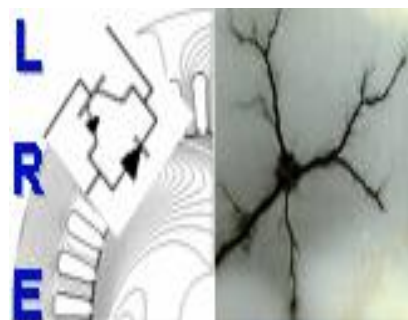


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
**Ecole Nationale Polytechnique**



**Département d'Electrotechnique**  
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire  
pour l'obtention du diplôme de  
**Master en Electrotechnique**

Intitulé

**Simulation de commande en vitesse d'une SRM 12/8**

Présenté par  
**Ziyad BENNARA**

Sous la direction de **Dr. H. SAHRAOUI** et **Pr. M.O. MAHMOUDI**  
soutenu publiquement le 20 juin 2016

**Membres du Jury**

Président :	T. Zebbadji, Docteur à l'ENP
Rapporteurs :	H. Sahraoui, Docteur à l'ENP M.O. Mahmoudi, Professeur à l'ENP
Examineur :	L. Nezli, Professeur à l'ENP

**ENP 2016**

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) - Ecole Nationale Polytechnique (ENP)  
10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

# Remerciements

Pour débiter, nous voudrions remercier ALLAH le tout puissant de nous avoir aidé et donner la volonté de mener à terme ce présent travail.

Nous tenons une profonde gratitude envers madame H.SAHRAOUI docteur à l'école nationale polytechnique pour avoir encadré et dirigé ce travail ainsi que pour sa patience et sa disponibilité.

Nous tenons à remercier et à montrer notre sincère respect envers monsieur M.O.MAHMOUDI professeur à l'école national polytechnique pour nous avoir encadrés dans ce travail et éclairés par ses précieux conseils.

Nous tenons aussi à remercier monsieur H.ZEROUG professeur à l'USTHB pour nous avoir permis d'effectuer une étude expérimentale et nous avoir dirigé le long de cette étude.

Nous adressons nos vifs remerciements aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'examiner ce travail.

Enfin, nous remercions chaleureusement nos amies pour leurs soutiens et leurs encouragements et tous les gens ayant participé de près ou de loin pour l'aboutissement de ce mémoire.

# إهداء

أهدي هذا العمل المتواضع إلى الوالدين الكريمين

إلى إخواني وأخواتي

إلى كل أساتذتي طيلة المشوار الدراسي

إلى عائلتي الكبيرة بن نارة سعيد

إلى عائلة حموته عبد المجيد

إلى رفيق الدرب الوفي عمر عبد الدايم

إلى جميع أصدقائي

# زیزو

## ملخص

يتمثل هذا العمل في النمذجة والتحكم لمحرك ذو مقاومة مغناطيسية متغيرة 8/12 في النظام المتشبع. تم تنفيذ استراتيجيتنا التحكم **PI** و **IP** وكذلك بالنسبة لاستراتيجية التحكم الانزلاقي وذلك باستعمال بيئة ماتلاب/سيميلنك. تم اختبار مدى تحمل المحرك للعبط الناتج عن انقطاع طور.

**كلمات مفتاحية:** محرك ذو مقاومة مغناطيسية متغيرة، ماتلاب/سيميلنك، نمذجة، تحكم **PI** و **IP**، التحكم الانزلاقي

## Abstract

This work consists of modeling and control of variable reluctance machine 12/8 in saturated state. Two control strategies based on Proportional Integral (IP) and Integral Proportional (IP) controllers and a robust sliding control are performed using the Matlab / Simulink environment. Evaluation tests of fault tolerance are carried out for the strategies.

**Keywords:** SRM, MATLAB / Simulink, modeling, PI and IP control, sliding control.

## Résumé

Ce travail consiste à la modélisation et la commande de la machine à réluctance variable 12/8 en régime saturé. Deux stratégies de commande basées sur les régulateurs Proportionnel Intégral (PI) et Intégral Proportionnel (IP) et une commande robuste par mode de glissement sont réalisées en utilisant l'environnement Matlab/Simulink. Des tests d'évaluation de la tolérance aux défauts de phases sont effectués pour les stratégies de commande.

**Mots clés :** SRM, MATLAB/SIMULINK, modélisation, commande PI et IP, commande par mode de glissement.

## Liste des symboles

SRM : Switched Reluctance Machine.

MRV : Machines à réluctance variable.

$N_s$  : Nombre de dents statorique.

$N_r$  : Nombre de dents rotorique.

VDC : Tension de bus continue.

$I$  : Courant de la phase.

$\Delta I$  : Bande de hachage par hystérésis.

f.c.é.m : Force contre électromotrice.

$R$  : Résistance d'une phase.

$\Psi$  : Flux vu par la phase.

$L_1, L_2, L_3$  : Inductance des phases 1,2 et 3.

$L_{max}$  : Inductance maximale d'alignement.

$L_{min}$  : Inductance minimale d'opposition.

$\Omega$  : Vitesse de rotation de la machine.

$\theta_p$  : Positon périodique de  $45^\circ$ .

$\theta_{on}$  : Angle d'alimentation.

$\theta_{off}$  : Angle d'extinction.

$\omega_b$  : Vitesse de base.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant.

$f_r$  : Coefficient de frottement.

