.
- **Connecteur CNI** : il se branche avec la partie mécanique. Les signaux sont ceux du moteur. [17]



**Figure IV.2 :** Diagramme de connexion du dispositif de contrôle et de commande

#### IV.1.3.2 L'adaptateur (SCSI) :

L'adaptateur SCSI est donné à la figure (IV.2) a comme rôle d'adapter les signaux entre la carte d'acquisition et les différents connecteurs de la base d'alimentation, et aussi séparer ces différents signaux en fonction de leurs types. La boîte dispose de quatre connecteurs :

- Un connecteur 68 pins pour connecter le câble global 68 pin SCSI de la carte d'acquisition.
- Un grand connecteur PLI pour les entrées digitales des capteurs de positions (deux encodeurs optiques).
- Un petit connecteur PL2 ou PL3 pour la sortie analogique (tension de commande du moteur).

#### IV.1.3.3 Carte d'acquisition : ADVANTECH PCI 1711 (pci1711)

C'est une carte d'acquisition universelle qui est installée sur le port PCI du PC de commande et dispose de connecteurs extérieurs pour des entrée/sorties analogiques et digitales.

Ces principales caractéristiques sont :

- La fonction Plug & Play
- 16 entrées analogiques configurables simples (single-ended) ou source flottante
- Convertisseurs A/D industriels normalisés à approximations successives
- 12 bits utilisés pour la conversion des entrées analogiques
- La fréquence maximale d'échantillonnage est de 100 kHz
- Gamme des entrées analogiques est programmable et contrôlable par software
- Chaque canal à sa gamme individuelle stockée dans la RAM de la carte
- 2 sorties analogiques (convertisseur D/A)
- 16 canaux d'entrées digitales
- 16 canaux de sortie digitales
- Un compteur/timer programmable
- Scanne automatique des gain/canaux.

Son principal rôle dans notre application, c'est qu'elle permet la commande digitale d'un système continu à travers un PC, en convertissant les signaux analogiques et numériques et vice-versa. Dans notre cas, on utilise :

- Une sortie analogique (convertisseur D/A) pour délivrer la tension de commande de référence.
- Les entrées digitales des deux encodeurs optiques pour mesurer la position du chariot.
- Une entrée analogique (convertisseur D/A) pour récupérer le retour tachymétrique du moteur. [17]

#### **IV.1.3.4 Environnement de développement**

On peut tester directement le contrôleur qu'on a synthétisé en simulation sur le système physique réel, avec un simple PC de développement. En effet tous ce dont on a besoin est :

- Un PC standard (pour le développement et pour la commande)
- Une carte d'acquisition pour la conversion A/D et D/A
- Le système physique à commander
- Les logiciels nécessaires

