

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI, TIZI-OUZOU



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

# Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention d'un diplôme du master  
académique en entraînement électrique

## Thème

*Introduction à la commande en vitesse d'un  
véhicule électrique entraîné par un moteur à  
courant continu à excitation indépendante*

*Promoteur :*

M<sup>r</sup> : OULD OUAI. S.H

*Co-promoteur:*

M<sup>r</sup> : BOUHEDDA. A

*Présenté par :*

M<sup>r</sup> : TAHAZIBT Hakim

Année universitaire : 2012 / 2013



## *Remerciements*

*Je tiens à remercier tout d'abord le bon Dieu qui m'a  
donné le courage et la volonté pour réaliser ce  
travail.*

*Je tiens encore à remercier mon Promoteur:  
Monsieur OULD-OUALI Samy hassani, et mon Co  
promoteur BOUHEDDA pour son aide et  
orientation.*

*Je tiens à remercier tout le personnel du laboratoire  
d'entraînement électrique.*

*Je tiens à exprimer mes sincères sentiments, envers  
tous les membres de ma famille qui m'ont prêté aide  
et confort.*

# Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail avec fierté :  
À mes très chers parents qui m'ont donné du courage  
Et une grande pousse tout le long de mes études.*

*À mes très chères sœurs.*

*À mes très chers frères.*

*Qui m'ont soutenu durant mes études.*

*Que dieu les protègent tous.*

*À tous mes amis et leurs familles.*

*À ceux que j'aime et qui m'aiment.*



*Hakim*



*Sommaire*

---

---

## Sommaire

<i>Introduction général</i> .....	1
<i>Chapitre I : Modélisation et choix du moteur à courant continu</i>	
<i>I.1 : Introduction</i> .....	2
<i>I.2 : Description d'un moteur à courant continu</i> .....	2
<i>I.3 : Les différents modes d'excitations</i> .....	3
<i>I.3.1 : Moteur à excitation séparée</i> .....	3
<i>I.3.2 : Moteur à excitation shunt</i> .....	4
<i>I.3.2 : Moteur à excitation série</i> .....	4
<i>I.3.4 : Moteur à excitation compound</i> .....	5
<i>I.5. Description des capteurs</i> .....	6
<i>I.6. Modélisation d'un moteur à courant continu</i> .....	6
<i>I.6.1 : Machine à courant continu généralisée</i> .....	6
<i>I.6.2 : Convention de signe</i> .....	7
<i>I.6.3 : Hypothèses simplificatrices</i> .....	7
<i>I.6.4 : Relations générales entre les flux et les courants</i> .....	7
<i>I.7 : Calcul des forces électromotrices</i> .....	8
<i>I.7.1 : Étude générale des f.é.m. de rotation</i> .....	8
<i>I.7.2 : Relation entre flux et courants</i> .....	10
<i>1.7.2.1 : f.e.m de rotation</i> .....	10
<i>1.7.2.2 : f.e.m de transformation</i> .....	10
<i>1.7.2.3 : équations électriques</i> .....	10
<i>1.7.2.14: Couple et puissance</i> .....	11
<i>I.8 : Machine à courant continu à excitation séparée non compensée</i> .....	12
<i>I.8.1 : Les équations magnétiques</i> .....	13
<i>I.8.2 : Les équations électriques</i> .....	14
<i>I.8.3 : Le couple électromagnétique</i> .....	14
<i>I.8.4 : Équation mécanique</i> .....	14
<i>I.8.5 : Modélisation et interprétation des graphes</i> .....	15
<i>I.9 : Conclusion</i> .....	17
<i>Chapitre II : Loi de commande d'une MCC</i>	
<i>II.1 : Introduction</i> .....	18
<i>II.2 : Principe général de la régulation</i> .....	18
<i>II.3 : Système en boucle ouverte</i> .....	19

---

<i>II.4 : Système en boucle fermée .....</i>	<i>20</i>
<i>II.5 : Equation des systèmes linéaires .....</i>	<i>20</i>
<i>II.6 : Précision et Stabilité des systèmes asservis .....</i>	<i>21</i>
<i>II.6.1 : Précision .....</i>	<i>21</i>
<i>II.6.2 : Stabilité .....</i>	<i>21</i>
<i>II.7 : Transformée de Laplace .....</i>	<i>22</i>
<i>II.8 : Influence des perturbations .....</i>	<i>22</i>
<i>II.9 : Compensation des systèmes asservis.....</i>	<i>23</i>
<i>II.10. application de La commande PI en régulation de vitesse .....</i>	<i>25</i>
<i>II.10.1 : Cas d'une commande Proportionnelle.....</i>	<i>26</i>
<i>II.10.1.1. Effets du correcteur proportionnel.....</i>	<i>26</i>
<i>II.10.1.2. Schéma électronique du «correcteur proportionnel».....</i>	<i>27</i>
<i>II.10.2. Cas d'une commande Proportionnelle-Intégrale.....</i>	<i>27</i>
<i>II.10.2.1. Effets du correcteur proportionnel-Intégral.....</i>	<i>28</i>
<i>II.10.2.2. Schéma électronique du «Correcteur Proportionnel-Intégral».....</i>	<i>28</i>
<i>II.11. Conclusion.....</i>	<i>29</i>

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

<i>III.1 : Introduction .....</i>	<i>30</i>
<i>III.2 : Etude des régulateurs classiques dans le domaine temporel ..</i>	<i>30</i>
<i>III.3 : Synthèse des correcteurs PI et IP .....</i>	<i>30</i>
<i>III.3.1 : Structure de la commande PI.....</i>	<i>30</i>
<i>hIII.3.1.2 Application de commande PI pour un moteur à courant continu ..</i>	<i>31</i>
<i>III.3.1.3 : Résultats de simulation sous Matlab/SIMULINK.....</i>	<i>32</i>
<i>III.3.2 : Structure de commande IP .....</i>	<i>33</i>
<i>III.3.2.1 : Application de commande IP pour un moteur a courant continu ..</i>	<i>35</i>
<i>III.3.2.2 : Application de la correction IP.....</i>	<i>35</i>

---

<i>III.3.2.3 : Résultats de simulation sous Matlab/SIMULINK.....</i>	<i>36</i>
<i>III.3.3 : Interprétation.....</i>	<i>37</i>
<i>III.3.4 : Conclusion.....</i>	<i>37</i>
<i>III.4 : La commande par le retour d'état :.....</i>	<i>38</i>
<i>III.4.1 : Introduction.....</i>	<i>38</i>
<i>III.4.2 : Calcul des paramètres de la commande de la vitesse .....</i>	<i>38</i>
<i>III.4.3 : Le schéma bloc de la commande par le retour d'état .....</i>	<i>39</i>
<i>III.4.4 : Résultats de simulation sous Matlab/SIMULINK.....</i>	<i>40</i>
<i>III.4.5 : Conclusion.....</i>	<i>40</i>
<i>III.5.1 : Modélisation d'un véhicule électrique .....</i>	<i>41</i>
<i>III.5.2 : Réalisation du schéma bloc .....</i>	<i>43</i>
<i>III.6 : Commande de la vitesse de véhicule électrique précédent.....</i>	<i>45</i>
<i>III.6.1 : Résultats de simulation sous Matlab/SIMULINK.....</i>	<i>45</i>
<i>II.7 : Conclusion .....</i>	<i>46</i>
<i>Conclusion Générale.....</i>	<i>47</i>

## **Liste des figures**

<b>Figure I.1 :</b> d'un moteur a courant contenu	2
<b>Figure I.2 :</b> Schéma fonctionnel	3
<b>Figure. I.3 :</b> schéma électrique d'un Moteur à excitation séparée	3
<b>Figure I.4 :</b> Schéma électrique d'un moteur à excitation shunt	4
<b>Figure I.5 :</b> Schéma électrique d'un moteur à excitation série	4
<b>Figure. I.6 :</b> schéma électrique d'un moteur à excitation compound	5
<b>Figure I.7 :</b> Machine à courant continu généralisée	6
<b>Figure I.8 :</b> Machine à courant continu généralisée ; balais alignés avec les axes d et q.	10
<b>Figure I.9 :</b> Machine à courant continu à excitation séparée	13
<b>Tableau (I.1) :</b> Valeurs numériques d'un moteur à courant continue	14
<b>Figure. I.10:</b> Schéma bloc du Modèle de moteur électrique en vitesse	15
<b>Figure. I.11 :</b> Modélisation sous Matlab de la réponse de vitesse	15
<b>Figure. II.1 :</b> Schéma bloc d'un système en boucle ouverte	19
<b>Figure : II.2 :</b> Schéma bloc d'un système en boucle Fermée	20
<b>Figure II.3 :</b> Schéma bloc d'un asservissement avec une perturbation (Retour unitaire)	22
<b>Figure II.4 :</b> Schéma bloc d'un système avec correcteur	23
<b>Figure II.5 :</b> Schéma bloc du correcteur PI en régulation de vitesse	25
<b>Figure II.6:</b> Modélisation sous Matlab du correcteur P en régulation de vitesse	26
<b>Figure II.7:</b> Schéma électronique du correcteur proportionnel	27
<b>Figure II.8:</b> Modélisation sous Matlab du correcteur PI en régulation de vitesse	28
<b>Figure III.1 :</b> schéma de commande générale avec la structure PI	31
<b>Figure III.2 :</b> schéma de commande PI pour le moteur a courant continu	31
<b>Figure III.3:</b> la courbe de la vitesse en fonction du temps $C_r = 0$	
<b>Figure III.4 :</b> la courbe de la vitesse en fonction du temps avec $C_r$ a $t = 2$ s	33
<b>Figure III.5 :</b> schéma de commande générale avec la structure IP	33
<b>Figure III.6 :</b> schéma de commande IP pour le moteur a courant continu	35
<b>Figure III.7:</b> la courbe de la vitesse en fonction du temps avec $C_r = 0$	36
<b>Figure III.8:</b> la courbe de la vitesse en fonction du temps avec $C_r$ a $t = 0.5$ s	43
<b>Figure. III.9 :</b> Puissance requise aux roues pour une voiture urbaine à vitesse stabilisée	
<b>Figure III.10 :</b> la vitesse de rotation en fonction du temps	45



*Introduction générale*

## *Introduction Générale*

Le développement de l'électronique de puissance, des algorithmes de commande ainsi que des batteries d'accumulation de l'énergie électrique qui ont une durée d'autonomie de plus en plus longues a rendu possible la réalisation d'un véhicule tout électrique.

Dans la plupart des processus industriels, en particulier les moteurs électriques, il est indispensable de maîtriser certains paramètres physiques (vitesse, position, angle...etc.), il est donc très souvent nécessaire d'avoir recours à une commande pour améliorer les performances statiques et dynamiques de la machine (la rapidité, la précision.....).

L'objectif de notre travail est de retrouver une commande approprié pour l'entraînement d'un véhicule électrique par un moteur à courant continu à excitation indépendante. Pour ce faire notre travail est structuré en trois chapitres:

Dans le premier chapitre, nous allons présenter la modélisation de la machine à courant continu

Le second sera consacré à quelques lois de commandes destinées au contrôle d'une machine à courant continu

Dans le troisième chapitre nous allons procéder à la comparaison des performances de trois types de commandes (PI, IP et retour d'état) et de choisir une d'elles pour le contrôle d'un véhicule électrique et nous terminons par une conclusion générale.

# *Chapitre I*

*Modélisation et choix de moteur à  
courant continue*

## 1.1. Introduction [1]

L'évolution des technologies conduit à utiliser des machines nécessitant des vitesses de rotation précises pour l'entraînement d'engins industriels, systèmes robotiques...etc.

Dans notre étude, on s'intéresse aux moteurs à courant continu, car il offre l'avantage du découplage naturel existant entre le couple et le flux.

Les moteurs à courant continu se sont imposés pendant longtemps dans les systèmes utilisant la technologie de la vitesse variable à large bande passante, comme dans le domaine de la robotique.

## 1.2. Description d'un moteur à courant continu [2]

Un moteur à courant continu est une machine électrique. Il s'agit d'un convertisseur électromécanique permettant la conversion bidirectionnelle d'énergie entre une installation électrique parcourue par un courant continu et un dispositif mécanique.

Un moteur électrique à courant continu est constitué :

- D'un stator qui est à l'origine de la circulation d'un flux magnétique longitudinal fixe créé 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.

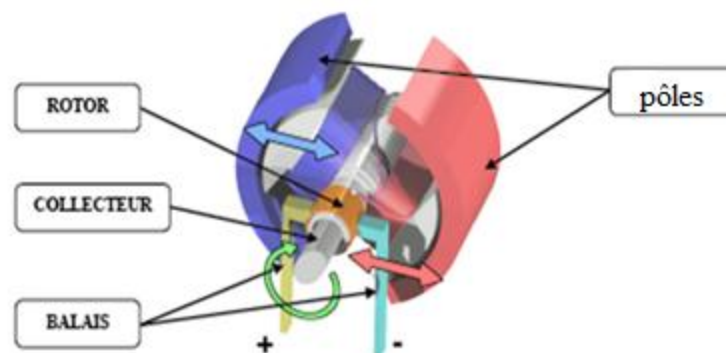


Figure 1.1 Constitution d'un moteur à courant continu

### 1.3. Les différents modes d'excitations [3]

Les moteurs à courant continu se différencient par la manière dont est fourni le courant d'excitation. Les différents cas possibles sont :

#### 1.3.1. Moteur à excitation séparée [3]

Ce mode d'excitation nécessite deux sources d'alimentations distinctes. L'alimentation de l'enroulement inducteur est prise sur une source indépendante de la source principale.

On change le sens de rotation en permutant les bornes de l'induit ou de l'inducteur. Le circuit électrique est représenté comme suit :

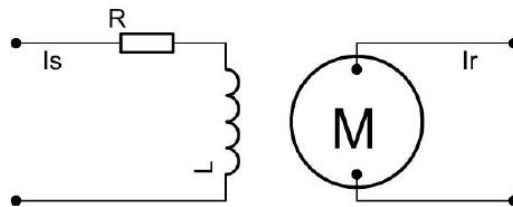


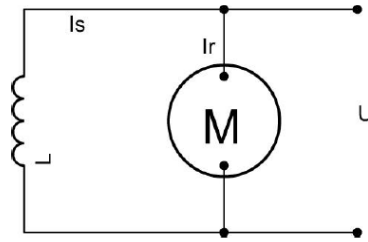
Figure. I.3 schéma représentatif d'un Moteur à excitation séparée

#### Domaine d'application

Particularités	Emplois
Moteur autorégulateur de vitesse. La vitesse est relativement constante quel que soit la charge	Entrainement de machines-outils (Remplacé par le moteur asynchrone triphasé)

#### 1.3.2. Moteur à excitation shunt (Dérivée) [3]

L'enroulement d'excitation est connecté en parallèle sur l'alimentation du moteur. Le circuit électrique est représenté comme suit :



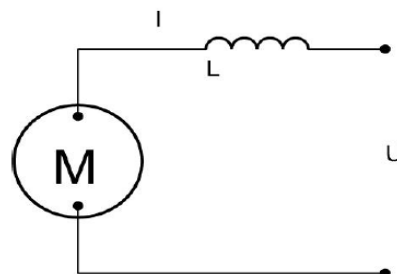
**Figure I.4** Schéma représentatif d'un moteur à excitation shunt

### Domaine d'application

<i>Particularités</i>	<i>Emplois</i>
Ne s'emballer pas, couple de démarrage meilleur qu'en excitation dérivation.	appareils de levage et de manutention Utilisé aussi en excitation indépendante

### I.3.3. Moteur à excitation série [3]

Le circuit d'excitation est placé avec l'induit du moteur. Sa particularité est d'avoir un inducteur qui est traversé par le même courant que l'induit. L'inducteur pour ce type de MCC possède une résistance plus faible que celle des autres types. L'inducteur est en série avec l'induit une seule source d'alimentation suffit. On change le sens de rotation en permutant les connexions de l'induit et de l'inducteur. Le circuit électrique est représenté comme suit :



**Figure I.5** Schéma électrique d'un moteur à excitation série

**Domaine d'application**

Particularités	Emplois
Moteur autorégulateur de puissance. Possède un très grand couple de démarrage mais risque d'emballerment à vide. La vitesse décroît quand la charge augmente.	le moteur qui convient le mieux en traction électrique.