## Liste des symboles

---

$J$  : Moment d'inertie du rotor de la machine.

$W_m$  : Énergie mécanique.

$W_c$  : Co-énergie magnétique.

MLI : Modulation de la Largeur d'Impulsion.

PI : Proportionnel intégral.

$H(\mathbf{S})$  : Fonction de transfert du régulateur PI.

$K_p$  : La constante de proportionnalité.

$T_i$  : la constante de temps intégrale.

$x$  : Variable à réguler.

$e(x)$  : L'écart de la variable à réguler.

$r$  : Degré relatif.

$V(\mathbf{x})$  : Fonction de LYAPONOV.

## Liste des figures

FIG.1.1. STRUCTURE DE LA SRM-----	13
FIG.1.2. STRUCTURE GENERALE DU CONVERTISSEUR EN DEMI-PONT ASYMETRIQUE -----	14
FIG.1.3. TECHNIQUE A HYSTERESIS (HARD CHOPPING) -----	15
FIG.1.4. TECHNIQUE MLI : (HARD CHOPPING) -----	16
FIG.1.5. FORME DU COURANT ET DE LA TENSION POUR L'ALIMENTATION EN PLEINE ONDE-----	16
FIG.1.6. CARACTERISTIQUE MAGNETIQUE DE LA MACHINE -----	19
FIG.2.1. BOUCLE DE REGULATION DE LA VITESSE EN UTILISANT LE REGULATEUR PI-----	22
FIG.2.2. BOUCLE DE REGULATION DE LA VITESSE EN UTILISANT LE REGULATEUR IP-----	22
FIG.2.3. (A), (B) REPONSE EN VITESSE A VIDE CAS DU PI ET IP RESPECTIVEMENT-----	23
FIG.2.4. (A), (B) REPONSE EN VITESSE A VIDE CAS DU PI ET IP RESPECTIVEMENT APRES L'AJUSTEMENT -----	23
FIG.2.5. CHANGEMENT DE CONSIGNE DE VITESSE REGULEE PAR PI (A) ET IP (B)-----	24
FIG.2.6. REPONSE A L'ECHELON DE VITESSE SUIVI D'UNE APPLICATION DU COUPLE DE CHARGE, (A),(B),(C) (CAS DU PI) ET (D),(E),(F) (CAS DU IP)-----	25
FIG.2.7. REPONSE A L'ECHELON DE VITESSE, L'EVOLUTION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE TOTAL ET LES COURANTS ELECTRIQUES RESPECTIVEMENT EN CHARGE SUIVI D'UN DEFAULT (A),(B),(C) (CAS DU PI), (D),(E),(F) (CAS DU IP) -----	27
FIG.3.1. LINEARISATION DE L'ERREUR-----	31
FIG.3.2 FONCTION SIGNE-----	32
FIG.3.3 FONCTION SIGNE DE LA COMMANDE ADOUCIE -----	33
FIG.3.4. MODELE SIMULINK DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT-----	34
FIG.3.5. REPONSE DE LA VITESSE (A) ET LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE (B) APRES APPLICATION DU COUPLE RESISTANT (CAS DE LA COMMANDE ORDINAIRE) -----	35
FIG.3.6. REPONSE DE LA VITESSE (A) ET LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE (B) EN CHARGE SUIVI D'UN DEFAULT (CAS DE LA COMMANDE ORDINAIRE) -----	36
FIG.3.7. REPONSE DE LA VITESSE (A) ET LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE (B) APRES APPLICATION DU COUPLE RESISTANT (CAS DE LA COMMANDE ADOUCIE) -----	37
FIG.3.8. REPONSE DE LA VITESSE (A) ET LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE (B) EN CHARGE SUIVI D'UN DEFAULT (CAS DE LA COMMANDE ADOUCIE) -----	37

## Liste des tableaux

<b>TABLE.1.1. SEQUENCE DE CONDUCTION</b> .....	<b>16</b>
--	-----------



**REMERCIEMENTS**

**LISTE DES SYMBOLES**

**LISTE DES FIGURES**

**LISTE DES TABLEAUX**

<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	<b>11</b>
<b>CHAPITRE 1</b>	<b>12</b>
<b>1.1. INTRODUCTION</b>	<b>12</b>
<b>1.2. PRESENTATION DE LA SRM ASSOCIEE AU CONVERTISSEUR</b>	<b>13</b>
1.2.1. STRUCTURE DE LA SRM	13
1.2.2. CONVERTISSEUR EN DEMI-PONT ASYMETRIQUE	14
1.2.3. STRATEGIES D'ALIMENTATION	15
1.2.3.1. Alimentation en courant	15
1.2.3.1.1. Technique à hystérésis :	15
1.2.3.1.2. Technique MLI à porteur triangulaire :	16
1.2.3.2. Alimentation en tension	16
<b>1.3. MODELISATION DU MOTEUR SRM</b>	<b>17</b>
1.3.3. MODELE ELECTROMAGNETIQUE	17
1.3.4. MODELE DYNAMIQUE	19
<b>1.4. CONCLUSION</b>	<b>20</b>
<b>CHAPITRE 2</b>	<b>21</b>
<b>2.1. INTRODUCTION</b>	<b>21</b>
<b>2.2. MODELE DES REGULATEURS PI ET IP</b>	<b>22</b>
<b>2.3. DETERMINATION DES PARAMETRES DU REGULATEUR PI ET IP</b>	<b>22</b>
<b>2.4. SIMULATION DU CHANGEMENT DE CONSIGNE DE VITESSE</b>	<b>24</b>
<b>2.5. SIMULATION D'UN DEMARRAGE A VIDE SUIVI D'UNE APPLICATION D'UN COUPLE DE CHARGE</b>	<b>24</b>
<b>2.6. TEST DE ROBUSTESSE</b>	<b>26</b>
<b>2.7. CONCLUSION</b>	<b>28</b>
<b>CHAPITRE 3</b>	<b>29</b>
<b>COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT</b>	<b>29</b>
<b>3.1. INTRODUCTION</b>	<b>29</b>
<b>3.2. PRESENTATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT</b>	<b>30</b>
<b>3.3. CONCEPTION DE LA COMMANDE DE MODE DE GLISSEMENT</b>	<b>30</b>
3.3.1. CHOIX DE LA SURFACE	30
3.3.2. ÉTABLISSEMENT DES CONDITIONS D'EXISTENCE	31
3.3.2.1. La fonction directe de commutation	31
3.3.2.2. La fonction de Lyapunov	31