La figure VI.3 représente un système de contrôle de pendule

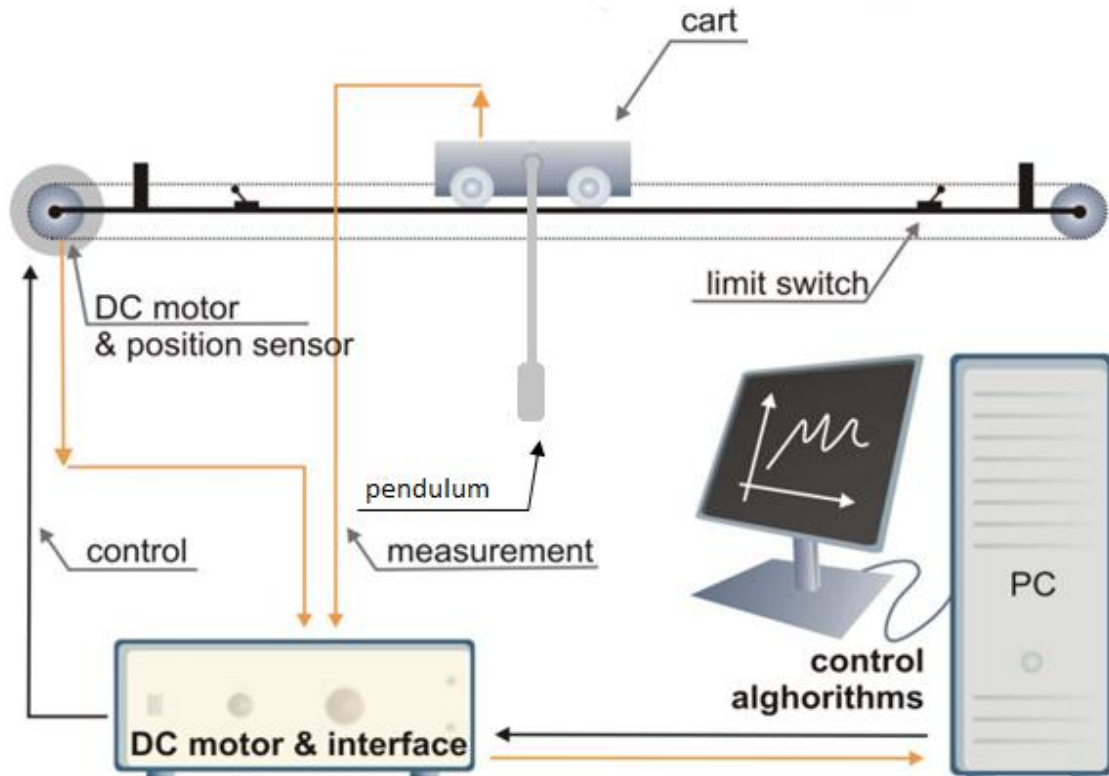


Figure IV.3 : Système de contrôle de pendule

Tel que :

**DC motor and interface** : Moteur et interface de C.C

**Control algorithms** : Commande des algorithmes

**DC motor and position sensor** : Moteur à C.C et capteur de position

**Limit switch** : Interrupteurs de fin de course

**Cart**: Le chariot

**Pendulum**: Le pendule [19]

Les logiciels utilisés sont :

**MATLAB** : Il joue le rôle d'une plateforme, où tous les autres composants s'exécutent, c'est l'environnement le plus utilisé dans le monde par les ingénieurs, il fournit plusieurs routines sophistiquées de calculs numérique.

**SIMULINK** : c'est un langage de haut niveau graphique, avec lequel on programme avec des objets ou blocks, ces objets peuvent être soit des blocs standards ou bien des blocs spécialisés écrit par l'utilisateur comme des S-fonctions

**REAL TIME WORKSHOP** : c'est le programme le plus important, qui génère automatiquement du code source C++ optimisé, à partir du modèle Simulink. De plus, ce code est paramétrable pour plusieurs targets (cible) d'implémentation

**Compilateur C++** : il compile le code généré par le real time workshop et fait l'édition des liens pour générer un exécutable qui communique avec la cible d'implémentation (Target), dans notre cas, le compilateur est VISUAL C++ 6.0 PRO.

**REAL TIME WINDOWS TARGET** : Dans le cas d'un environnement WINDOWS, ce petit noyau, est essentiel, son rôle est primordial, il assure le temps réel pour notre régulateur. Car WINDOWS est un OS événementiel donc il n'est pas temps réel. Il s'exécute comme un service résident dans le niveau zéro (mode noyau) et intercepte les interruptions matérielles avant WINDOWS, par la suite, il communique avec l'exécutable du régulateur et interface avec le système physique à travers la carte d'acquisition, en vue de contrôler le flux des données et de signaux du modèle (maintenant exécutable) vers le système physique et vice versa. [18]

#### IV.2 Commande par PID en temps réel de la position du chariot

Les modèles en temps réel équipés de logiciel de la rétroaction doivent être établis avant qu'ils puissent être exécutés en temps réel. Si le modèle n'est pas choisi déjà construit le model Workshop en temps réel puis build model de menu d'outils.