**1.3.4. Moteur à excitation compound (Composée) [3]**

C'est une combinaison des excitations Shunt et Série, on peut réaliser un compound additif (Si les flux des deux enroulements s'additionnent) ou soustractif (dans le cas contraire).

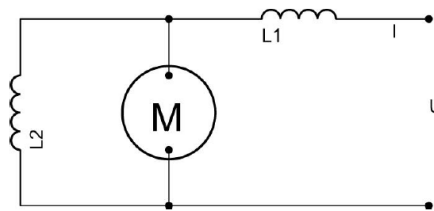


Figure. 1.6 schéma électrique d'un moteur à excitation compound

**Domaine d'application**

Particularités	Emplois
Risque d'emballerment du fait de l'annulation du flux résultant des enroulements	Pratiquement ce moteur n'est plus utilisé.

**Tableau récapitulatif**

Excitation séparée		Excitation dérivation (moteur shunt)	Excitation série (moteur universel)	Excitation composée (moteur compound)	
aimants permanents 	inducteur bobiné 			Longue dérivation 	Courte dérivation 
Dans le cas d'un inducteur bobiné, nécessite deux alimentations.  Petites puissances pour les moteurs à aimants permanents		Vitesse relativement constante, quelle que soit la charge (autorégulateur de vitesse).  Absence d'emballerment à vide.  Couple de démarrage moyen.	Fort couple à basse vitesse.  Autorégulateur de puissance : la vitesse décroît lorsque la charge augmente.  Risque d'emballerment à vide.	Couple de démarrage meilleur qu'en dérivation mais plus faible qu'en série.  Vitesse relativement stable, quelle que soit la charge.  Absence d'emballerment à vide.	



### 1.6.2 Convention de signe

- Un courant continu crée à travers son propre enroulement un flux positif.
- Une f.e.m. positive fait circuler un courant positif.
- En ce qui concerne la tension aux bornes des enroulements, nous adopterons deux conventions distinctes

- Les inducteurs sont considérés comme récepteurs. La loi d'OHM pour ces enroulements s'écrit donc

$$\begin{cases} v_f = R_f i_f - e_f \\ v_g = R_g i_g - e_g \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Avec  $R_f$  et  $R_g$  Résistances des enroulements inducteurs

- L'induit est considéré comme générateur. La loi d'OHM s'écrit donc

$$\begin{cases} v_1 = e_1 - R i_1 \\ v_2 = e_2 - R i_2 \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Avec  $R$  Résistance de l'induit mesurée entre deux points diamétralement opposés.

### 1.6.3 Hypothèses simplificatrices [5]

- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaires des courants ;
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, ce qui permet de considérer que seuls les enroulements inducteur et induit sont parcouru par des courants et en outre on suppose que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet peau) ;
- On suppose que les inductances mutuelles entre deux enroulements sont fonction sinusoïdale de l'angle que font leurs axes magnétiques ;
- On néglige la variation de la résistance en fonction de la température.

### I.6.4 Relations générales entre les flux et les courants

Les relations entre les flux et les courants peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivante

$$\begin{bmatrix} \phi \\ \phi \\ \phi \\ \phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_f & \mathcal{M}_{fg} & \mathcal{M}_{f1} & \mathcal{M}_{f2} \\ \mathcal{M}_{gf} & \mathcal{L}_g & \mathcal{M}_{g1} & \mathcal{M}_{g2} \\ \mathcal{M}_{1f} & \mathcal{M}_{1g} & \mathcal{L}_1 & \mathcal{M}_{12} \\ \mathcal{M}_{2f} & \mathcal{M}_{2g} & \mathcal{M}_{21} & \mathcal{L}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_g \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

Compte tenu de nos hypothèses

- Les inductances propres sont toutes des constantes  
 $\mathcal{L}_f = L_f$ ,  $\mathcal{L}_g = L_g$ , Inductance propre des enroulements inducteurs ;  
 $\mathcal{L}_2 = \mathcal{L}_1 = L$ , Inductances propre de l'induit.
- L'inductance mutuelle  $\mathcal{M}_{fg}$  est nulle et de dérivée nulle ;
- L'inductance mutuelle entre  $f$  et un enroulement d'induit est fonction sinusoïdale de l'angle de ces enroulements, de valeur maximale  $M_{fd}$  obtenue lorsque  $O1$  ou  $O2$  est confondu avec  $Od$  ;
- L'inductance mutuelle entre  $g$  et un enroulement d'induit est fonction sinusoïdale de l'angle de ces enroulements, de valeur maximale  $M_{gq}$  obtenue lorsque  $O1$  ou  $O2$  est confondu avec  $Oq$  (Si les enroulements et les pôles  $f$  et  $g$  étaient identiques, alors en plus on aurait  $M_{fd} = M_{gq}$ ) ;
- L'inductance mutuelle entre 1 et 2 est également fonction sinusoïdale de l'angle entre 1 et 2, sa valeur maximale est  $L$ , car si 1 et 2 sont confondus, l'inductance mutuelle se confond avec l'inductance propre de l'induit ;

On appelle  $\theta_f$  et  $\theta_g$  les angles des axes magnétiques des enroulements  $f$  et  $g$ , bien que ces angles soient évidemment égaux à 0 et  $\frac{\pi}{2}$  respectivement

Il vient donc

$$\begin{bmatrix} \phi \\ \phi \\ \phi \\ \phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f & 0 & M_{fd} \cos(\theta_f - \theta_1) & M_{fd} \cos(\theta_f - \theta_2) \\ 0 & L_g & M_{gq} \cos(\theta_g - \theta_1) & M_{gq} \cos(\theta_g - \theta_2) \\ M_{fd} \cos(\theta_1 - \theta_f) & M_{gq} \cos(\theta_1 - \theta_g) & L & L \cos(\theta_1 - \theta_2) \\ M_{fd} \cos(\theta_2 - \theta_f) & M_{gq} \cos(\theta_2 - \theta_g) & L \cos(\theta_2 - \theta_1) & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_g \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

## I.7 Calcul des forces électromotrices

### I.7.1 Etude générale des f.é.m. de rotation [5]

Leur calcul est un peu délicat dans le cas des machines à collecteur, ces f.é.m. sont relatives aux dérivées d'inductances par rapport à l'angle. Dans le système d'équations (I.4) on a pris soin de ranger correctement les angles intervenant dans la fonction cosinus. Le premier angle est toujours celui de l'enroulement qui reçoit le flux, le deuxième celui de l'enroulement qui engendre le flux.

Le flux engendré par les inducteurs est toujours immobile, mais, à cause du collecteur et des balais, le flux engendré par les enroulements d'induit est lui aussi immobile, bien que créé par des enroulements mobiles.

Donc tous les deuxièmes angles de (I.4) doivent être considérés comme invariables. Par contre les conducteurs de l'induit sont mobiles, il y a donc bien lieu de dériver par rapport aux premiers angles  $\theta_1$  et  $\theta_2$  les deux dernières lignes de (I.4).

Appliquant donc l'expression générale de la f.e.m. de rotation

$$e_{ir} = -\frac{\partial \phi}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \text{ Avec } \frac{d\theta}{dt} = \omega_r$$

Il vient

$$\begin{bmatrix} e_{fr} \\ e_{gr} \\ e_{1r} \\ e_{2r} \end{bmatrix} = \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{fd} \sin(\theta_1 - \theta_f) & M_{gq} \sin(\theta_1 - \theta_g) & 0 & L \sin(\theta_1 - \theta_2) \\ M_{fd} \sin(\theta_2 - \theta_f) & M_{gq} \sin(\theta_2 - \theta_g) & L \sin(\theta_2 - \theta_1) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_g \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

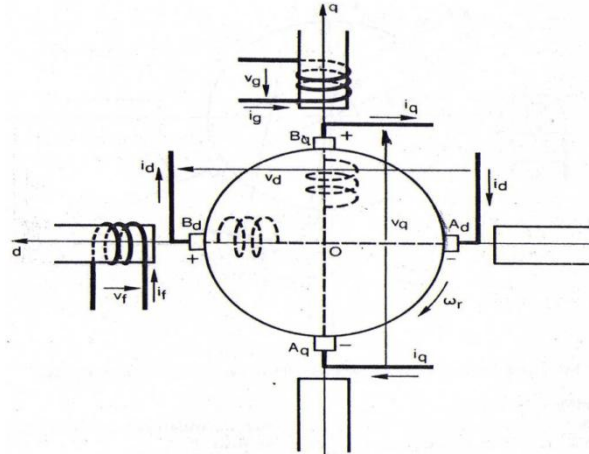
Cette difficulté étant levée, on peut maintenant placer les deux paires de balai de l'induit dans leur position normale (Figure I.8)

Sur cette figure on a simulé en trait interrompu les enroulements d'induit  $d$  et  $q$  pour bien montrer la direction de leurs axes magnétiques.

$A_1$  et  $B_1$  Viennent dans la position  $A_d B_d$ , avec  $\theta_1 = 0$  ; dans cette position on remplacera partout l'indice 1 par  $d$  (soit  $i_d, \phi, e_d, v_d$ ).

$A_2$  et  $B_2$  Viennent dans la position  $A_q B_q$ , avec  $\theta_2 = \frac{\pi}{2}$  ; dans cette position on remplacera partout l'indice 2 par  $q$  (soit  $i_q, \phi, e_q, v_q$ ).

Enfin rappelons que  $\theta_0 = 0$  et  $\theta_g = \frac{\pi}{2}$ .



**Figure I.8** Machine à courant continu généralisée ; balais alignés avec les axes  $d$  et  $q$ .

### 1.7.2 Relation entre flux et courants

Le système (I.4) devient alors

$$\begin{bmatrix} \phi \\ \phi \\ \phi \\ \phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f & 0 & M_{fd} & 0 \\ 0 & L_g & 0 & M_{gq} \\ M_{fd} & 0 & L & 0 \\ 0 & M_{gq} & 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_g \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Il est facile de voir que cette matrice d'ordre 4 se décompose en deux matrices d'ordre 2, l'une caractérisant le couplage des enroulements d'axe  $d$ , l'autre caractérisant le couplage  $q$

$$\begin{bmatrix} \phi \\ \phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f & M_{fd} \\ M_{fd} & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_d \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$$\begin{bmatrix} \phi \\ \phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_g & M_{gq} \\ M_{gq} & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_g \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

#### 1.7.2.1 f.e.m de rotation

Le système I.5 devient

$$\begin{cases} e_{fr} = 0 \\ e_{gr} = 0 \\ e_{dr} = -w_r(M_{gq}i_g + Li_g) = -\phi w_r \\ e_{qr} = w_r(M_{fd}i_f + Li_d) = \phi w_r \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

### 1.7.2.2 f.e.m de transformation

$$\begin{cases} e_{ft} = -\frac{d\phi}{dt} \\ e_{gt} = -\frac{d\psi}{dt} \\ e_{dt} = -\frac{d\phi}{dt} \\ e_{qt} = -\frac{d\psi}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

### 1.7.2.3 équations électriques

Explicitons les équations (I.1) et (I.2), en substituant les indices d et q à 1 et 2, et en considérons que chaque f.e.m est la somme de la f.e.m de rotation et de la f.e.m de transformation. IL vient, utilisant (I.8) et (I.9) [5]

$$\begin{aligned} v_f &= \frac{d\phi}{dt} + R_f i_f \\ v_g &= \frac{d\psi}{dt} + R_g i_g \\ v_d &= -\frac{d\phi}{dt} - \phi \omega_r - R i_d \\ v_q &= -\frac{d\psi}{dt} + \psi \omega_r - R i_q \end{aligned} \quad (\text{I.10})$$

Le comportement électrique de la machine à courant continu généralisée, dans le cadre de nos hypothèses, est entièrement défini par les équations (I.6), (I.7) et (I.10)

### 1.7.2.4 Couple et puissance

Utilisant l'expression générale (I.3), changée de signe pour obtenir un couple électromagnétique résistant (et abandonnons l'indice r puisque nous conserverons cette convention pour le couple)

$$C_e = -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^N i_i^2 \frac{d\mathcal{L}_1}{d\theta} - \sum_{k \neq i} i_i i_k \frac{d\mathcal{M}_{ik}}{d\theta} \quad (\text{I.11})$$

Les inductances propres et mutuelles sont celles de la matrice, et leur loi en fonction de l'angle est explicitée en (I.4), lorsqu'on n'a pas encore donnée à  $\theta_1$  et  $\theta_2$  leurs valeurs particulières

Les quatre inductances propres sont de dérivée nulle par rapport à l'angle. Il ya six mutuelle distinctes

- La mutuelle  $M_{fg}$  nulle. Donne une contribution nulle au couple car elle est aussi de dérivée nulle.

- Les mutuelles  $L \cos(\theta_2 - \theta_1)$  et  $L \cos(\theta_1 - \theta_2)$  donnent une contribution nulle car leurs dérivées sont égales et de signe contraire selon qu'on considère l'action de 1 sur 2 ou l'action de 2 sur 1.
- Les quatre autres mutuelles apparaissent dans la partie inférieure gauche de la matrice (I.4) d'où le couple :

$$C_e = M_{fd} \sin(\theta_1 - \theta_2) i_f i_1 + M_{gq} \sin(\theta_1 - \theta_g) i_g i_1 + M_{fd} \sin(\theta_2 - \theta_f) i_f i_2 + M_{gq} \sin(\theta_2 - \theta_g) i_g i_2$$

Soit en donnant maintenant aux angles leurs valeurs particulières correspondant à la Figure I.8

$$C_e = -M_{gq} i_g i_d + M_{fd} i_f i_q$$

En utilisant (I.6) et (I.7) on peut aussi écrire plus généralement

$$C_e = \phi i_q - \phi i_d \quad (\text{I.12})$$

Rappelons que le signe correspond à un couple électromagnétique résistant. La puissance électrique sortant de l'induit s'écrit, à partir de (I.10)

$$P_e = v_d i_d + v_q i_q = -\left(i_d \frac{d\phi}{dt} + i_q \frac{d\phi}{dt}\right) + \omega_r (\phi i_q - \phi i_d) - R(i_d^2 + i_q^2) \quad (\text{I.13})$$

Elle se compose de trois termes

- Le 1<sup>er</sup> terme correspond à la variation d'énergie magnétique emmagasinée ; il n'existe que si les courants sont variables ;
- Le 2<sup>ème</sup> terme correspond à la puissance mécanique (il est égale à  $C_e \omega_r$ ) ;
- Le 3<sup>ème</sup> terme correspond aux pertes Joule.