## Table des Matières

---

3.3.3. DETERMINATION DE LA LOI DE COMMANDE -----	32
3.3.3.1. <i>Commande classique</i> -----	32
3.3.3.2. <i>Commande adoucie</i> -----	33
<b>3.4. APPLICATION POUR LA SRM-----</b>	<b>33</b>
<b>3.5. RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE-----</b>	<b>35</b>
3.5.1. COMMANDE PAR MODE GLISSANT ORDINAIRE -----	35
3.5.2. COMMANDE PAR MODE GLISSANT ADOUCIE-----	36
<b>3.6. CONCLUSION -----</b>	<b>38</b>
<b>CONCLUSION GENERALE-----</b>	<b>39</b>
<b>BIBLIOGRAPHIES -----</b>	<b>40</b>
<b>ANNEXE -----</b>	<b>42</b>

## Introduction Générale

La SRM (Switched Reluctance Machine) est une machine à réluctance variable à double dentures alimentée par des créneaux de tension [1,5]. Cette machine synchrone, présente des avantages par rapport aux machines classiques qui sont : sa construction simple et peu coûteuse, une alimentation unipolaire, la possibilité de fonctionner à grandes vitesses à cause de la nature de son rotor, la tolérance aux défauts et le refroidissement facile. Un autre avantage majeur est la caractéristique vitesse-couple de rotation réglable qui permet l'obtention d'un couple élevé à basse vitesse et qui évite l'utilisation des boîtes de vitesse. D'où l'intérêt de la commande en vitesse [1, 7,18].

Le développement de l'électronique de puissance et des microcontrôleurs a permis de commander ce moteur avec et sans capteur de position et de l'utiliser dans des applications diverses tel qu'en domestique, en traction électrique et en aéronautique [1, 8, 9,18]. Des techniques de commande robustes élaborées sont généralement appliquées dans ce cas à cause du caractère fortement non linéaire de la machine.

Le premier chapitre est consacré à la présentation de l'association du moteur au convertisseur, ainsi que la modélisation du système d'entraînement du SRM en tenant compte de la saturation. Une simulation du système est, ensuite, effectuée afin d'évaluer les performances du moteur pour les faibles et grandes vitesses de fonctionnement en utilisant les différentes stratégies d'alimentation. Une simulation sans capteur de position est aussi réalisée dans ce cas.

Au deuxième chapitre, une simulation de la commande classique de la vitesse utilisant les régulateurs PI et IP est réalisée, suivie d'une évaluation de cette commande et de robustesse pour les deux régulateurs appliquées. Les performances des 2 régulateurs sont comparées en fin de chapitre.

Le dernier chapitre est consacré à l'application d'une des techniques de commande robuste qui est la technique de mode de glissement, vu le caractère fortement non linéaire de la SRM. La régulation de la vitesse et des tests de robustesse sont réalisés afin d'étudier les performances de cette technique appliquée à la SRM.

## Chapitre 1

# Modélisation et Simulation du SRM associée au Convertisseur

### 1.1. Introduction

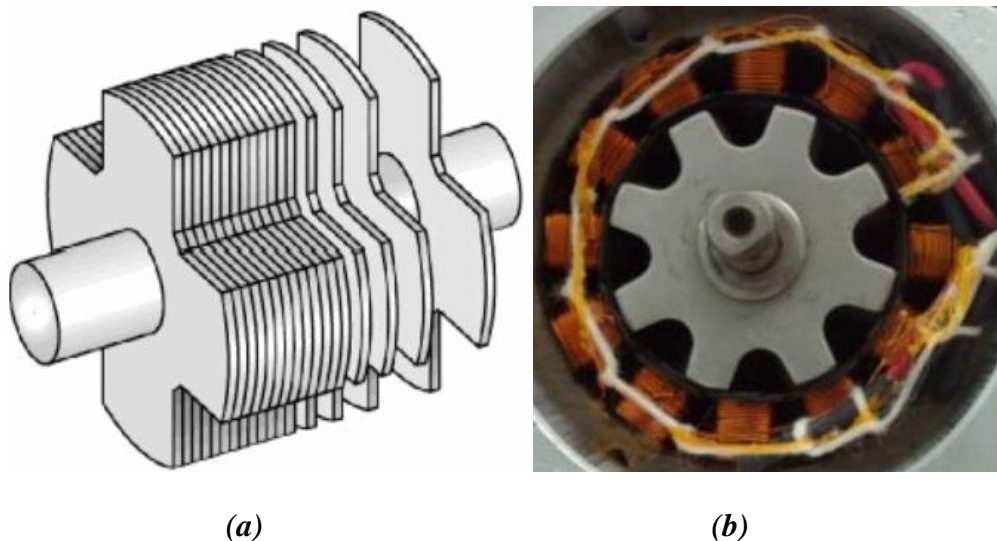
La SRM a plusieurs caractéristiques qui la positionnent comme une option importante dans les machines conventionnelles. Ses avantages sont nettement plus importants que ses inconvénients, ce qui elle permet de disposer d'un large champ d'application dans les industries et dans l'utilisation domestique. Elle est encore bien présent dans l'industrie des véhicules électriques et même en aéronautique faisant de-elle un sujet de recherche intéressant ces dernières années en modélisation, en simulation et en commande à vitesse variable.