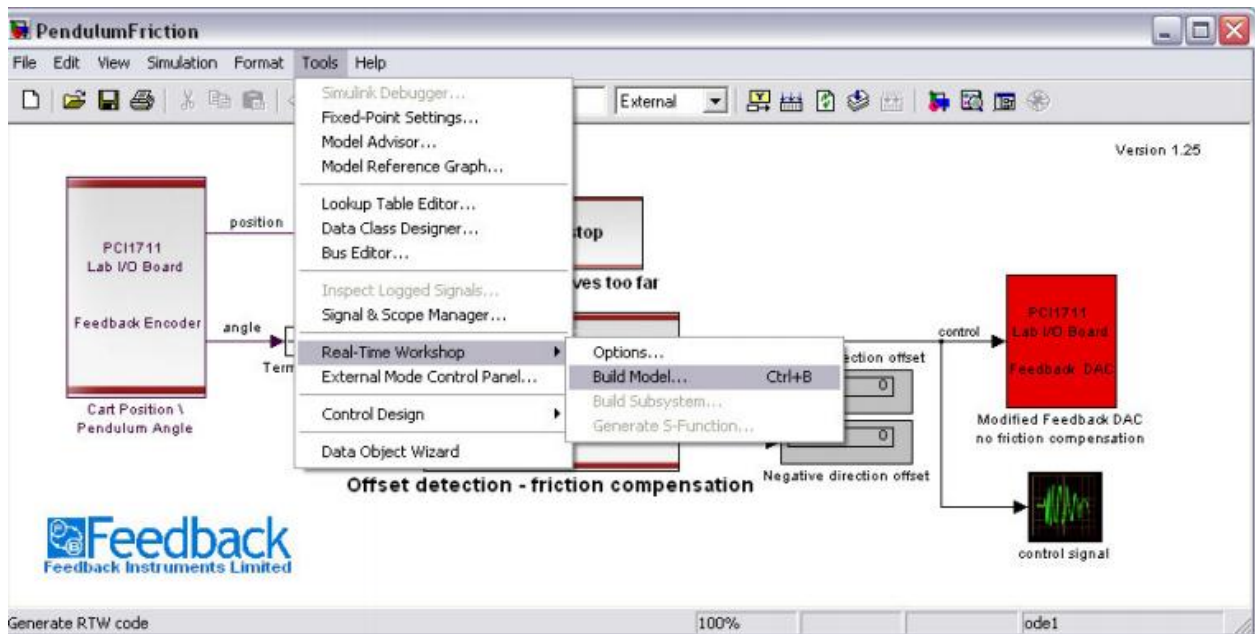


Figure IV.4 : Etablir un modèle

Une fois que le modèle est établi, aller à la fenêtre de commande de Matlab et attendre le progrès de la construction. Quand la construction est complète, vérifier qu'elle est réussie (c.-à-d. aucun message d'erreur n'a été affiché dans la fenêtre de commande), donc on peut établir le modèle souhaité. [19]