### *Cas d'une machine à une paire de balais*

Il suffit pour décrire l'ensemble des comportements de la machine à courant continu généralisée, les équations affectées (I.6), (I.7), (I.10) et (I.11) (en ajoutant, bien sûr. L'équation du mouvement (I.13)).

$$C_m - C_{er} = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (\text{I.14})$$

Si on supprime les deux balais d'axes  $d$ , On supprime  $i_d$  et  $i_d$  (mais pas  $\phi$ ).

Donc les équations (I.6) se simplifient, dans (I.10) l'équation relative à  $v_d$  disparaît et (I.11) devient  $C_e = \phi i_q$ .

### 1.8 Machine à courant continu à excitation séparée non compensée

Une telle machine possède un seul inducteur dans l'axe direct (indice  $f$ ) et une seule paire de balais dans l'axe en quadrature  $q$  (figure3)

Les équations (I.6) et (I.7) se réduisent à

$$\begin{aligned}\phi &= M_{fd}i_f \\ \phi &= M_{fd}i_f \\ \phi &= Li_q\end{aligned}\quad (\text{I.15})$$

Que l'on porte dans (3.10) en supprimant  $v_g$  et  $v_d$

$$\begin{cases} v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \\ v_q = M_{fd}\omega_r i_f - Ri_q - L \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Et (3.11) devient

$$C_e = M_{fd}i_f i_q \quad (\text{I.15})$$

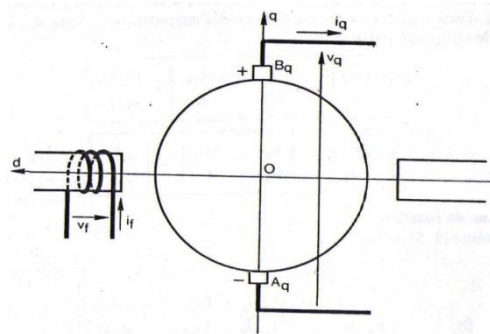


Figure I.9 Machine à courant continu à excitation séparée

Les valeurs numériques du MCC choisi sont données par le constructeur (Tableau. I.1).

Les paramètres du moteur	Les valeurs
$\Omega_n$	100 rd/s
$I_n$	4.62 A
$V_q$	110 V

Rq	5.4 $\Omega$
J	0.003 Kg. m <sup>2</sup>
$\eta$	0.85
Lq	30 m H
F	0.0016 N .m .rad <sup>-1</sup> .s <sup>-1</sup>
C <sub>n</sub>	3 N.m
K <sub>e</sub> = K <sub>c</sub>	0.987 Kg .m/N .rad <sup>-1</sup> .s <sup>-1</sup>
R <sub>f</sub>	50 $\Omega$
L <sub>f</sub>	0.15 H
M <sub>fd</sub>	0.6

**Tableau (I.1)** Valeurs numériques d'un moteur à courant continue [6]

### I.8.1 Construction du diagramme fonctionnel du moteur

Pour déterminer le diagramme fonctionnel, il faut applique la transforme de la place sur les équations du moteur qui dépend de temps.

#### Les équations magnétiques

$$\phi = M_{fd} i_f$$

$$\phi = M_{fd} i_f$$

$$\phi = L i_q$$

#### Les équations électriques

$$v_f = \frac{d\phi}{dt} + R_f i_f$$

$$v_d = -\frac{d\phi}{dt} - \phi \omega_r - R i_d$$

$$v_q = -\frac{d\phi}{dt} + \phi \omega_r - R i_q$$

$$v_f(p) = p\phi(p) + R_f i_f(p)$$

$$v_d(p) = -p\phi(p) - \phi \omega_r - R i_d(p)$$

$$v_q(p) = -p\phi(p) + \phi \omega_r - R i_q(p)$$

#### Le couple électromagnétique

$$C_e = M_{fd} i_f i_q \quad C_m(p) = M_{fd} \times I_f(p) \times I_q(p)$$

#### Equation mécanique

$$C_m - C_{er} = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad C_m(p) - C_r(p) = (J \times p + f) \times W(p)$$

On peut établir le diagramme fonctionnel de la réponse en vitesse du moteur électrique qui est donné ci après:

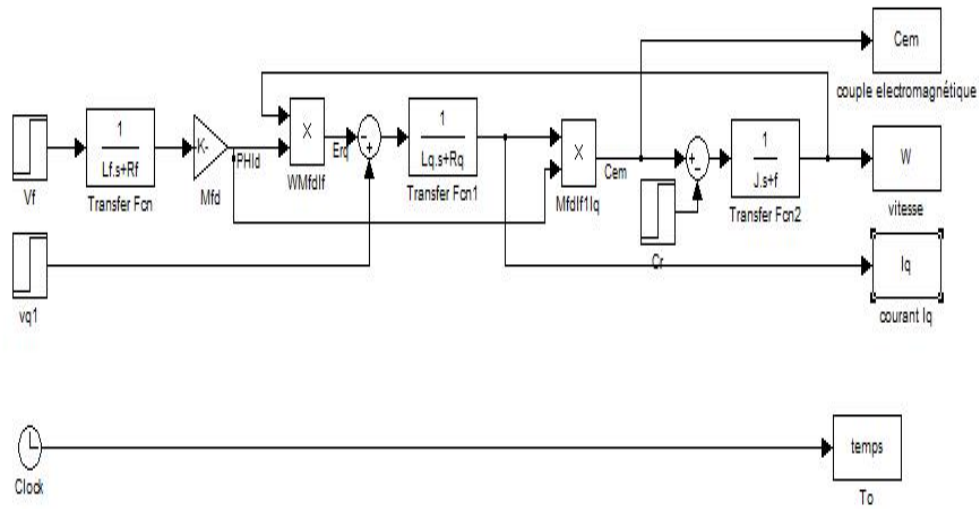


Figure. I.10 Schéma bloc d'un MCCEI

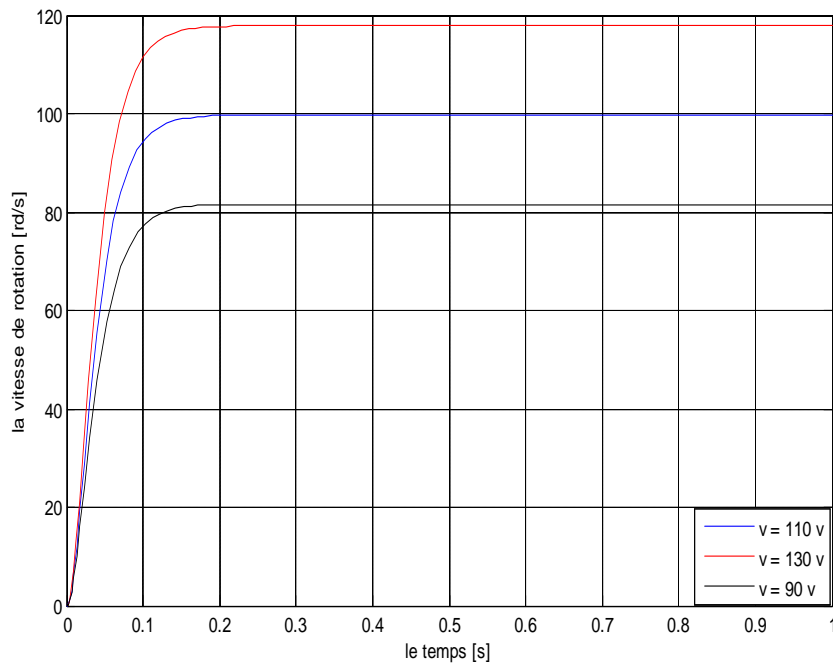


Figure. I.11 Evolution de la vitesse de rotation à vide en fonction de la tension d'alimentation

### Interprétation du graphe

La figure (I.11) représente la vitesse de rotation du moteur pour différentes valeurs de tension d'alimentation. On remarque que la vitesse augmente avec l'augmentation de la tension d'alimentation.

On constate que la vitesse de rotation est proportionnelle à la tension d'alimentation.

L'évolution des grandeurs (vitesse, courant et couple), avec l'application d'un couple résistant à  $t=0.5s$  est représentée par les figures suivantes

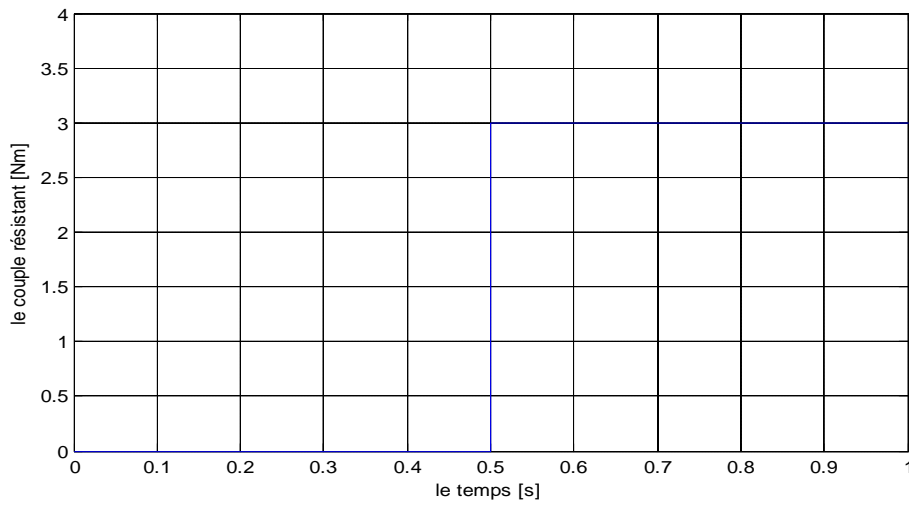


Figure. 1.12 le couple résistant en fonction du temps

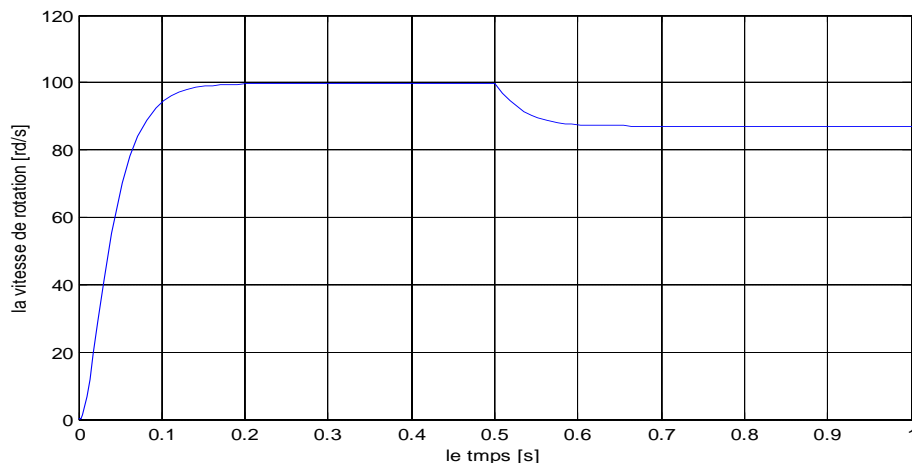


Figure. 1.13 Evolution de la vitesse de rotation à vide en fonction de la tension d'alimentation avec Cr

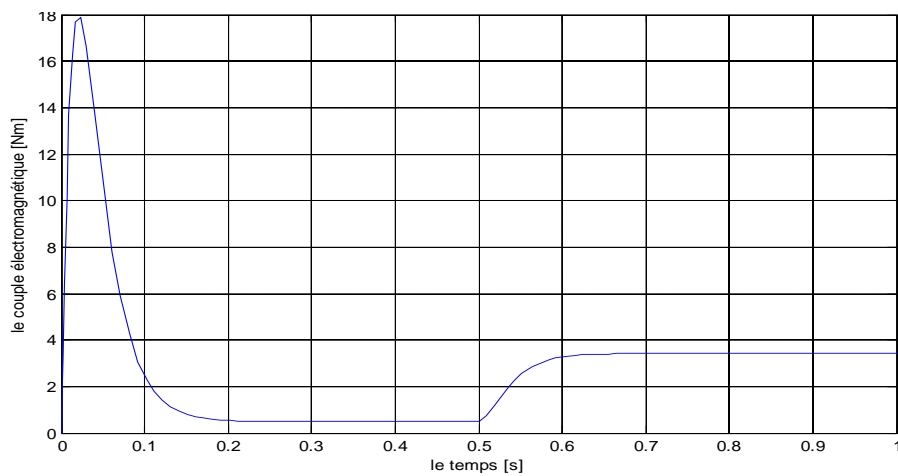


Figure. 1.14 Evolution de couple en fonction de temps

## *Interprétation*

Au démarrage la machine absorbe un fort courant en comparaison avec le courant nominal pour produire un couple moteur suffisant qui vaincra le couple résistant opposé au mouvement par l'inertie de la partie tournante. Au régime permanent le courant se stabilise à faible valeur, car la machine ne doit produire qu'un faible couple moteur pour compenser le couple dû aux frottements visqueux et à la ventilation. La vitesse du moteur se stabilise au bout de 0.2s.

L'application du couple résistant s'ensuit d'une augmentation du courant absorbé, pour produire un couple supplémentaire qui compensera la charge appliquée. La vitesse de rotation décroît et se stabilise à une valeur inférieure à celle du fonctionnement à vide.

D'où la nécessité de commander notre machine pour compenser cette chute de vitesse.

## *1.9 Conclusion*

Notre système, précédemment modélisé ne possède pas une dynamique de rejet de perturbation, la vitesse ne revient pas à la valeur de consigne après application d'une perturbation sous forme d'une charge.

En d'autres termes, notre système est lent et imprécis. Ce qui impose l'ajout d'un correcteur.



*Chapitre II*



*Loi de commande d'une MCC*

## **II.1 Introduction**

Le but de la commande en vitesse est d'obtenir une vitesse de rotation du moteur constante (égale à la consigne fixée) indépendamment des perturbations.

Dans ce chapitre, on va introduire les principes de base des systèmes asservis ainsi que de la régulation en boucle ouverte et en boucle fermée.