Ce chapitre est introduit par une présentation de la structure de la SRM et de son convertisseur elle associé et met en évidence les stratégies d'alimentation, sa modélisation et simulation en régime permanent et dynamique avec capteur de position.

## 1.2. Présentation de la SRM associée au convertisseur

### 1.2.1. Structure de la SRM

La machine à réluctance variable à double saillance est un type de machine synchrone dont le couple est produit par la tendance de son rotor à se déplacer jusqu'à une position où l'inductance du stator est maximisée [1,2]. Tant le stator que le rotor ont des pôles saillants, d'où le qualificatif de machine doublement saillante attribué à cette machine. Le rotor se compose juste des empilements de tôles magnétiques où il y'a pas de bobinage ou d'aimant permanent [1-3] comme présenté sur la Fig.1.1.a. Cette particularité permet à cette machine de fonctionner sur une large gamme de vitesse et dans des environnements durs. Le nombre des dents statoriques et des dents rotoriques est utilisé pour l'appellation des différentes structures des SRM par exemple : pour une machine à 12 dents au stator et 8 dents au rotor est appelée SRM 12/8 [3,5]. Chaque bobine est répartie sur des dents diamétralement opposés et connectée en série ou en parallèle à l'alimentation pour que le flux soit additif [1, 2, 5,6], Fig1.1.b.



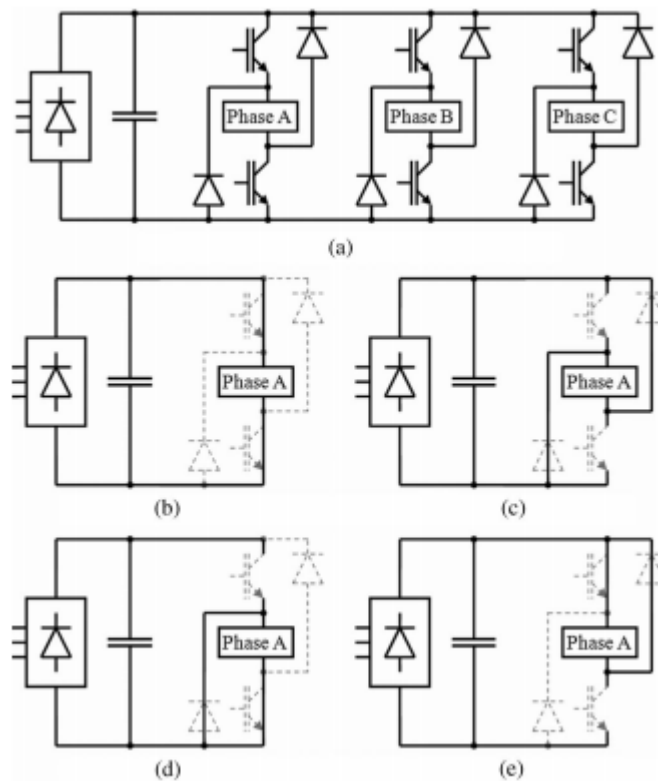
*Fig.1.1. Structure de la SRM*

Les machines à réluctance variable sont des machines à champs pulsé contrairement aux machines à réluctance variable synchrone qui sont à champ tournant [1, 2,6]. Les phases sont alimentées par des créneaux de courant ou de tension continue [1,7]. La connaissance précise de la position du rotor est indispensable pour connaître la bonne phase à alimenter [1,2-6 ,10].

L'alimentation des phases pendant la croissance de l'inductance permet de fonctionner la machine en moteur mais l'alimentation des phases pendant la décroissance de l'inductance permet de fonctionner la machine en générateur [7 ,12].

### 1.2.2. Convertisseur en Demi-Pont Asymétrique

La structure du convertisseur en demi-pont asymétrique est la structure la plus utilisée pour les SRM [1,2]. La structure générale du convertisseur est présentée sur la Fig.1.2.



*Fig.1.2. structure générale du convertisseur en demi-pont asymétrique*

Le convertisseur assure 3 phases d'alimentation :

- La phase d'excitation ou la tension aux bornes de la phase du moteur est  $+V$ ,
- La phase de désexcitation ou la tension aux bornes de la phase du moteur est  $-V$ . dans cette phase l'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique est restituée à la source,
- La désexcitation de la phase sans récupération d'énergie où la tension aux bornes de la phase est nulle.