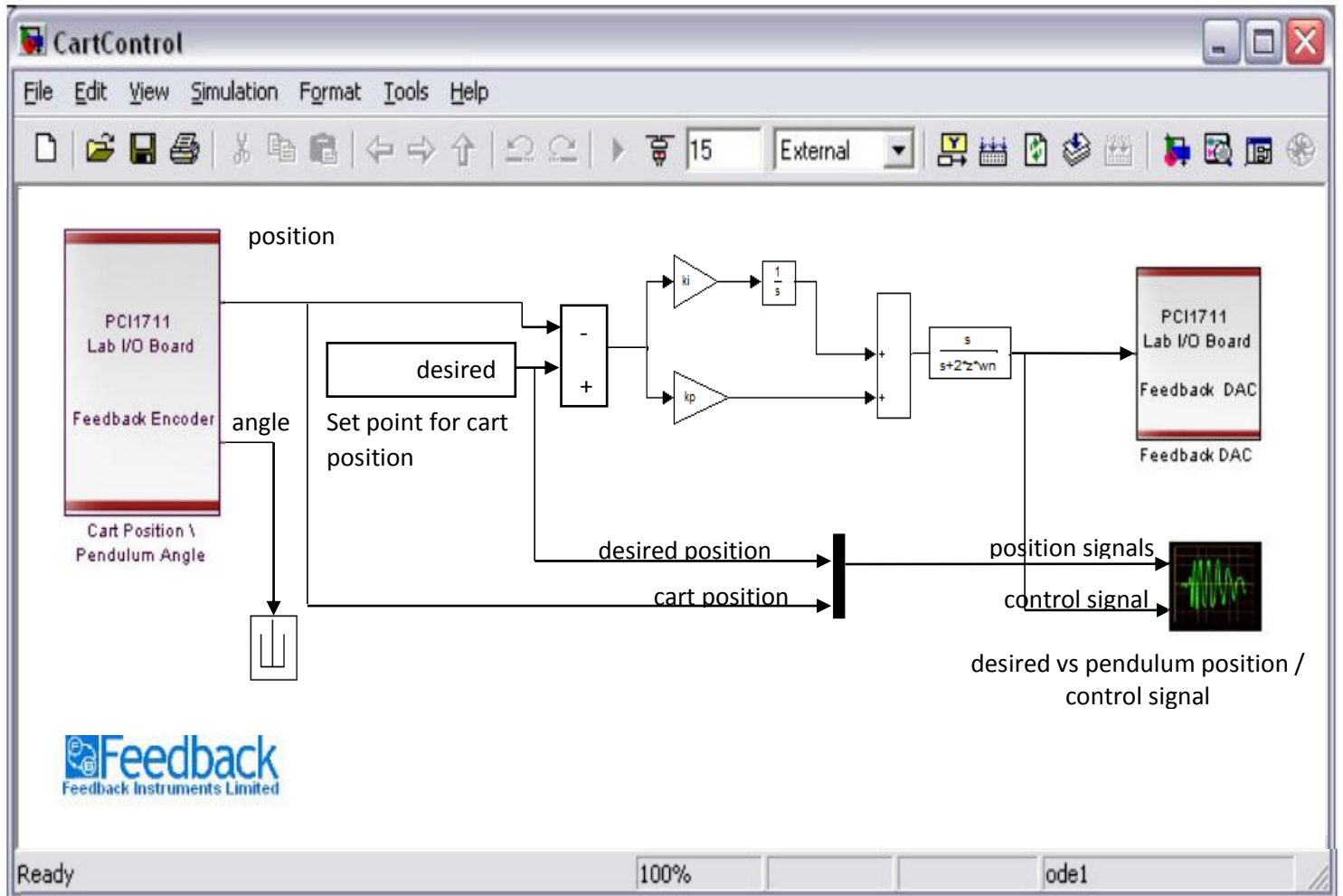


Figure IV.5 : Commande de position en temps réel du chariot

On souhaite contrôler la position du chariot à l'aide d'un régulateur PID, pour ce faire on a besoin de calculer ce régulateur à l'aide d'une commande par modèle interne, donc on va utiliser la fonction du transfert du système

On suppose que la fonction de transfert de l'ensemble chariot-MCC, est donnée par l'expression IV.1

$$G(p) = \frac{G_0}{p(Tp + 1)} \quad (VI.1)$$

Avec :

$G_0 = 1.059$  (le gain statique)

$T = 0.149s$  (la constante de temps)

On calcule  $C(p)$  par l'expression III.7, on obtient :

$$\begin{aligned} C(p) &= \frac{p}{(p + 2zw_n)} \frac{(1 + Tp)w_n^2}{G_0 p} \\ &= \frac{p}{(p + 2zw_n)} \left( \frac{Tw_n^2}{G_0} + \frac{w_n^2}{G_0 p} \right) \end{aligned} \quad (\text{IV.3})$$

Donc  $C(p)$  peut s'écrire sous forme d'un régulateur PI en série avec un filtre passe-bas qui représenté par l'équation (III.12)

$$C(p) = \frac{p}{(p + 2zw_n)} \left( K_p + \frac{K_i}{p} \right) \quad (\text{IV.4})$$

Avec :

$$K_p = \frac{Tw_n^2}{G_0} \quad \text{et} \quad K_i = \frac{w_n^2}{G_0}$$

Une fois qu'on a calculé ce régulateur et après avoir lancé la simulation du modèle de la figure (VI.5) on obtient les résultats de simulation qui sont représentés par les figures (IV.6) et (IV.7)

Les essais que nous avons fait consistent à changer d'une part les paramètres de la machine et d'autre part la consigne ou d'appliquer une perturbation externe (tapant sur le chariot).

#### IV.4 Résultats expérimentaux

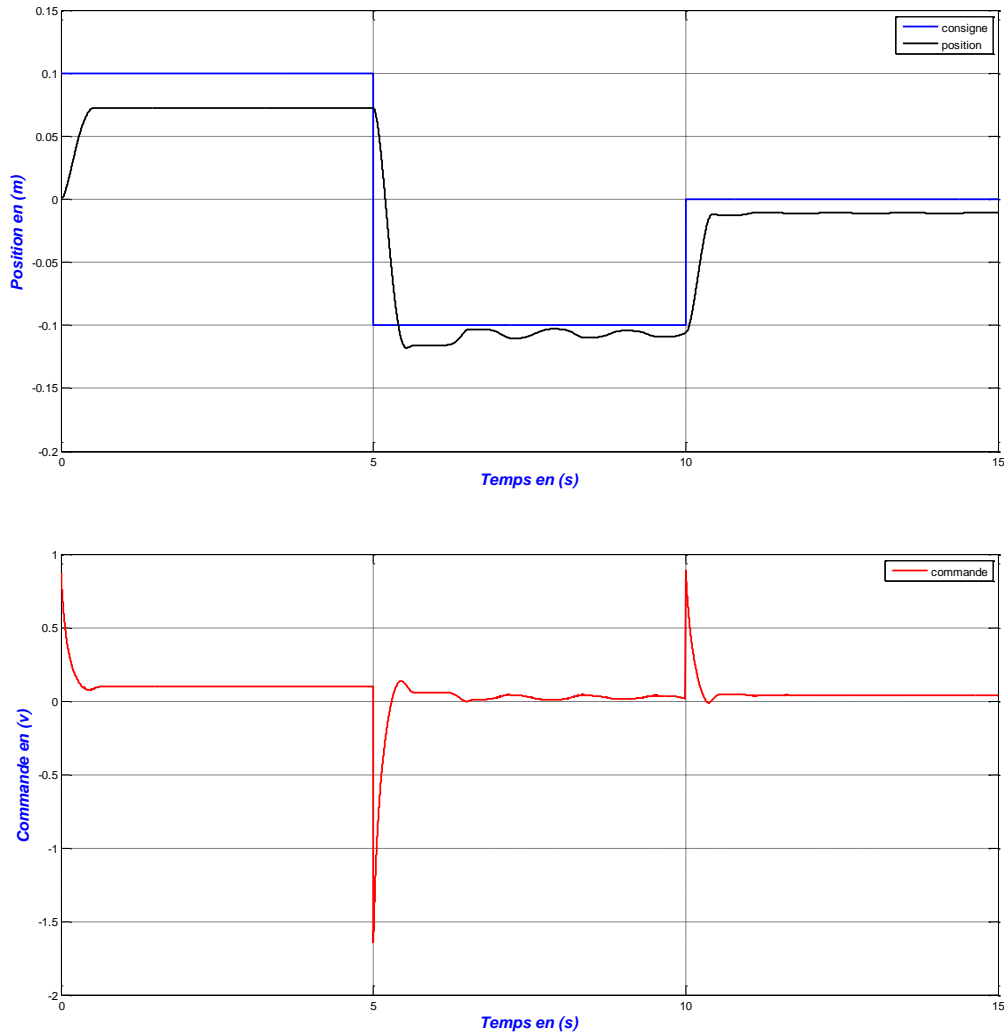
Les figures (IV.6) et (IV.7) montrent respectivement les résultats d'un ensemble moteur à courant continu plus chariot commandée par un régulateur PI et avec l'injection un échelon variable et un temps de simulation  $t=15s$  et en absence de perturbation externe.