## **II.2 Principe général de la régulation [7] [8]**

Dans la plupart des appareils dans les installations industrielles et domestiques, 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 d'une étuve, la vitesse et la position des moteurs, étant par nature variables, 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, parce qu'il est trop grossier ou instable.

Il faut alors comparer, en permanence, la valeur mesurée de la grandeur réglée à celle que l'on souhaite obtenir et agir en conséquence sur la grandeur d'action, dite grandeur réglant.

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.

La consigne est maintenue constante et il se produit sur le procédé une modification d'une des entrées perturbatrices. L'aspect régulation est considéré comme le plus important dans le milieu industriel, car les valeurs des consignes sont souvent fixes.

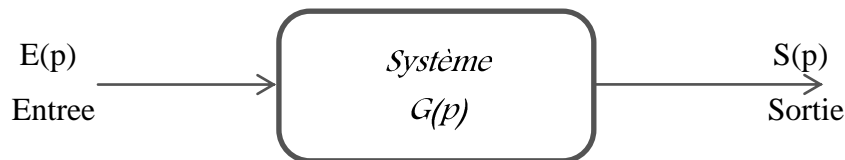
Néanmoins, pour tester les performances et la qualité d'une boucle de régulation, on s'intéresse à l'aspect asservissement.

### II.3 Système en boucle ouverte [1]

Un système est dit en boucle ouverte lorsque la commande est élaborée sans l'aide de la connaissance des grandeurs de sortie.

Au niveau des 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 de la boucle, autrement dit, il n'y a pas de précision ni surtout de fidélité qui dépendent de la qualité intrinsèque des composants.

Enfin, le système en boucle ouverte ne compense pas les signaux de perturbation, le schéma bloc de système en boucle ouverte est donné par la figure ci-dessous, [1].



**Figure. II.1** Schéma bloc d'un système en boucle ouverte

Dans ce dernier cas, le comportement du processus est décrit par la relation

$$S(p) = G(p) E(p)$$

$S$  grandeur réglée (sortie)

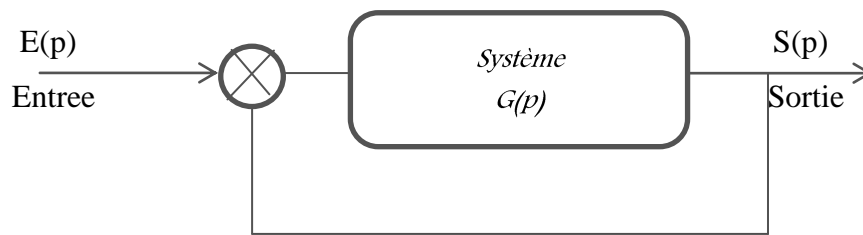
$E$  grandeur réglant (entrée)

$G(p)$  fonction de transfert

### II.4 Système en boucle fermée [1].

La boucle fermée (contre réaction) est capable de stabiliser un système instable en boucle ouverte. Dans une régulation en boucle fermée, une bonne partie des facteurs perturbateurs externes sont automatiquement compensés par la contre-réaction à travers le procédé.

L'utilisation du retour d'information est le principe fondamental en automatique. La commande appliquée au système est élaborée en fonction de la consigne et de la sortie. La (figure. I.2) représente le principe de retour unitaire,



**Figure II.2** Schéma bloc d'un système en boucle Fermée

Dans ce dernier cas, le comportement du processus est décrit par la relation

$$H_{BF}(p) = \frac{G(p)}{1+G(p)} \quad (\text{II.1})$$

$H_{BF}$  - Fonction de transfert en boucle fermée

$E$  - grandeur réglant (consigne)

$S$  - grandeur réglée

$\varepsilon$  - erreur =  $E(p) - S(p)$

## II.5 Equation des systèmes linéaires [7]

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

$$a_0 s(t) + a_1 \frac{ds(t)}{dt} + \dots + a_n \frac{d^n s(t)}{dt^n} = b_0 e(t) + b_1 \frac{de(t)}{dt} + \dots + b_n \frac{d^n e(t)}{dt^n} \quad (\text{II.2})$$

D'où la fonction de transfert d'un système linéaire est le rapport entre la sortie et de l'entrée dans le domaine de Laplace

$$G(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{b_0 + b_1 p + \dots + b_m p^m}{a_0 + a_1 p + \dots + a_n p^n} \quad (\text{II.3})$$

## II.6 Précision et Stabilité des systèmes asservis

### II.6.1 Précision [7]

Un système asservi en boucle fermée est dit précis, si sa sortie  $s(t)$  est proche de la consigne (valeur désirée)  $e(t)$ .

On peut représenter l'erreur entre la consigne et la sortie

$$\varepsilon(p) = E(p) - S(p) \quad (\text{II.4})$$

Dans ce cas, on s'intéresse à  $\lim_{n \rightarrow \infty} \mathbb{I}(t) = \lim_{n \rightarrow 0} p \cdot (E(p) - S(p))$  (II.5).

Cette erreur dépend de l'entrée et du gain de la fonction de transfert, car l'augmentation du gain permet d'avoir une meilleure précision, [2]

On peut trouver deux types de précision et d'erreur

**Précision dynamique** caractérisé pendant le régime transitoire essentiellement pour une sollicitation en échelon de position. Elle est liée directement au degré de la stabilité (marge de gain et marge de phase).

**La précision statique** a pour but d'évaluer l'aptitude de système à suivre. Elle est caractérisée par la différence en régime permanent entre l'entrée (consigne) et la sortie (réponse), cette différence appelée écart ou erreur.

**Erreur statique** on appelle erreur statique la valeur lorsque le temps tend vers l'infini de (t) pour une réponse d'asservissement à un échelon unitaire

**Erreur de vitesse** on appelle erreur de vitesse la valeur de lorsque le temps tend vers l'infini pour une réponse d'asservissement à une rampe unitaire.

## II.6.2 Stabilité [7]

Dans le cas des systèmes linéaires représentés par une fonction de transfert, l'analyse des pôles permet de conclure sur la stabilité du système. On rappelle que, si les pôles de la fonction de transfert  $G(p)$  sont  $P_0, P_1, \dots, P_n$ .

Dans le cas d'une fonction de transfert continue utilisant la transformée de Laplace, tous les pôles doivent être à partie réelle strictement négative pour que le système soit stable [2].

Pour  $i = 0$

$n P_i = Re_i + j.Im_i$

$P_i$  pôles de la fonction de transfert

$Re_i$  partie réelle de  $P_i$

$Im_i$  partie imaginaire de  $P_i$

On définira la stabilité par une des propositions suivantes Un système linéaire est stable

- 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.

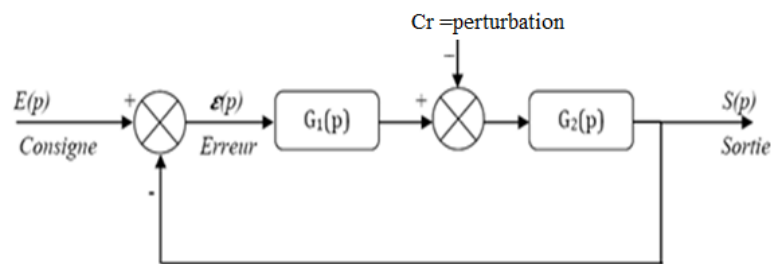
## II.7 Transformée de Laplace [1]

La transformée de Laplace, qui a été vue en cours de Mathématiques, est très utile pour l'étude des systèmes à temps continu. On rappelle que la transformée de Laplace d'un signal à temps continu  $f(t)$  est définie par

$$F(p) = \int_0^{+\infty} f(t)e^{-pt} dt \quad (\text{II.6})$$

## II.8 Influence des perturbations [8]

Une perturbation est une entrée supplémentaire au système qu'on ne peut contrôler ou maîtriser. Ces perturbations ont une influence sur l'asservissement des systèmes, voir la (figure. I.3).



**Figure II.3** Schéma bloc d'un asservissement avec une perturbation (Retour unitaire)

La fonction de transfert du bloc d'asservissement est représentée comme suit

Calculons  $S(p)$  en fonction de  $Cr(p)$ , (En posant  $E(p) = 0$ )

$$S_{Cr}(p) = \frac{G_2(p)}{1 + G_1(p)G_2(p)} Cr(p) \quad (\text{II.7})$$

Calculons  $S(p)$  en fonction de  $E(p)$ , (En posant  $Cr(p) = 0$ )

$$S_E(p) = \frac{G_1(p)G_2(p)}{1 + G_1(p)G_2(p)} E(p) \quad (\text{II.8})$$

La sortie totale est

$$S(p) = \frac{G_2(p)}{1 + G_1(p)G_2(p)} Cr(p) + \frac{G_1(p)G_2(p)}{1 + G_1(p)G_2(p)} E(p) \quad (\text{II.9})$$

### II.9 Compensation des systèmes asservis [8].

La plupart des processus ont besoin de correcteurs pour compenser et d'améliorer la précision et la stabilité. Un correcteur est un système qui va élaborer la commande d'un système en fonction de l'erreur mesurée entre la sortie et la consigne. Si on prend le cas d'un correcteur proportionnel est un système qui donne une commande proportionnelle à l'erreur mesurée. Beaucoup de systèmes peuvent être commandés par ce type de correcteur, qui est simple à mettre en œuvre. Le principe c'est l'ajustement du gain qui va consister à obtenir un bon compromis entre la stabilité et la précision.

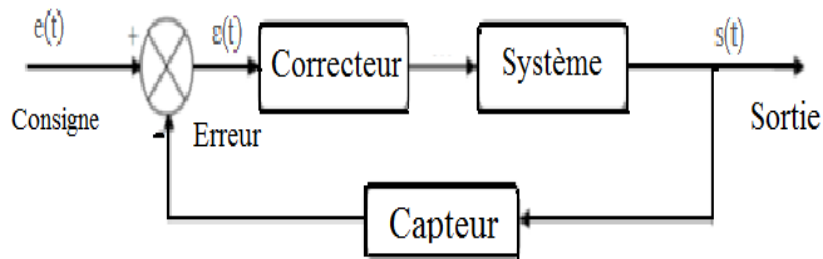
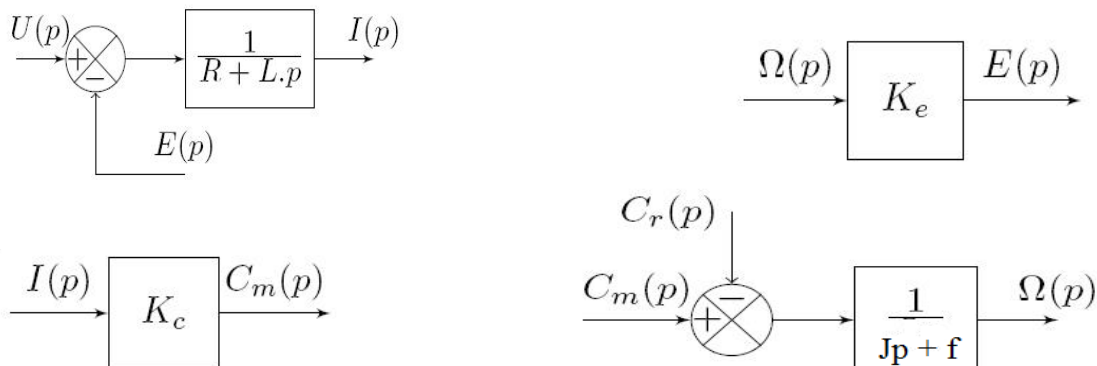


Figure II.4 Schéma bloc d'un système avec correcteur

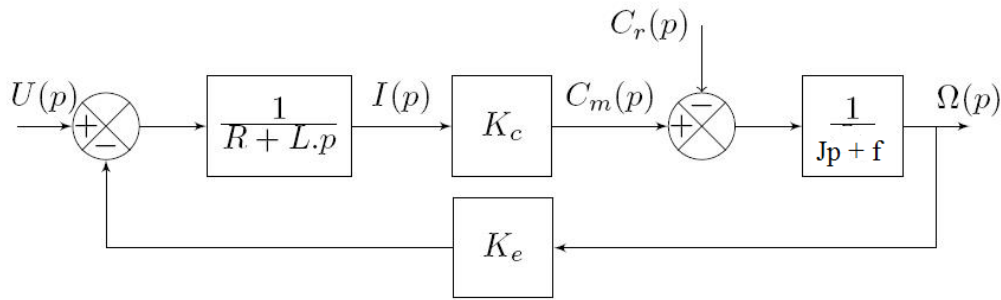
Construire les éléments du schéma bloc pour nu MCC

$$\begin{aligned}
 u(t) &= Ri(t) + L \frac{di}{dt} + e(t) & \rightarrow & & U(p) &= Ri(p) + Lp \cdot I(p) + E(p) \\
 J \cdot \frac{dw}{dt} &= C_m(t) - C_r(t) & \rightarrow & & J \cdot p \cdot \Omega(p) &= C_m(p) - C_r(p) \\
 C_m(t) &= K_c \cdot i(t) & \rightarrow & & C_m(p) &= K_c \cdot i(p) \\
 e(t) &= K_e \cdot w(t) & \rightarrow & & E(p) &= K_e \cdot \Omega(p)
 \end{aligned}$$

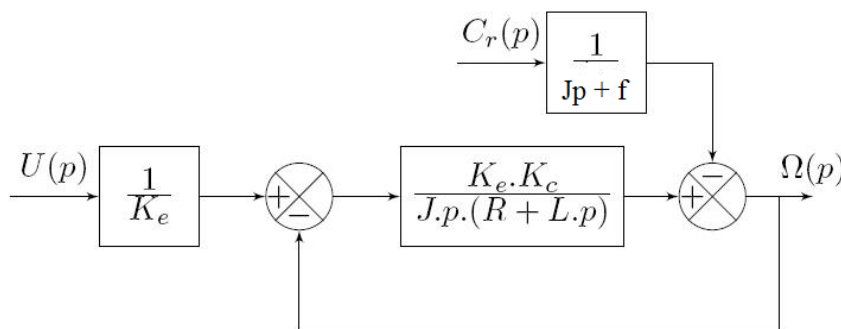
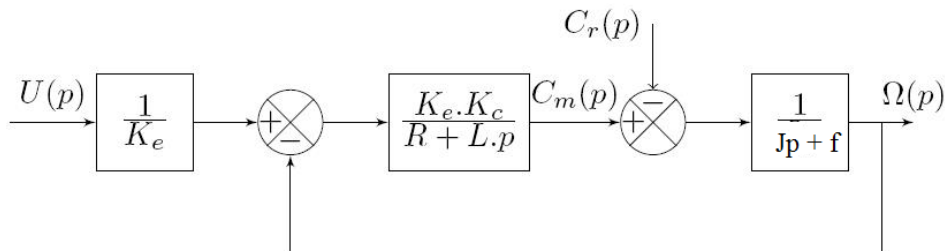
Ce qui permet de construire les éléments du schéma bloc



L'assemblage des modèles de connaissances et de comportements (ici uniquement de connaissances) permet de construire le schéma bloc complet