Les deux transistors en série avec la phase sont amorcés pour exciter une des phases du moteur. Le blocage des deux transistors provoque ainsi la conduction des deux diodes de roue libre provoquant la désexcitation de la phase et la restitution de l'énergie magnétique non convertie vers la source d'alimentation [1,6]. Ce convertisseur assure l'alimentation indépendante de chaque phase.

L'association de ce convertisseur avec la SRM assure une grande fiabilité par rapport aux autres structures de convertisseurs destinés à alimenter ce type de machine [4,13-15]. En effet, l'enroulement de la phase en série avec les deux interrupteurs permet une protection contre les défauts électriques [9,10]. La machine peut fonctionner dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse [10-16].

### 1.2.3. Stratégies d'alimentation

Deux stratégies d'alimentation des SRM sont utilisées : l'alimentation en courant et l'alimentation en tension [1,6, 18-19].

#### 1.2.3.1. Alimentation en courant

L'alimentation en courant est utilisée pour le fonctionnement à faible vitesse ou la force contre électromotrice est négligeable devant la tension d'alimentation ce qui permet de maintenir le courant à une valeur désirée. Pour cela, il y'a deux techniques d'alimentation régulée en courant [17-18] :

##### 1.2.3.1.1. Technique à hystérésis :

Cette technique consiste à limiter le courant dans une bande  $\Delta i$  autour d'une valeur de référence  $I_{ref}$ . Pour la technique à hystérésis à deux niveaux (hard chopping), les deux interrupteurs sont commandés pour la régulation de courant et pour l'excitation et la désexcitation de la phase comme présenté sur la Fig.1.3. La séquence de conduction des interrupteurs est résumée dans le tableau suivant :

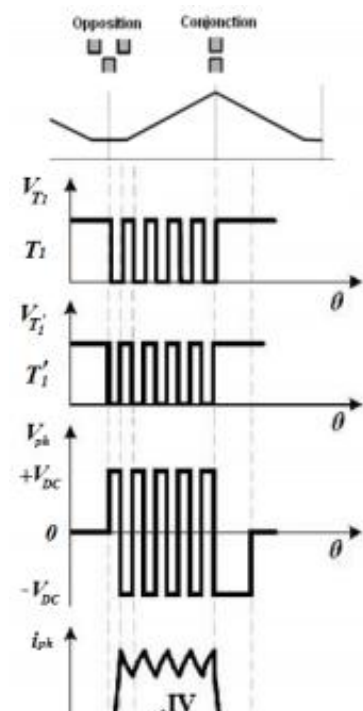


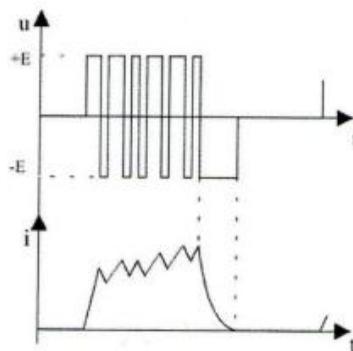
Fig.1.3. Technique à hystérésis (hard chopping)

Etat des interrupteurs	Courant de la phase $i$	Tension de la phase $u$
T et T' passants D et D' bloqués	croissant	$+V_{DC}$
D et D' passantes T et T' bloqués	Décroissant	$-V_{DC}$

*Table.1.1. Séquence de conduction*

### 1.2.3.1.2. Technique MLI à porteur triangulaire :

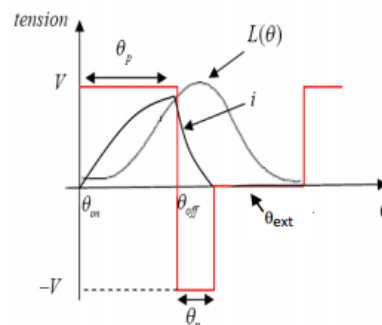
Les signaux d'attaque des transistors sont obtenus par la comparaison de la porteuse qui est un signal triangulaire et l'erreur de courant. La tension d'alimentation d'une phase est illustrée sur la Fig.1.4.



*Fig.1.4. Technique MLI : (hard chopping)*

### 1.2.3.2. Alimentation en tension

Pour les grandes vitesses, l'alimentation se fait par des créneaux de tension car la force contre électromotrice est comparable à la tension d'alimentation [1,6, 19].



*Fig.1.5. Forme du courant et de la tension pour l'alimentation en pleine onde*



La vitesse du moteur est contrôlée en alimentant chaque phase entre l'angle d'allumage  $\theta_{on}$  et l'angle de fermeture  $\theta_{off}$ .

### 1.3. Modélisation du moteur SRM

Le modèle mathématique de ce moteur est composé du modèle électromagnétique défini par l'équation électrique du moteur et le modèle dynamique défini par l'équation mécanique.

#### 1.3.3. Modèle électromagnétique

Le moteur à réluctance variable a un caractère fortement non linéaire [1,7]. En tenant compte de la saturation, le modèle mathématique de ce moteur est relativement complexe. L'équation électrique est donnée en fonction du flux, c'est le modèle de flux [10,14].