Paramètre de simulation de la figure IV.6 :

$$\omega_{ns} = 4 ; \text{ pole} = 5.656 ; z_s = 0.707 ; k_i = 14.6089 ; k_p = 2.1765$$

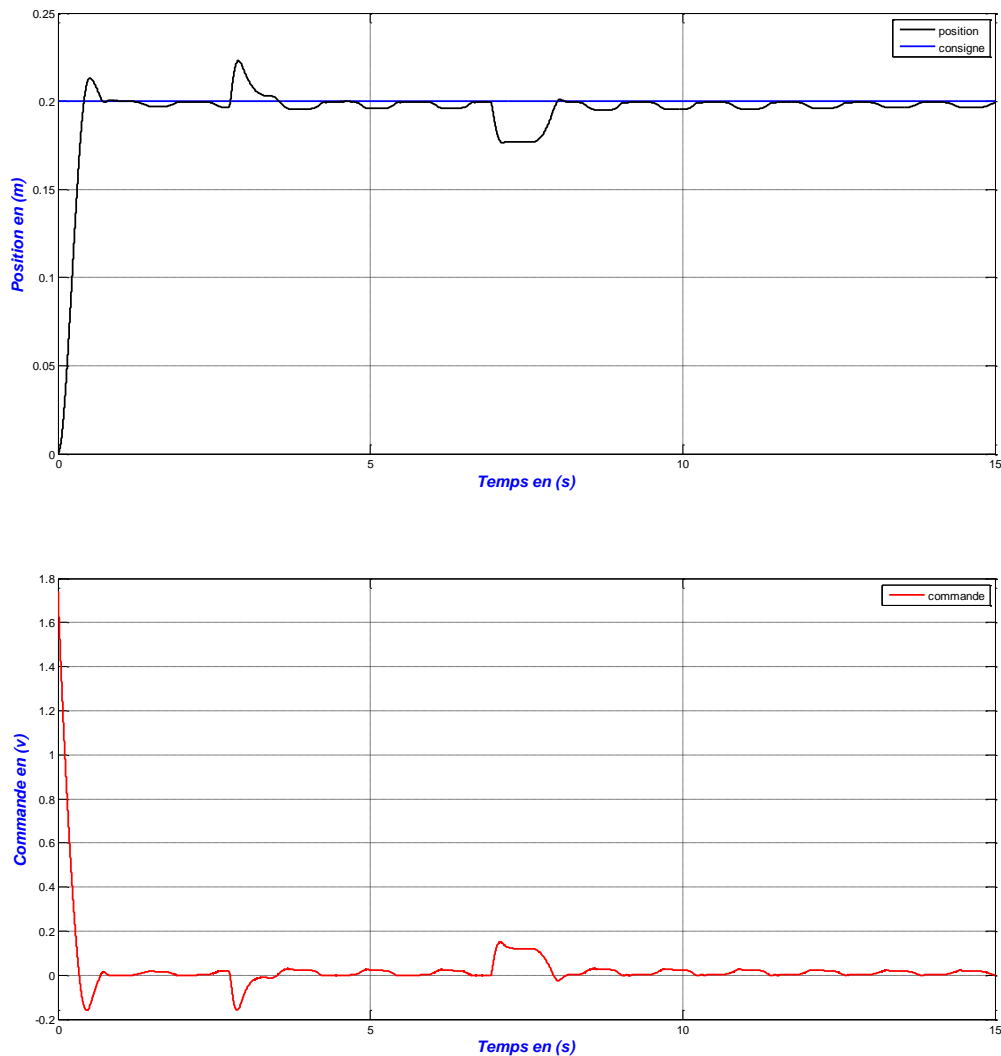
Paramètre de simulation de la figure IV.7 :