Il est possible de déterminer la fonction de transfert à partir des équations mais on peut également déplacer les blocs pour se ramener à un schéma bloc élémentaire



$$\Omega(p) = \frac{K_e \cdot K_c}{J \cdot p \cdot (R + L \cdot p)} \left[ \frac{1}{K_e} \cdot U(p) - \Omega(p) \right] - \frac{1}{J \cdot p} \cdot C_r(p)$$

$$= \frac{\frac{K_c}{J \cdot p \cdot (R + L \cdot p)}}{1 + \frac{K_e \cdot K_c}{J \cdot p \cdot (R + L \cdot p)}} \cdot U(p) - \frac{\frac{1}{J \cdot p}}{1 + \frac{K_e \cdot K_c}{J \cdot p \cdot (R + L \cdot p)}} \cdot C_r(p) \quad (\text{II.10})$$

Après simplification

$$\Omega(p) = \frac{K_c}{J \cdot p \cdot (R + L \cdot p) + K_e \cdot K_c} \cdot U(p) - \frac{R + L \cdot p}{J \cdot p \cdot (R + L \cdot p) + K_e \cdot K_c} \cdot C_r(p) \quad (\text{II.11})$$

Ou bien

$$\Omega(p) = \frac{\frac{1}{K_e}}{1 + \frac{J \cdot R}{K_e \cdot K_c} \cdot p + \frac{J \cdot L}{K_e \cdot K_c} \cdot p^2} \cdot U(p) - \frac{\frac{R}{K_e \cdot K_c} + \frac{L}{K_e \cdot K_c} \cdot p}{1 + \frac{J \cdot R}{K_e \cdot K_c} \cdot p + \frac{J \cdot L}{K_e \cdot K_c} \cdot p^2} \cdot C_r(p) \quad (\text{II.12})$$

### II.10. application de La commande PI en régulation de vitesse [9].

La commande proportionnel-intégral **PI** est insérée dans la chaîne directe de l'asservissement, en série avec le processus, comme indiqué dans la (Figure.III.1). Ce régulateur élabore à partir du signal d'erreur une commande en fonction de deux actions proportionnelle, intégrale, [I]. (En parallèle).

$$U_c(t) = K_p \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt = K_p \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{II.13})$$

$$\text{Transforme de LAPLACE} \quad \longrightarrow \quad U_c(p) = K_p \varepsilon(p) + K_i \frac{\varepsilon(p)}{p} \quad (\text{II.14})$$

$K_p$  gain d'action proportionnelle.

$K_i = 1/T_i$  gain d'action intégrale.

$T_i$  constante de temps, dite temps d'action intégrale.

Le régulateur **PI** est donc conçu dans le domaine temporel comme la somme des deux actions. On obtient alors un asservissement composée d'un terme proportionnel, et un terme intégral, mises en parallèle.

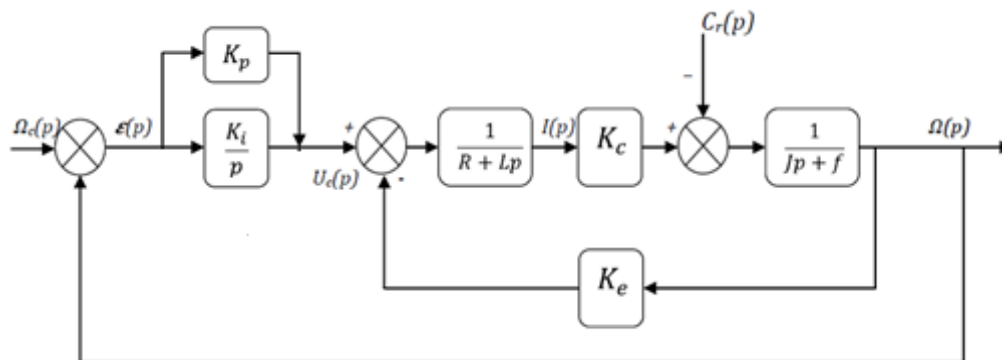


Figure II.5 Schéma bloc du correcteur PI en régulation de vitesse

#### II.10.1 Cas d'une commande Proportionnelle [9].

La commande de type 'Proportionnelle' est la plus simple qui soit. Il s'agit d'appliquer une correction proportionnelle à l'erreur corrigeant de manière instantanée, c'est-à-dire, lorsque le signal de commande est proportionnel au signal d'erreur

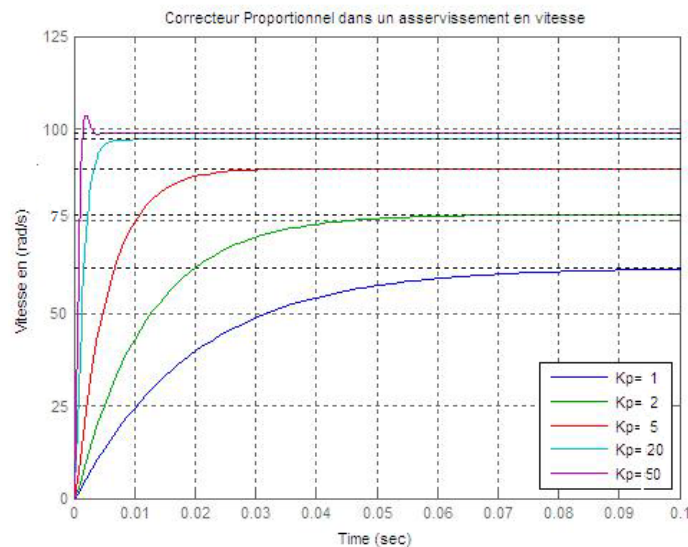
$$u_c(t) = K_p \square(t) \quad (\text{II.15})$$

Donc sa Transformé de LAPLACE est

$$U_c(p) = K_p \square(p) \quad (\text{II.16})$$

Son rôle est d'amplifier l'erreur pour que le système réagisse plus vivement, comme si l'erreur était plus grande qu'elle ne l'est en réalité.

Il permet de vaincre les grandes inerties du système et diminue le temps de montée (la rapidité) en donnant de la puissance au moteur (plus l'erreur est grande, plus on donne de puissance au moteur). Lorsque l'on augmente le gain ' $K_p$ ', le système réagit plus vite et l'erreur statique s'en trouve améliorée, mais en contrepartie le système perd la stabilité. Le dépassement se fait de plus en plus grand, et le système peut même diverger dans le cas d'un ' $K_p$ ' démesuré, [1].



**Figure II.6** Résultats de simulation sous Matlab de la régulation de la vitesse pour différent valeur de  $K_p$

### II.10.1.1. Effets du correcteur proportionnel

- Diminution du temps de montée.
- Diminution de l'erreur statique.
- Augmentation du temps de stabilisation.
- Augmentation du dépassement.

### II.10.1.2. Schéma électronique du «correcteur proportionnel»

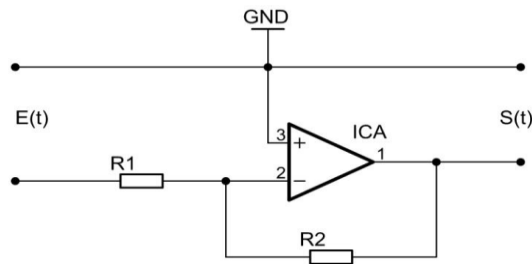


Figure II.7 Schéma électronique du correcteur proportionnel

$$G(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = -\frac{R_2}{R_1} = K_p \quad (\text{II.17})$$

### II.10.2. Cas d'une commande Proportionnelle-Intégrale

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

$$u_c(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (\text{II.18})$$

Transformé de LAPLACE est

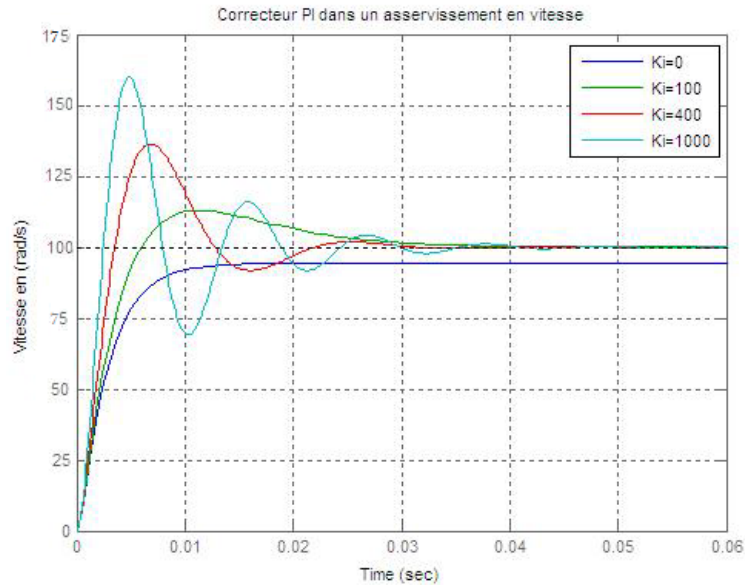
$$U_c(p) = K_p e(p) + K_i \frac{e(p)}{p} \quad (\text{II.19})$$

Le terme intégral complète l'action proportionnelle puisqu'il permet de compenser l'erreur statique et d'augmenter la précision en régime permanent. L'idée est d'intégrer l'erreur depuis le début et d'ajouter cette erreur à la consigne, lorsque l'on se rapproche de la valeur demandée, l'erreur devient de plus en plus faible. Le terme proportionnel n'agit plus mais le terme intégral subsiste et reste stable, ce qui maintient le moteur à la valeur demandée (vitesse souhaité).

L'intégrale agissant comme un filtre sur le signal intégré, elle permet de diminuer l'impact des perturbations (couple résistant), et il en résulte alors un système plus stable.

Malheureusement, un terme intégral trop important peut lui aussi entraîner un dépassement de la consigne, une stabilisation plus lente, voire même des oscillations divergentes, [6], [8].

Dans la figure suivante, il sera présenté le graphe d'une régulation en vitesse (Figure.III.5) pour les différentes valeurs du gain ' $K_i$ ',

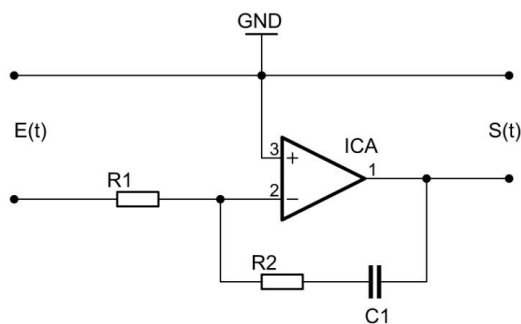


**Figure II.8** simulation d'un asservissement de la vitesse avec un régulateur PI pour différent valeur de  $K_i$  sous Matlab du correcteur PI en régulation de vitesse

### II.10.2.1. Effets du correcteur proportionnel-Intégral

- Diminution du temps de montée.
- Elimination de l'erreur statique.
- Augmentation du temps de stabilisation.
- Augmentation du dépassement.

### II.10.2.2. Schéma électronique du «Correcteur Proportionnel-Intégral»



**Figure II.9** Schéma électronique du correcteur proportionnel Intégra

$$G(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = -\frac{R_2 + \frac{1}{C_1 p}}{R_1} = -\frac{1 + R_2 C_1 p}{R_1 C_1 p} = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{R_2 C_1 p}\right) \quad (\text{II.20})$$

- Gain proportionnel  $K_p = -\frac{R_2}{R_1}$
- Gain intégral  $K_i = \frac{1}{R_2 C_1}$

### II.11. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principaux éléments des systèmes de commande en boucle ouverte et en boucle fermée, l'influence des perturbations externes, ainsi l'utilité de la commande (correction) pour un système donné.

On va présenter dans le chapitre suivant, l'application de la commande (régulation) PI et IP pour un MCC et l'avantage de l'une par rapport à l'autre.

## *Chapitre III*

*Commande d'un moteur électrique  
à courant continu*

⇒ *Premier partie*

### *III.1 : Introduction [10][13].*

La régulateur PI comme le régulateur IP se compose de deux termes P et I d'où le 'P' correspond au terme proportionnel, et 'I' pour terme intégral de la commande.

Les régulateurs PI et IP sont probablement les plus largement utilisés dans le contrôle industriel. Même dans les plus complexes des systèmes de contrôle industriel pouvant comporter un réseau de contrôle dont le principal élément de contrôle est un module de contrôle de types PI ou IP.

Cette première partie a pour but, d'implémenter la commande PI et IP classique pour un moteur à courant continu à excitation séparée dont les objectifs sont d'annuler l'erreur statique, diminuer le dépassement, diminuer le temps de réponse et le temps de montée afin d'obtenir une réponse adéquate du procédé et de la régulation et d'avoir un système précis, rapide, stable et robuste.

### *III.2 : Etude des régulateurs classiques dans le domaine temporel*

Les régulateurs classiques permettent de contrôler la précision et la rapidité des systèmes asservis, ils sont les plus prisés dans l'industrie. Dans ce cas les régulateurs PI et IP classiques, feront l'objet d'étude dans ce chapitre, ensuite, des régulateurs seront étudiés, appliqués au contrôle de la vitesse, de moteur à courant continu, dans l'environnement Matlab Simulink.

### *III.3 : Synthèse des correcteurs PI et IP*

#### *III.3.1 : Structure de la commande PI [10].*

Chaque boucle de régulation est dotée d'un régulateur proportionnel intégral classique, présenté sur la figure III.1, il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et sa propre consigne.