Hypothèses :

En vue de simplifier le modèle du moteur, des hypothèses sont posées comme suit [12]:

- L'effet de la mutuelle entre phases, l'hystérésis et l'effet de bord sont négligés,
- Les paramètres de chaque phase sont identiques,
- Les courants induits dans le circuit magnétique sont négligés,
- La résistance des enroulements est constante,
- Les interrupteurs du convertisseur sont parfaits,
- La tension est parfaitement continue.

La tension appliquée à la  $j^{\text{ème}}$  phase est égale à la chute de tension résistive et de la variation du flux sous un pôle du rotor et qui donné par [1]:

$$V_j = R_s i_j + \frac{d\Psi_j}{dt} \quad (1.1)$$

Où

$R_s$  : Résistance de phase du stator, en ohms ( $\Omega$ ),

$V_j$  : Tension appliquée à la  $j^{\text{ème}}$  phase, en volts (V),

$\Psi_j$  : Flux magnétique total par phase, en Weber (W),

$i_j$  : Courant passant à la  $j^{\text{ème}}$  phase, en ampère (A),

Or, le flux de chaque phase dépend du courant et de la position du rotor  $\theta$ , on peut écrire :

$$\frac{d\Psi_j(\theta, i_j)}{dt} = \frac{\partial\Psi_j(\theta, i_j)}{\partial i_j} \frac{di_j}{dt} + \frac{\partial\Psi_j(\theta, i_j)}{\partial\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (1.2)$$

Avec :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (1.3)$$

Où  $\omega$  est la vitesse de rotation exprimée en rad/s, dans ce cas l'équation (1.1) s'écrit :

$$V_j = R_s i_j + \frac{\partial\Psi_j}{\partial i_j} \frac{\partial i_j}{\partial t} + e \quad (1.4)$$

Où

$$e = \omega \frac{\partial\Psi_j}{\partial\theta} \quad (1.5)$$

$e$  : est la f.c.e.m du moteur.

Le couple électromagnétique peut être exprimé par :

$$C_{em} = \frac{\partial}{\partial\theta} \int_0^{I_0} \Psi(\theta, i) di = \frac{\partial W_c(\theta, i)}{\partial\theta} \quad (1.6)$$

Où  $W_c(\theta, i)$  représente la co-énergie magnétique.

Dans ce modèle, il est nécessaire de connaître la caractéristique magnétique  $\Psi_j(\theta, i_j)$ . Elle est déterminée par élément finis ou expérimentalement. Cette caractéristique est souvent représentée par des tables flux-courant-position et utilisée dans les techniques look-up table [20]. La caractéristique magnétique est présentée sur la Fig.1.6.

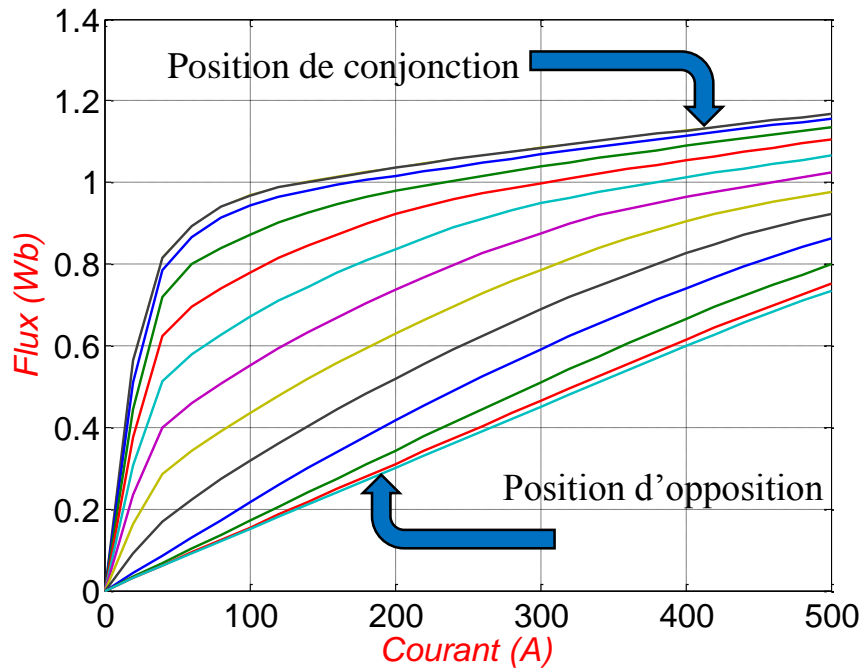


Fig.1.6. Caractéristique magnétique de la machine

### 1.3.4. Modèle dynamique

L'équation mécanique de la SRM est donnée par :

$$J \frac{\partial \Omega}{\partial t} = C_{em} + f_r \Omega + C_r \quad (1.7)$$

- $\Omega$  : vitesse angulaire en radians par seconds (rad/s),
- $C_{em}$  : couple électromagnétique total en newton mètre (N.m),
- $C_r$  : couple résistant,
- $J$  : moment d'inertie du rotor,
- $f_r$  : coefficient de frottement visqueux.

Cette équation régit le comportement dynamique du moteur comme le démarrage et lors du changement de vitesse.

## **1.4. Conclusion**

Dans ce chapitre, le moteur SRM associé au convertisseur en demi-pont asymétrique est présenté avec la mise en évidence des différentes techniques d'alimentation appliquées en faibles et grandes vitesses. Ensuite, une modélisation non linéaire du moteur est réalisée en vue de le commander.