$$k_i = 58.4356 ; k_p = 8.7059 ; \text{ pole} = 11.3120 ; \omega_{ns} = 8 ; z_s = 0.7070$$



**Figure IV.6 :** Commande et position du chariot en fonction de temps (sans perturbation)

Dans ce premier test on remarque que la force appliquée par le moteur sur le pendule inversé représenté par la figure (IV-6), chaque variation de l'échelon engendre une variation de la commande appliquée et à chaque variation la commande passe par un régime transitoire puis il se stabilise à un régime permanent. Les ondulations observées au régime permanent sont dues aux vibrations du pendule lors du déplacement du chariot. On remarque aussi que la réponse de la position passe par un régime transitoire les ondulations changent d'amplitude lors de la variation de l'échelon et ça est due à l'amplitude de la commande appliquée.



**Figure IV.7 :** Commande et position du chariot en fonction de temps (avec perturbation)

Dans ce test on remarque que la force appliquée par le moteur sur le pendule inversé passe d'abord par un régime transitoire puis un régime permanent quand le couple électromagnétique est égale au couple résistant (masse du chariot plus le pendule).on voit quelques légères ondulations au régime permanent qui sont dues aux vibrations du pendule lors du déplacement du chariot.

Quand on applique un échelon simple on remarque que la réponse de la position suit le signal de référence et des petites oscillations qui sont dues au mouvement du pendule lors du déplacement du chariot.

**Conclusion**

Dans la première partie de ce chapitre nous avons présenté la description de la maquette à laquelle on a fait quelques essais sur la position du chariot en temps réel.

Dans la deuxième partie, nous avons utilisé la méthode de commande par modèle interne pour calculer un régulateur PI qui sera utilisé à contrôler la position du chariot.

La dernière partie est consacrée aux résultats de simulation d'un ensemble moteur à courant continu et chariot à l'aide d'un régulateur PI.

*Conclusion*  
*générale*

# *Conclusion générale*

L'objectif de ce travail est l'implémentation de la position d'un moteur à courant continu à excitation indépendante en utilisant une méthode de commande par un régulateur PID, ceci dans le but de contrôler la position du chariot qui est un système non linéaire et le maintenir au centre du rail de guidage.

En premier lieu, nous avons présenté des généralités sur les systèmes asservis en boucle fermée et en boucle ouverte et on a cité les performances dynamiques sur lesquels on peut agir pour améliorer la qualité de la réponse du système.

Après avoir choisi le mode de commande du moteur qui est la commande par induit, nous avons modélisé le moteur par le biais des équations qui régissent son fonctionnement. Après avoir simulé les différents grandeurs de la machine seule en boucle ouverte (position, vitesse et courant d'excitation et d'induit) les résultats obtenus présentent des imperfections au niveau de la qualité du régime transitoire (apparition des pics de valeurs importantes) et le régime permanent n'est pas atteint. Cependant il est noté que les systèmes asservis présentent des défauts, une précision insuffisante, stabilité trop relative, temps de réaction trop lent, un dépassement trop important, dans ce cas, il est indispensable d'utiliser un correcteur.

La recherche des performances toujours plus fines nous a conduits à déterminer des méthodes de commande pour perfectionner celle-ci. Dans notre travail nous avons utilisé la méthode de commande par les régulateurs PID.

L'insertion de cette commande avec le moteur à courant continu à excitation indépendante nous conduit à des résultats plus satisfaisants (réduction de dépassement et l'annulation de l'erreur statique).