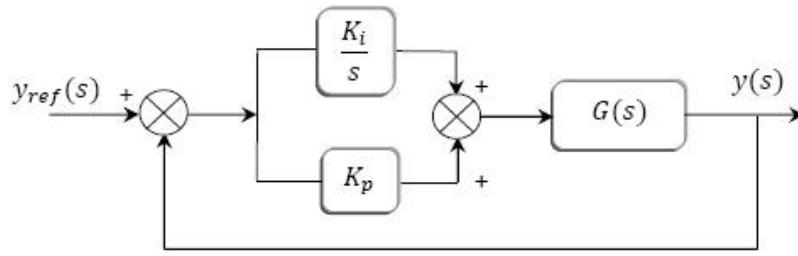


Figure III.1 : schéma de commande générale avec la structure PI

Soit  $H(p)$  un système de premier ordre donné par[6]:

$$H(p) = \frac{h_0}{1+p\tau_0} \quad (\text{III.1})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$H_{FTBF}(p) = \frac{h_0 K_i \left( \frac{K_p}{K_i} p + 1 \right)}{(1+p\tau_0) \left( p + \left( K_p p + K_i \right) \frac{h_0}{1+p\tau_0} \right)} \quad (\text{III.2})$$

En appliquant la méthode de compensation de pôle on aura :

$$\begin{cases} \frac{K_p}{K_i} p + 1 = 1 + p\tau_0 \Rightarrow \tau_0 = \frac{K_p}{K_i} \\ H_{FTBF}(p) = \frac{h_0 K_i}{p + h_0 K_i} \Rightarrow \tau_{bf} = \frac{1}{h_0 K_i} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Les paramètres du régulateur sont donc :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{h_0 \tau_{bf}} \\ K_p = \frac{\tau_0}{h_0 \tau_{bf}} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

$\tau_0$ : constante de temps en boucle ouverte

$h_0$ : gain statique du système en boucle ouverte

$\tau_{bf}$ : constante de temps en boucle fermée

### III.3.1.2 Application de commande PI pour un moteur à courant continu :

L'application de la commande avec la structure PI à un moteur à courant continu est représenté dans la figure III.2 ci après :

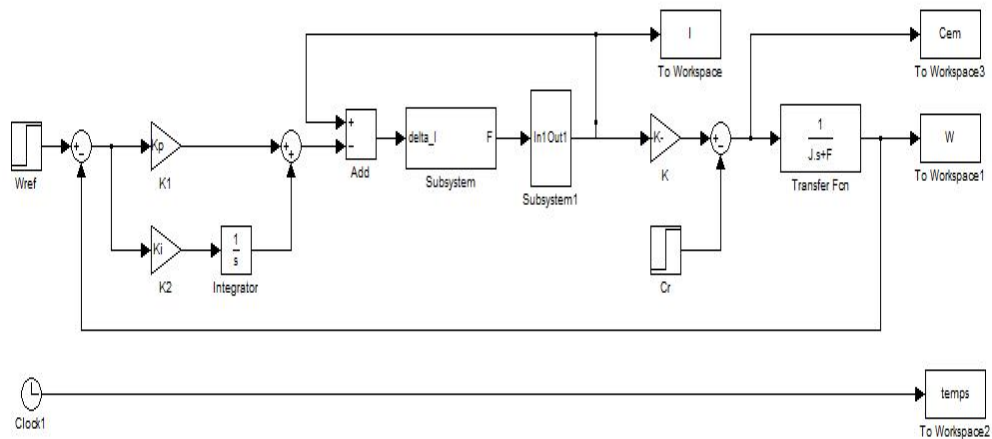


Figure III.2 : schéma de commande PI pour le moteur à courant continu

L'application de la méthode de compensation des pôles à la boucle de régulation, permet de calculer les paramètres du régulateur en tenant compte de la constante de temps imposée.

$$K_p = 2325. 10^{-4}$$

$$K_i = 50. 10^{-2}$$

### III.3.1.3 : Résultats de simulation sous Matlab/SIMULINK

Après avoir donné le détail de calcul des paramètres de régulateur, on présente dans les figures (III.3) et (III.4) les résultats de simulation de la vitesse avec et sans le couple résistant (charge). Afin de vérifier que le régulateur est efficace en suivi de consigne et en rejet de la perturbation.

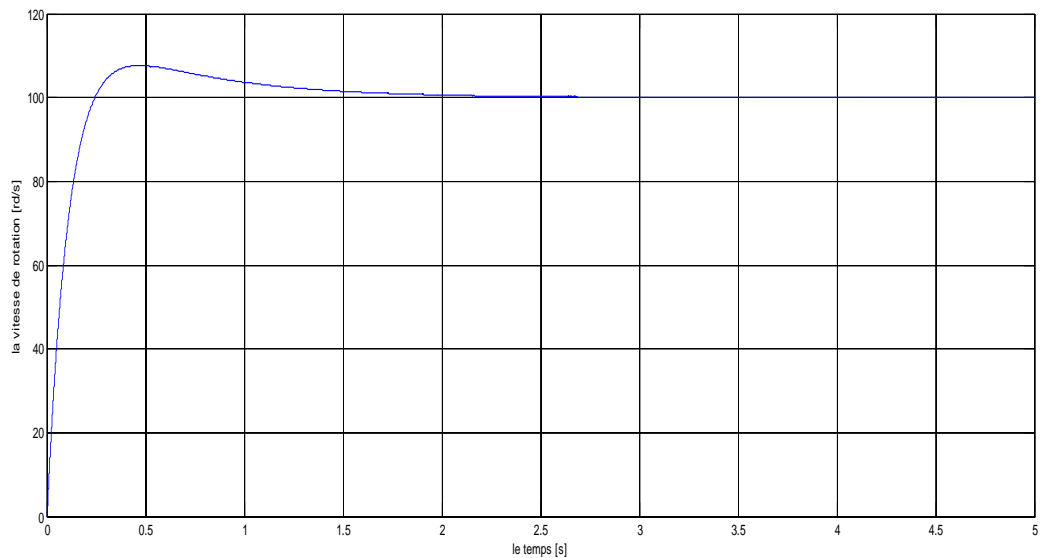
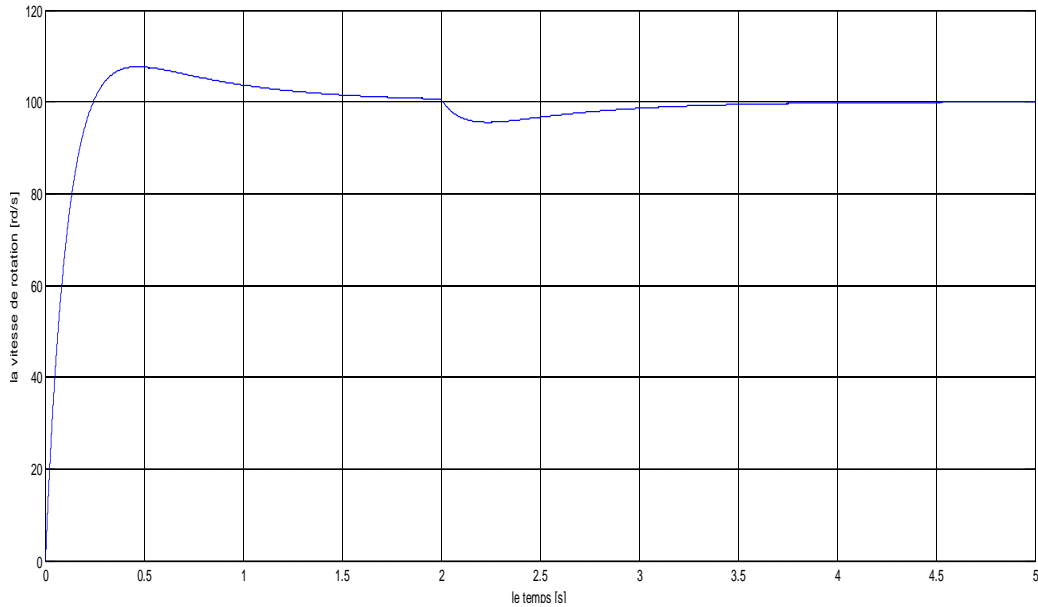


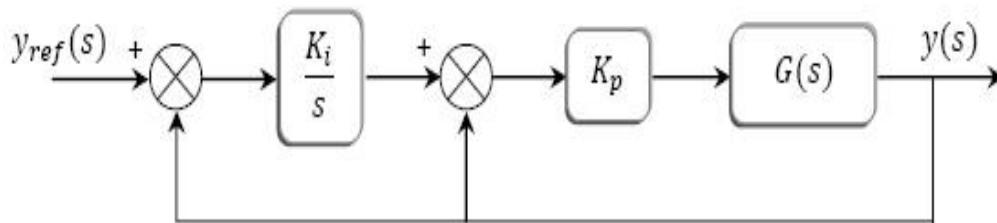
Figure III.3: Evolution de la vitesse en fonction du temps pour Cr = 0



**Figure III.4 :** Evolution de la vitesse en fonction du temps avec  $Cr$  a  $t = 2s$

### III.3.2 : Structure de commande IP [10].

La structure du régulateur Intégral proportionnelle schématisée par la figure (III.5), est une association d'une boucle interne munie du régulateur proportionnel et d'une boucle externe commandée par un régulateur intégrateur.



**Figure III.5 :** schéma de commande générale avec la structure **IP**

La commande des machines électriques à l'aide des régulateurs PI dimensionnés par les méthodes de compensation des pôles ou de placement des pôles, présente les inconvénients suivants: [10]

- La méthode de placement des pôles permet d'imposer n'importe quelle dynamique à la boucle fermée, néanmoins elle présente l'inconvénient d'introduire un zéro (non contrôlable) qui peut modifier la dynamique imposée.

- La méthode de compensation des pôles permet de remédier à ce problème, mais elle ne permet d'imposer qu'une dynamique du premier ordre, de plus le comportement de la régulation vis-à-vis du couple résistant est médiocre, car la dynamique du rejet du couple résistant n'est pas imposée par le régulateur. La structure de commande **IP** permet de remédier à tous ces inconvénients.

Lorsque  $G(s)$  est du premier ordre, la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_{IP}(s) = \frac{K_i K_p G_0 / \tau}{s^2 + \left(\frac{1 + K_p G_0}{\tau}\right)s + \left(\frac{1 + K_i K_p G_0}{\tau}\right)} \quad (\text{III.5})$$

Le calcul des paramètres  $K_i$  et  $K_p$  ne peut être fait que par la méthode de placement des pôles. La fonction de transfert en boucle fermée, peut être mise sous la forme de celle d'un modèle de second ordre standard [13].

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

A partir de l'équation caractéristique, on impose les pôles du système en boucle fermée de sorte que le système soit sous-amorti (c.-à-dire :  $0.7 \leq z < 1$ ), [6][10]

Les pôles de  $H(s)$  sont :

$$\begin{cases} s_1 = \omega_n(-z + j\sqrt{1-z^2}) = -\frac{1}{\tau_p} + j\omega_\alpha \\ s_2 = \omega_n(-z - j\sqrt{1-z^2}) = -\frac{1}{\tau_p} - j\omega_\alpha \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

$$\text{Où } \tau_p = \frac{1}{z\omega_n} \text{ et } \omega_\alpha = \omega_n \sqrt{1-z^2}$$

La réponse transitoire est alors donnée par l'oscillation de pseudo-période  $\frac{2\pi}{\omega_\alpha}$  amortie par une exponentielle de constante de temps  $\tau_p$ .

D'ou

$$\begin{cases} \frac{1+K_p G_0}{\tau} = 2z\omega_n \\ \frac{K_p K_i G_0}{\tau} = \omega_n^2 \end{cases} \quad (III.8)$$

Les coefficients du régulateur sont alors calculés par les relations :

$$\begin{cases} K_p = \frac{2\tau z \omega_n - 1}{G_0} \\ K_i = \frac{\tau \omega_n^2}{2\tau z \omega_n - 1} \end{cases} \quad (III.9)$$

### III.3.2.1 : Application de commande IP pour un moteur a courant continu

L'application de la commande avec la structure IP a un moteur a courant continu et représenté da la figure III.6 suivante :

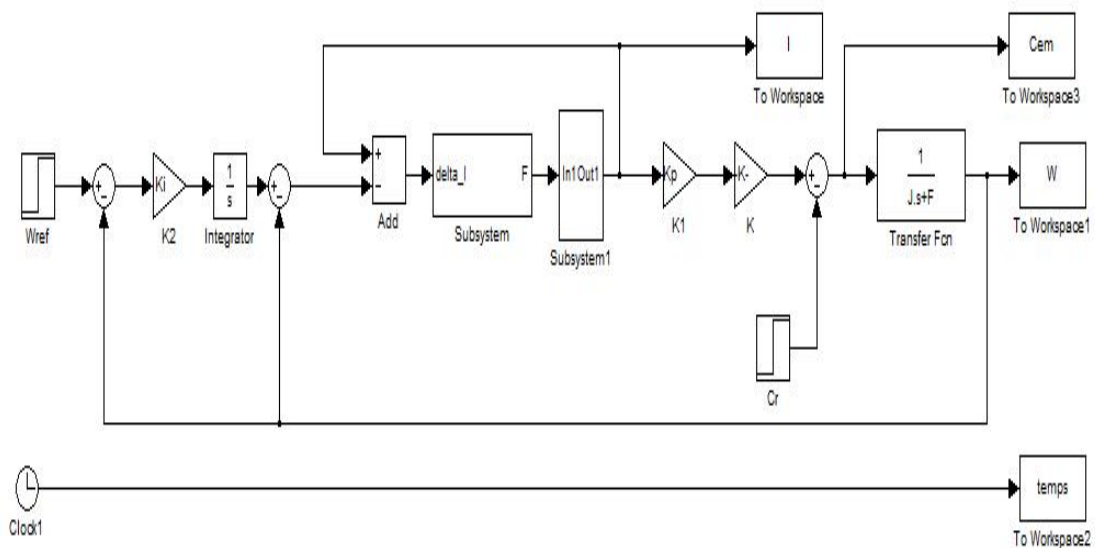


Figure III.6 : schéma de commande IP pour le moteur a courant continu

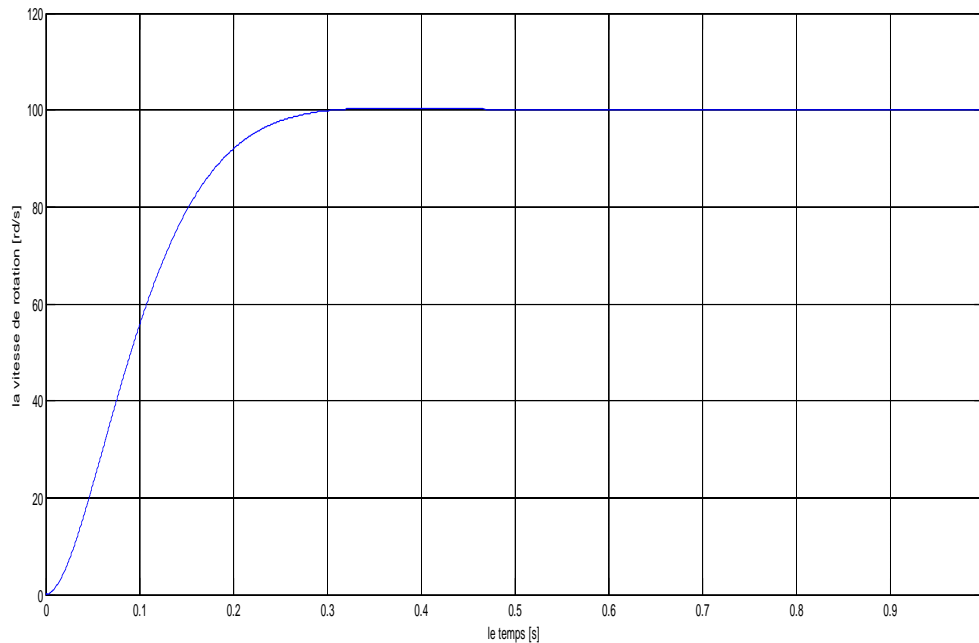
### III.3.2.2 : Application de la correction IP

La méthode de placement des pôles permet de calculer, en imposant à la boucle fermée, on trouve :