## Chapitre 2

# Simulation de la commande par les régulateurs PI et IP

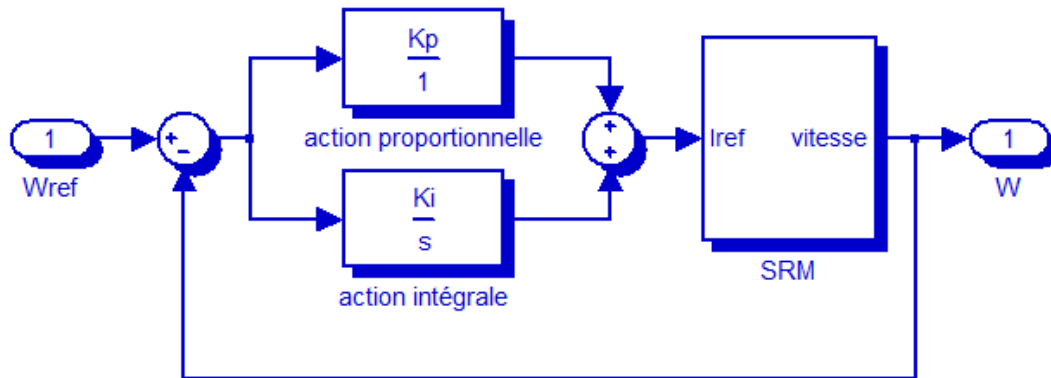
### 2.1. Introduction

Les SRM sont très intéressantes dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable. Elles sont néanmoins fortement non linéaires, ce qui nécessite en général une utilisation des techniques de commandes très élaborées.

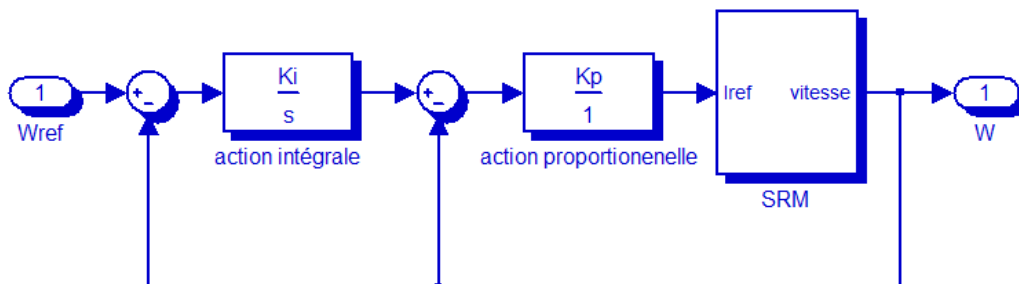
Dans ce chapitre nous nous proposons de tester les régulations classiques PI et IP utilisées fréquemment dans les systèmes linéaires pour la commande en vitesse de la machine et les tests de tolérance aux défauts. Une comparaison de performances des deux régulateurs est effectuée pour différentes opérations afin d'aboutir à la bonne structure de commande de la SRM.

## 2.2. Modèle des régulateurs PI et IP

Les structures de régulation de la vitesse en utilisant les régulateurs PI et IP sont présentées respectivement sur Fig.2.1 et Fig.2.2 respectivement :



*Fig.2.1. Boucle de régulation de la vitesse en utilisant le régulateur PI*



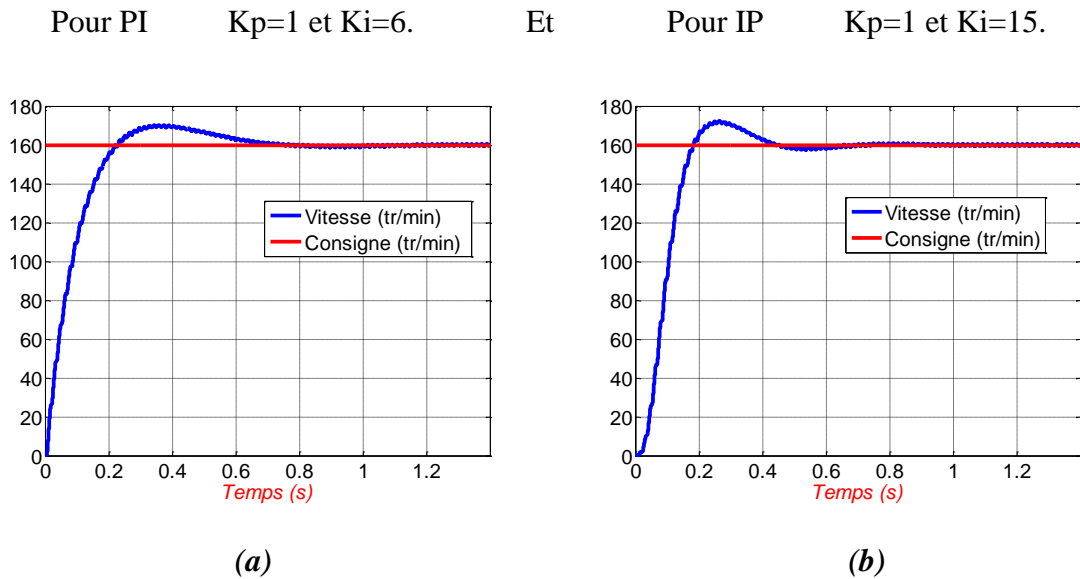
*Fig.2.2. Boucle de régulation de la vitesse en utilisant le régulateur IP*

La structure de régulation est modélisée par une boucle à retour unitaire pour les deux régulateurs. Dans le cas du régulateur PI, La comparaison de la vitesse dynamique avec celle de référence donne une erreur qui va être une entrée pour ce régulateur qui est caractérisé par la mise en parallèle de l'action proportionnelle avec l'action intégrale.