Pour contrôler la position angulaire du chariot, on a utilisé le moteur pour transformer son mouvement de rotation en un mouvement linéaire, l'idée c'est de déplacer le chariot d'une position initiale vers d'autres positions dans l'espace du système. Et pour maintenir le chariot au centre du rail du guidage on a inséré la commande par PID dans le but d'avoir un système complet avec les exigences souhaitées. Dans ce cas pour se faire on a traité deux cas différents. Les essais que nous avons faits consistent à injecter une consigne à un échelon variable, et l'autre essai est une consigne à l'échelon fixe et dont on a appliqué une perturbation externe en tapant sur le chariot.

D'après les résultats de simulation effectués sur le pendule inversé en utilisant la méthode de commande par PID pour maintenir le chariot au centre du rail de guidage, on peut conclure que cette méthode est fiable pour avoir les performances souhaitées et on a observé ça dans le cas où on a appliqué une perturbation externe le système a tendance à revenir à sa position initiale.

Ce qui reste à faire pour les travaux futurs pour améliorer et rendre ce travail rentable, tester d'autres méthodes de commande et comparer les résultats obtenus. Ensuite apporter plus d'amélioration en éliminant les ondulations dues aux vibrations du pendule.

*Références  
bibliographiques*

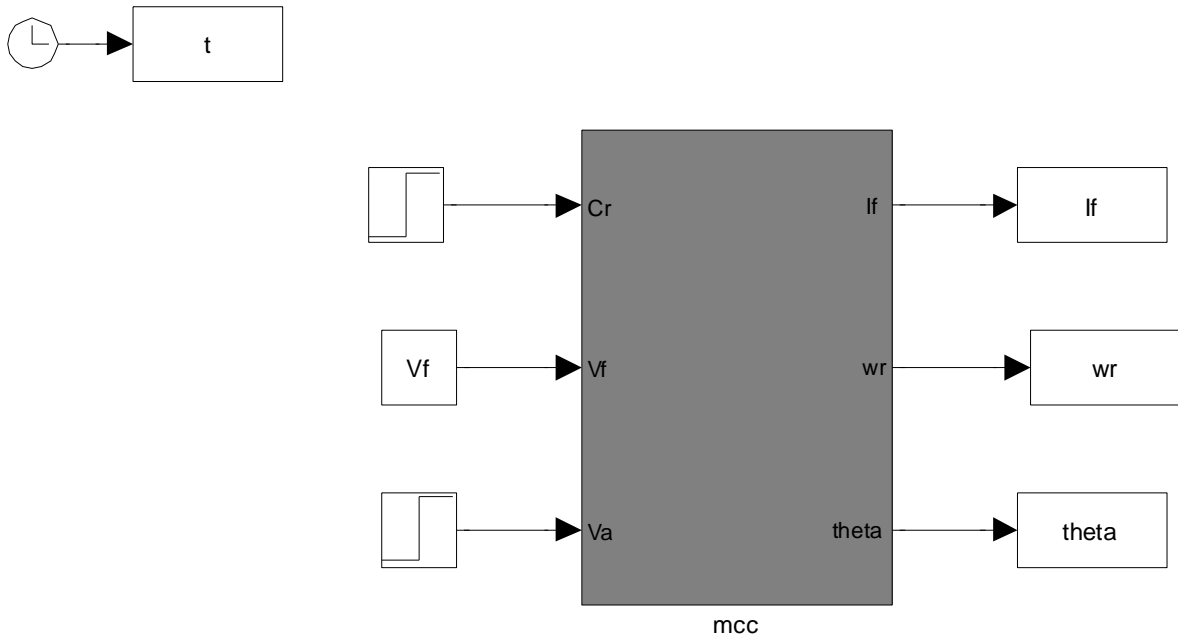
# *Référence bibliographique*

- [1] L.Torres y Quevedo « Essai sur l'Automatique », Revue Scientifique, 1915
- [2] P. Rousseau « Asservissement linéaire continu », Ellipses, Paris, 2004.
- [3] H.Egon, M. Marie et P.Porée « Traitement du signal et automatique », Hermann, Paris, 2000.
- [4] P. Clerc « Automatique Continue et Echantillonnée », Masson, Paris, 1996.
- [5] P. Arrêt « Machines Electriques », Ellipses, Paris, 2002.
- [6] B.Deforge et Q.David « Asservissement en position d'un axe linéaire », projet d'automatique, 2008.