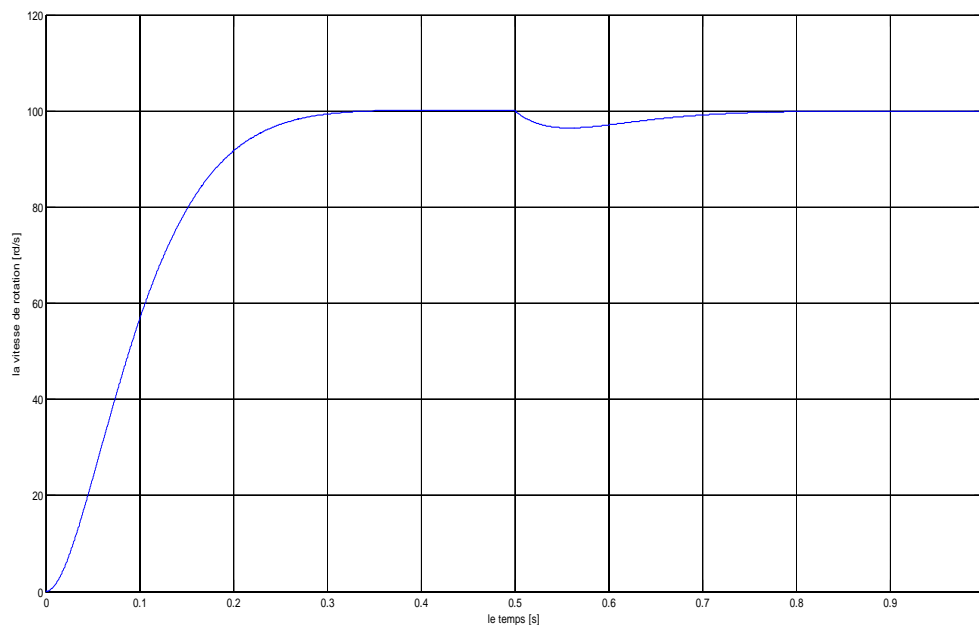
$$\begin{aligned} K_p &= 1025 \cdot 10^{-3} \\ K_i &= 45 \cdot 10^{-2} \end{aligned}$$

### III.3.2.3 : Résultats de simulation sous Matlab/SIMULINK

Après avoir donné les résultats de calcul des paramètres de régulateur **IP**, on présente dans les **figures (III.7) et (III.8)** les résultats de simulation de la vitesse avec et sans le couple résistant (charge). Afin de vérifier que le régulateur soit efficace et assure le rejet de la perturbation.



**Figure III.7:** la courbe de la vitesse en fonction du temps avec  $Cr = 0$



**Figure III.8:** la courbe de la vitesse en fonction du temps avec  $Cr$  a  $t = 0.5$  s

### III.3.3 : Interprétation

Les figures (III.3), (III.4), (III.7) et (III.8) issues de la simulation sous Matlab de chaque système de premier ordre et de chaque boucle de régulation sont exposées dans le but de vérifier l'état de marche des régulateurs, et de comparer la différence de régulateurs PI au régulateurs IP sur un système de premier ordre.

Dans cette simulation, on impose à la boucle fermée dans le domaine temporel, avec les deux types de régulateurs, la même dynamique que celle du système de premier ordre.

On constate que les réponses indicielles des systèmes de premier ordre de la vitesse de rotation, illustré sur les figures (III.3), (III.4), (III.7) et (III.8), sont semblables aux figures en boucle fermée avec régulateurs PI et régulateurs IP.

Par conséquent les régulateurs PI et IP, suivent bien la consigne imposée.

Alors que les régulateurs PI différent des régulateurs IP dans la forme tel que le régulateur IP prend l'allure d'un système de premier ordre au régime transitoire tandis que le régulateur PI suit la forme d'un système de second ordre et présente un dépassement au régime transitoire.

On remarque aussi que Le temps de rejet de la perturbation plus importante dans le régulateur PI.

### III.3.4 : Conclusion

Dans cette première partie de chapitre III, on a élaboré une commande à base de régulateur classique PI et IP. On a appliqué la méthode de la compensation de pôle au régulateur PI et la méthode de placement de pôle pour le régulateur IP.

Afin de comparer entre les deux méthodes, on a choisit de simuler sous Matlab, chaque boucles de régulation, de système de premier ordre, en appliquant à l'entrée de chaque système un échelon unitaire.

On constate que l'évolution du régime transitoire prend l'allure d'un système de second ordre avec dépassement pour les boucles PI, et pour les boucles IP évoluent comme un système de premier ordre.

Les courbes sont décalées au régime transitoire pour les deux régulateurs, tandis qu'ils atteignent le régime permanent après avoir rejeter la perturbation.

⇒ La deuxième partie

### III.4 : La commande par le retour d'état .

#### III.4.1 : Introduction

A travers des technique de régulation classique de synthèse de régulation la commande par le retour d'état utilise l'information interne au système ce qui lui donne l'avantage d'être plus précise.

De plus, elle ne fait appel qu'a des gains statique, ceci pour modifier le régime transitoire (rapidité) et le régime permanent (précision)

Dans cette deuxième partie de chapitre III nous présenterons la commande par le retour d'état pour un moteur a courant continu.

#### III.4.2 : Calcul des paramètres de la commande de la vitesse :[11]

$$C_{em} = J\dot{w} + fw + C_r \quad (\text{III.10})$$

$$C_{em} = Mfd.if.iq \quad (\text{III.11})$$

$$\dot{w} = -\frac{f}{J}w + \frac{Mfd.if}{J}.iq - \frac{1}{J}C_r \quad (\text{III.12})$$

$$A_2 = -\frac{f}{J} \quad B_2 = \frac{Mfd.if}{J} \quad E_2 = -\frac{1}{J}$$

$$X = w \quad \dot{X} = A_2X + B_2U + E_2C_r \quad (\text{III.13})$$

$$C_r = 1$$

$$y_2 = C_r w_r = w_r$$

$$\text{Pôle } b_{02} = A_2$$

$$\text{Pôle } b_{F2} = K.A_2 \quad (K \text{ à choisir})$$

$$F_{cr} = Pb_{02} - pb_{f2}$$

$$T_2 = B_2$$

$$F_2 = F_{cr} \cdot T_2^{-1}$$

$$h_2 = B_2^{-1}(-A_2 + B_2 F_2) \cdot C_2^{-1}$$

$$e_2 = \frac{C_2(-A_2 + B_2 F_2)E_2}{C_2(-A_2 + B_2 F_2)B_2}$$

$$U_2 = -F_2 x_2 + h_2 y_{c2} - e_2 C_r$$

Dans notre cas

$$U_2 \text{ C'est } W_{ref}$$

$$x_2 \text{ C'est } W$$

$$y_{c2} \text{ C'est } W_{ref}$$

Donc la loi de commande s'exprime par : [11]

$$W_{ref} = -F_2 W_{ref} + h_2 y W_{ref} - e_2 C_r \quad (III.14)$$

Avec

$W_{ref}$  La vitesse de référence

$F_2$  Le vecteur de retour d'état

$h_2$  Constante de suivi de consigne

$C_r$  Le couple résistant

$e_2$  Le constat de rejet de perturbation

### III.4.3 . Le schéma bloc de la commande par le retour d'état

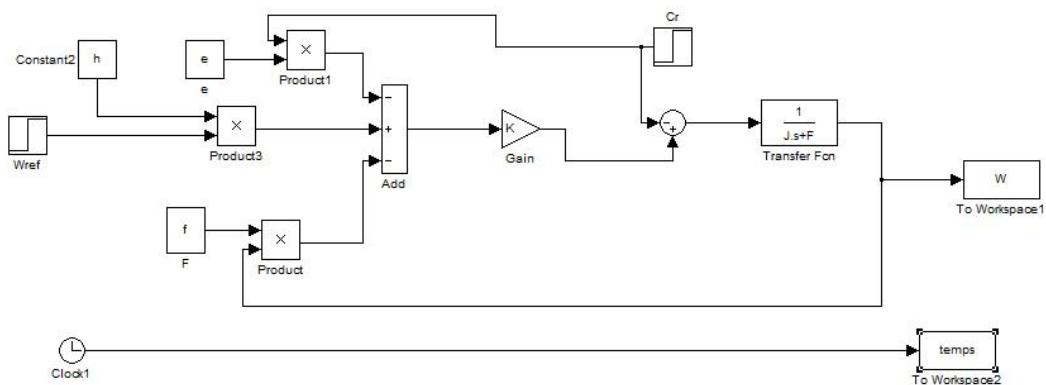


Figure III.9 : schéma de commande par le retour d'état le moteur a courant continu

Le résultat des valeurs numériques sont donnée :

$$F_2 = 0.32,$$

$$h_2 = 33.33$$

$$e_2 = 9.98$$

#### III.4.4 .Résultats de simulation sous Matlab/SIMULINK

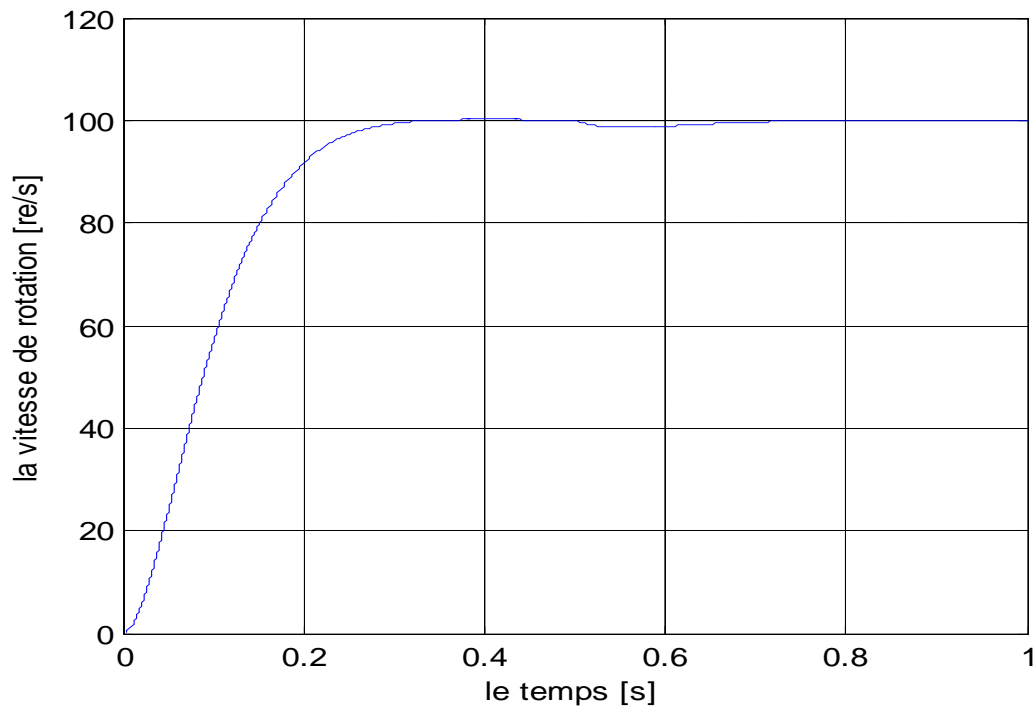


Figure III.10: la courbe de la vitesse en fonction du temps avec  $Cr$  à  $t = 0.5$  s

#### Interprétation .

On remarque que le régime établi est atteint au bout de 0.3 s temps, c'est la même chose pour le temps de rejet de perturbation qui est aussi rapide, ce qui est bon pour le fonctionnement de notre moteur.

#### III.4.5 : Conclusion

La commande par le retour état, utilisée dans notre travail pour la commande d'un moteur à courant continu ,nous a permis d'avoir de meilleur performance, en plus de la simplicité de sa synthèse, elle permet un contrôle à plusieurs degrés de liberté.

⇒ Troisième partie

### **Partie III. application du moteur à l'entraînement d'un véhicule électrique**

Le secteur de l'automobile en général, et le véhicule électrique en particulier, constitue un vaste domaine de recherche en automatique.

La réalisation d'un véhicule électrique constitue alors un excellent moyen d'appliquer et de montrer l'intérêt des techniques de l'automatique (modélisation, simulation et commande) pour faire face à un problème concret. [15]

Dans cette troisième partie de chapitre III, on réalisera la simulation de la commande d'un moteur à courant continu pour un véhicule électrique.

#### **III.5.1 . Modélisation d'un véhicule électrique [14]**

Afin de calculer la puissance nécessaire à l'avancement du véhicule, on applique le principe fondamental de la dynamique (P.F.D.) :

$$m_v \frac{d\vec{v}}{dt} = \sum \overrightarrow{F_{ext}} \quad (\text{III.15})$$

$$m_v \frac{d\vec{v}}{dt} = \overrightarrow{F_{aéro}} + \overrightarrow{P_v} + \overrightarrow{F_{roul}} + \overrightarrow{F_t} + \overrightarrow{R_r} \quad (\text{III.16})$$

$F_{aéro}$  : est la force de résistance aérodynamique, proportionnelle à la masse volumique de l'air  $\rho_{air} = 1.23 \text{ kg/m}^3$  bien qu'il dépende de l'altitude et de la température, au carré de la vitesse relative (compte tenu du vent) par rapport à l'air, à la surface frontale du véhicule  $S_f$ , et à son coefficient de pénétration dans l'air qui prend des valeurs  $C_{px} \in [0.25-0.5]$  selon les formes de carrosserie, son expression est donnée par la relation suivante :

$$F_{aéro} = \frac{1}{2} \rho_{air} S_f C_{px} (v_{véh} - v_{vent})^2 \quad (\text{III.17})$$

$F_{roul}$  : est la force de résistance au roulement liée au coefficient de roulement des roues. Pratiquement, avec des pneumatiques modernes à très faible résistance au roulement, le coefficient de résistance au roulement ( $C_{rr}$ ) vaut 0.01 (environ 0.015 pour des pneus classiques). Ce coefficient dépend de la largeur des pneus et du revêtement routier.

Si les pneus avant sont différents des pneus arrière, ou simplement si leurs pressions de gonflage sont différentes, l'effort de résistance au roulement vaut :

$$F_{roul} = [C_{rr-av} m_{av} + C_{rr-ar} m_{ar}] g \approx P_v C_{rr\_moy} \quad (III.18)$$

Où :

$$P_v = g m_v \quad (III.19)$$

Et :  $m_{av}$  et  $m_{ar}$  sont respectivement les masses portées par les roues avant et arrière.[14]  
,[15]

D'où :

$$F_{roul} = P_v C_{rr\_moy} \quad (III.20)$$

D'après la (figure 1.14) on peut voir que la composante de la force de traction  $\vec{F}_t$  suivant y est nulle. On calcule alors  $|F_t|$  : en projetant  $F_t$  sur l'axe x (avec  $\vec{i}$  son vecteur unitaire)

$$m_v \frac{dv}{dt} \vec{i} = \left( -\frac{1}{2} \rho_{air} S_f C_{px} (v_{véh} - v_{vent})^2 - m_v g \sin \alpha - m_v g C_{rr\_moy} + F_t \right) \vec{i} \quad (I.21)$$

Donc, l'expression de la force de traction mécanique  $F_t$  est :

$$F_t = m_v \frac{dv}{dt} + \frac{1}{2} \rho_{air} S_f C_{px} (v_{véh} - v_{vent})^2 + m_v g \sin \alpha + m_v g C_{rr\_moy} \quad (III.22)$$

Avec :

$v_{véh}$  : Est la vitesse du véhicule

$m_v$  : La masse de véhicule.