- [7] C.le Lann « Le PID utilisé en régulation de position et/ou de vitesse de moteurs électriques », mémoire de fin d'étude, France, 2007.
- [8] T.Wildi et G.sybille « Electrotechnique », Istitut de recherche d'Hydro Québec, 2000
- [9] M.A.Johnson et M. H.Moradi « PID control (New identification and Design method), Springer, 2005.
- [10] K.J.Astrom et T.Hagglund « Advanced PID Control», USA, New York, 2006.
- [11] B.C.kuo & T.Hagglund «Automatic Control Systems», john Wiley and sons, New York, 2003.
- [12] E. Godoy et Collm « Régulation Industrielle», Dunod, Paris, 2007
- [13] S.Tamazirt « Etudes des quelques méthodes de synthèse et calcul des paramètres des régulateurs PID », Mémoire de Fin d'études, UMMTO, 2013
- [14] T.Aissat et C.Boussalem « Dimensionnement d'un régulateur en utilisant la méthode d'optimisation par Essaim Particulaire. », Mémoire de Fin d'étude, UMMTO, 2009
- [15] A.Mansoura et O. Ait Khaldoun « Etude comparative entre le moteur à courant continu et le moteur synchrone autopiloté », Mémoire de Fin d'étude, UMMTO, 2009
- [16] M.Morari « Robust Process Control », New Jersy, Prentice Hall.1989
- [17] F.Lahouaz « Mise en œuvre d'une stratégie de commande neuro floue : application à un pendule inversé », Mémoire de Magister, UMMTO, 2011
- [18] C.Boussalem « implémentation de régulateurs fractionnaires pour la stabilisation d'un pendule inversé », Mémoire de Magister, UMMTO, 2012
- [19] Manuel d'installation du pendule inverse « Digital pendulum control Experiment »

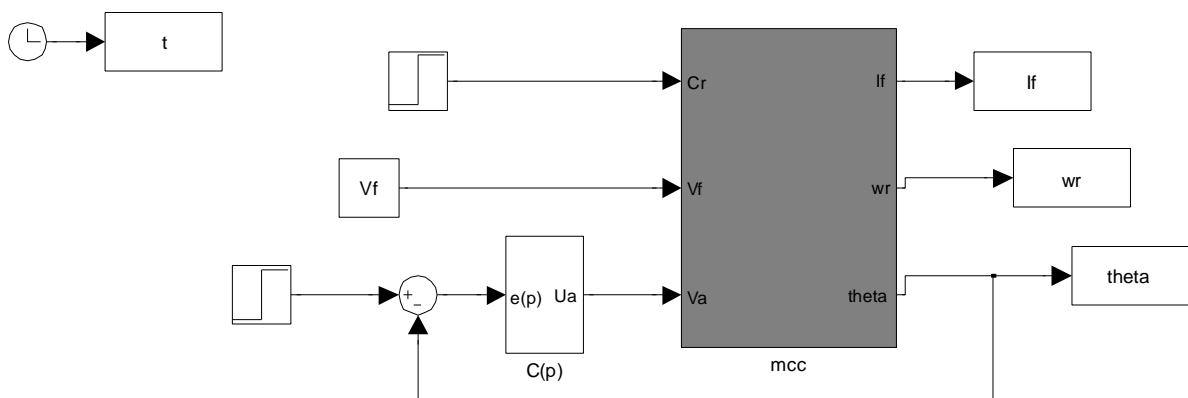
# *Annexe*

# Annexe

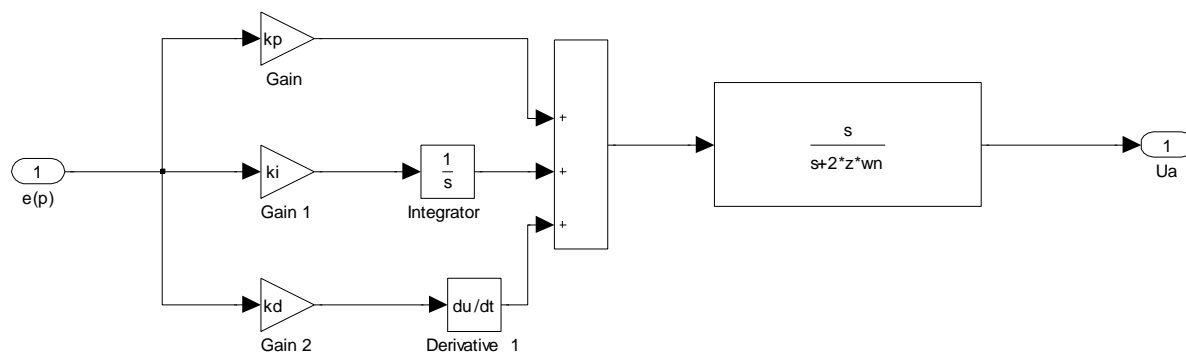
## Schéma bloc de la machine à courant continu à excitation séparée



## Schéma bloc de la machine à courant continu avec un contrôleur PID



- Schéma fonctionnel de C(p) avec un filtre :



# Schéma block du moteur avec des contrôleurs position et courant