La puissance mécanique nécessaire à l'avancement du véhicule est égale au produit de la force de traction et de sa vitesse :

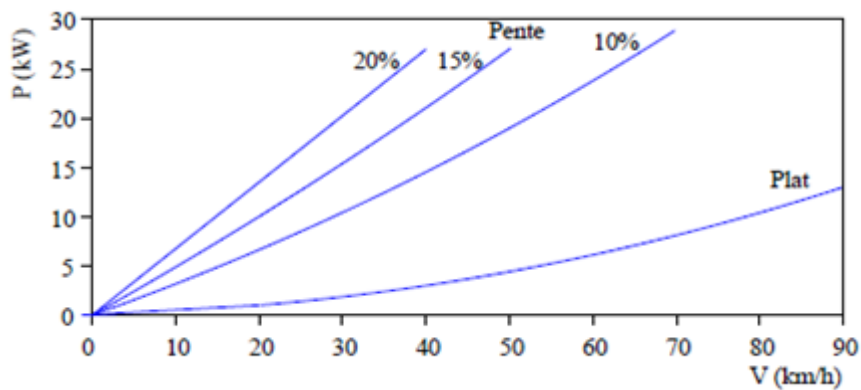
$$P_m = F_t v_{véh} \quad (III.23)$$

Donc, d'après (I.6) et (I.7), l'expression de la puissance de traction du véhicule est :

$$P_m = v_{\text{véh}} \left( m_v \frac{dv}{dt} + \frac{1}{2} \rho_{\text{air}} S_f C_{px} (v_{\text{véhic}} - v_{\text{vent}})^2 + m_v g \sin \alpha + m_v g C_{rr\_moy} \right) \quad (\text{III.24})$$

La figure (1.15) montre l'évolution de la puissance requise en fonction de la vitesse stabilisée, pour l'entraînement d'un véhicule urbain (masse en charge de 1150kg)

$C_{roul} = 150 \times 10^{-4}$ ,  $S = 2.5\text{m}^2$ ,  $C_{px} = 0.32$ ) en palier et en pente à p% [14].



**Figure. III.9 :** Puissance requise aux roues pour une voiture urbaine à vitesse stabilisée

Le tableau (Tab. 1.7) résume les ordres de grandeur de la puissance maximale nécessaire pour les différentes catégories de véhicules [14].

Le couple résistant  $C_r$  à la roue est lié à l'effort résistant par la relation :

$$C_r = R_{roue} \cdot F_t \quad (\text{III.25})$$

Où  $R_{roue}$  est le rayon de la roue.

La vitesse angulaire  $\Omega_r$  (rad/s) est liée à la vitesse du véhicule  $v_{\text{véh}}$  (m/s) par la relation :

$$\Omega_r = \frac{v_{\text{véh}}}{R_{roue}} \quad (\text{III.26})$$

III.5.2 : Réalisation du schéma bloc :

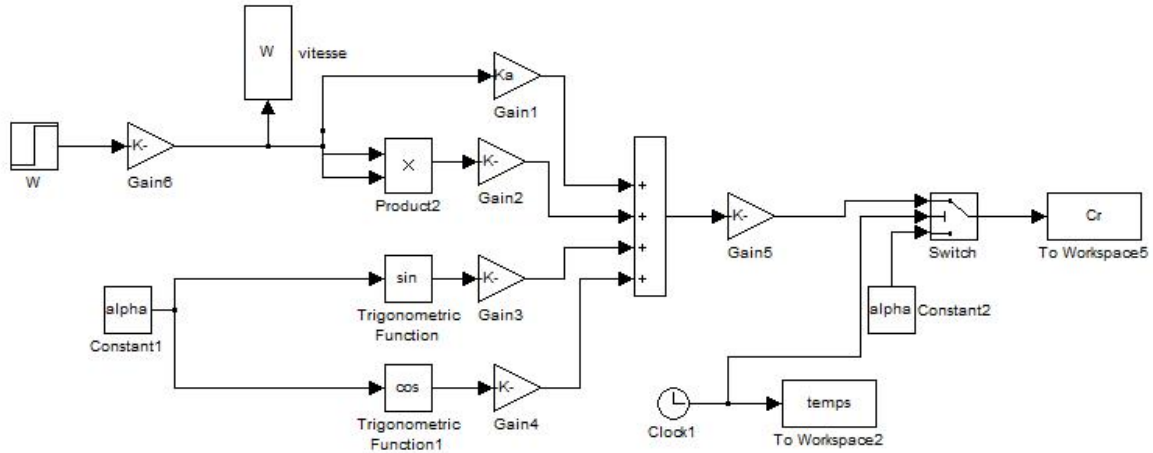


Figure III.10: schéma de couple charge de véhicule électrique

Les valeurs numériques de véhicule (Paramètre du véhicule) [15].

- ⇒ La masse :  $m_v=85$  kg;
- ⇒ Surface frontale :  $S_f=1,2.m^2$ ;
- ⇒ Rayon de la roue :  $R=0,03m$ ;
- ⇒ Coefficient de résistance de roulement de pneu :  $C_{rr}=0,015$ ;
- ⇒ Coefficient de pénétration dans l'aire :  $C_{px}=0,25$ ;
- ⇒ Accélération gravitationnelle :  $g=9,8$ ;
- ⇒ Coefficient de charge :  $K_a=0,22$ ;
- ⇒ la masse volumique de l'aire :  $\rho_o=1,08$ ;
- ⇒ Alpha=0;



III.5.3 : Résultats de simulation sous Matlab/SIMULINK

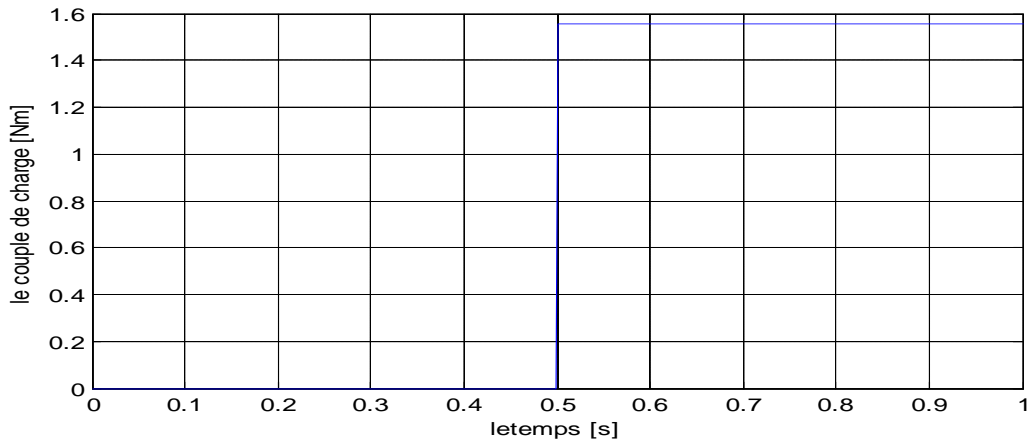
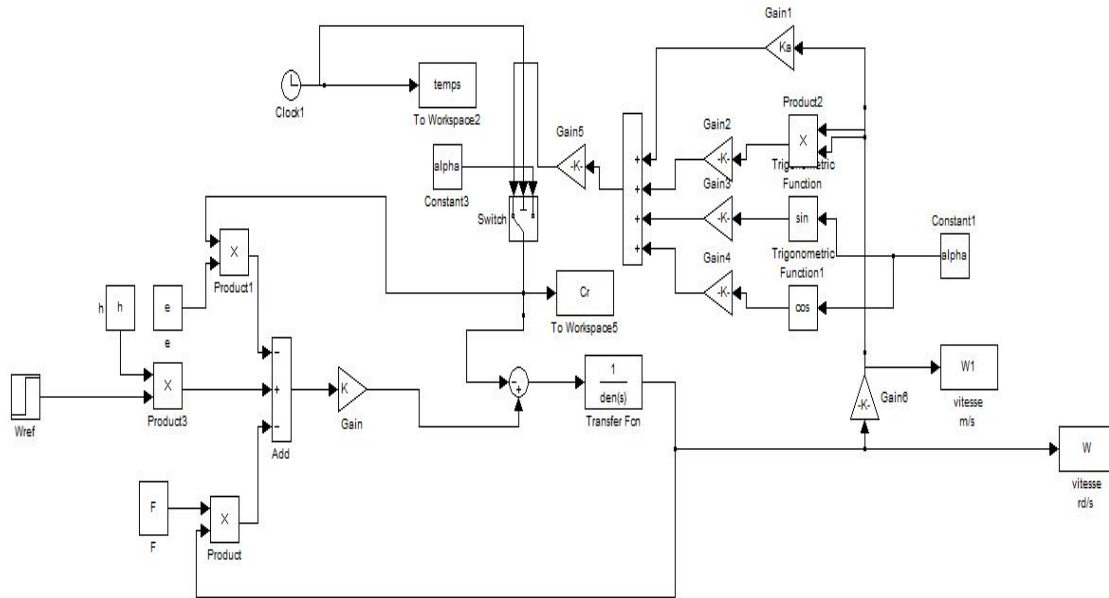


Figure III.11 : le couple de charge en fonction de temps

**III.6 : Commande de la vitesse de véhicule électrique précédent**

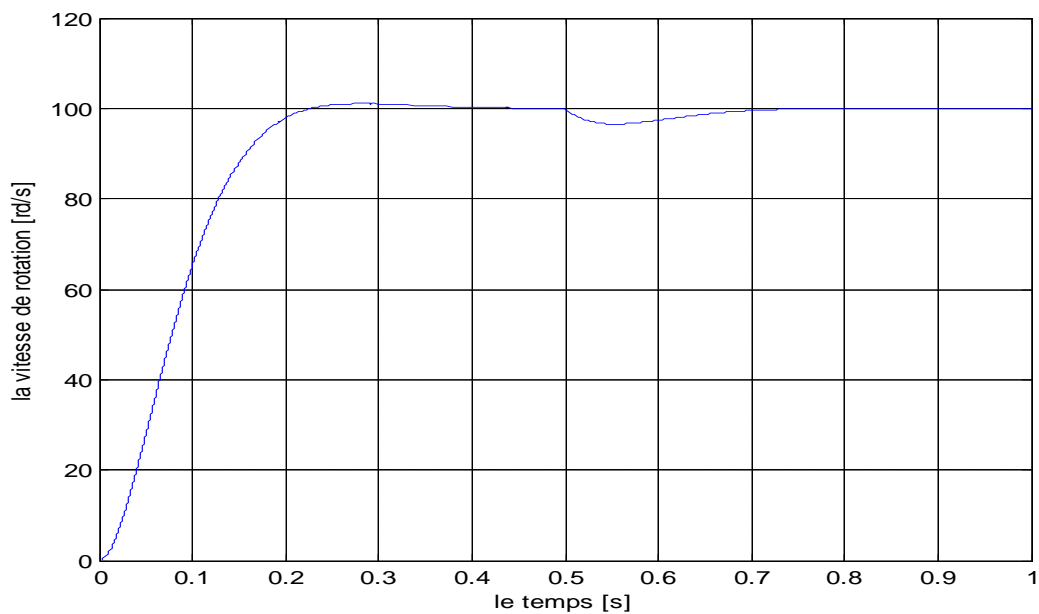
Pour l'application de la commande par le retour d'état pour le véhicule électrique précédent

On a réalisé le schéma bloc suivant :



**Figure III.12:** schéma bloc de commande par le retour d'état pour un véhicule électrique

**III.6.1 : Résultats de simulation sous Matlab/SIMULINK**



**Figure III.10 :** la vitesse de rotation en fonction du temps

***Interprétation et commentaire***

La commande a assuré un bon suivi de consigne dans un délai (temps de réponse) appréciable, l'effet de la perturbation (de la charge) paraît complètement compensé .

***II.7 : Conclusion***

Nous avons testé trois types de commande pour le contrôle du moteur à courant continu, la commande qui présente les meilleurs avantages entre autre la commande par retour d'état a été retenue pour la tester dans la conduite d'un véhicule électrique. Les résultats de simulations sont satisfaisants.



*Conclusion générale*

## *Conclusion Générale*

Durant la réalisation de notre projet, nous nous sommes intéressés à la commande d'un moteur à courant continu en vue de son exploitation dans l'entraînement d'un véhicule électrique.

Une fois le modèle du moteur validé, nous avons procédé à la modélisation de son alimentation et la synthèse de sa commande.

Trois type de commande ont été testées : commande PI, IP et par retour d'état. La dernière commande en l'occurrence la commande par retour d'état a présenté les meilleures performances, ce qui nous a amené à la tester sur une charge particulière qui est un véhicule électrique. Les résultats obtenus sont satisfaisants cependant vue l'importance d'une gestion optimale de l'énergie dans une telle application, une commande avec l'introduction de contraintes qui permettraient une consommation minimale de l'énergie est nécessaire.

Ce projet laisse d'intéressantes perspectives on citera :

- Prise en compte de l'alimentation autonome du moteur.
- Test de commandes optimales.

## *Références bibliographiques*

- [1] : P. Rousseau «Asservissement linéaires continus», Ellipses, Paris, 2004.
- [2] : L. Couffignal «Le moteur à courant continu», cours, 2006.
- [3] : P. Barret «Machines Electriques», Ellipses, Paris, 2002.
- [4] : P. Clerc “Automatique Continue & Echantillonnée”, Masson, Paris, 1996.
- [5] : Phippe Barret, Maurice Magnien« Régime transitoires des machine tournantes électriques»
- [6] : C. le Lann «Le PID utilisé en régulation de position et/ou de vitesse de moteurs électriques», Projet de fin d'étude, 2007.Master
- [7] : B. Deforge & Q. David «Asservissement en position d'un axe linéaire», projet d'automatique, 2008.
- [8] : B. C. Kuo & F. Golnaraghi «Automatic Control Systems», John wiley and sons, New York, 2003.
- [9]: K. J. Astrom & T. Haggund «Advanced PID Control», ISA, New York, 2006.
- [10] : AIT KAID Dj «Commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique, à l'aide de régulateurs fractionnaires» MEMOIRE DE MAGISTER, 2011
- [11] : S,H Ould-ouali «étude par simulation numérique de la commande par retour d'états d'un moteur asynchrone a flux orienté ,alimenté en tension et commander en courant»
- [12] : "European Journal of Electrical Engineering « Commande DTC d'une propulsion moteur asynchrone / onduleur multi niveaux asymétrique pour un véhicule électrique»
- [13] : E. Godoy & Collm “Régulation Industrielle”, Dunod, Paris, 2007
- [15] : Thierry Lequeu-IUT GEII de tours \_ « projet» université François Rabelais TOURS .2004