Dans le cas du régulateur IP, Les deux actions sont mises en série. La différence entre la vitesse dynamique et la vitesse de référence est une entrée pour l'action intégrale qui donne une nouvelle vitesse de référence. L'action de proportionnalité est appliquée à l'erreur entre la nouvelle vitesse de référence et la vitesse mesurée.

## 2.3. Détermination des paramètres du régulateur PI et IP

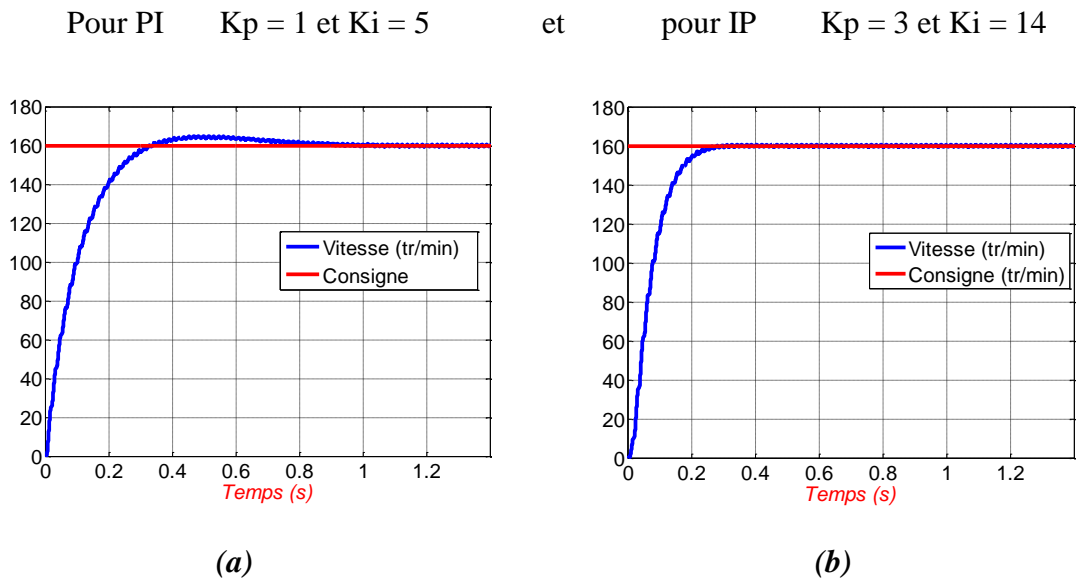
Une simulation a été effectuée pour un démarrage à vide pour un échelon de vitesse de référence  $W_{ref} = 160$  tr/min. les coefficients des régulateurs choisis initialement sont



**Fig.2.3. (a), (b) Réponse en vitesse à vide Cas du PI et IP respectivement**

Nous remarquons que la vitesse de la machine suit la consigne, avec la présence du dépassement et le temps nécessaire pour que la réponse se stabilise est important.

Afin d'avoir une meilleure réponse, nous ajustons les paramètres des régulateurs de la manière suivante : en fixant  $K_p$  et nous faisons varier le  $K_i$  jusqu'à l'obtention d'une meilleure réponse. Puis, nous gardons la valeur de  $K_i$  et cherchons le bon  $K_p$ .



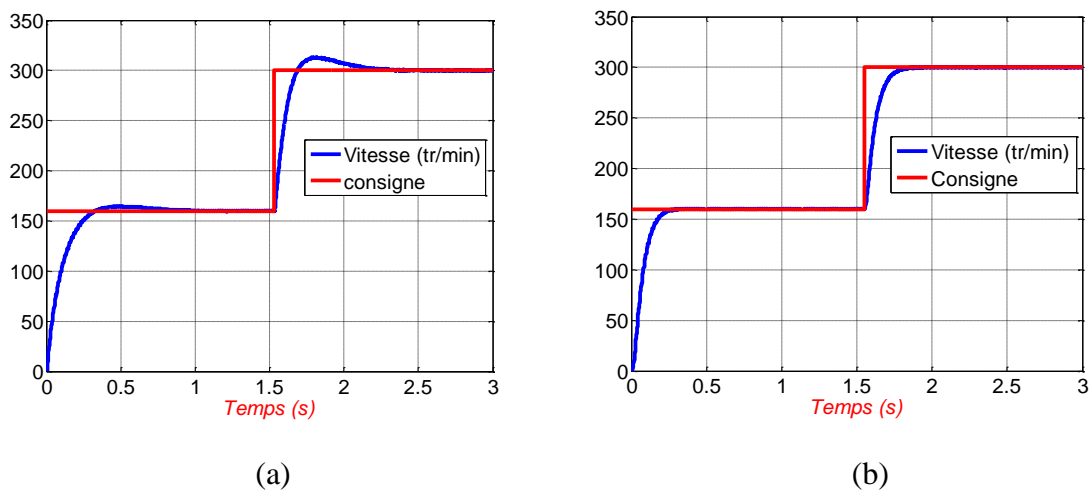
**Fig.2.4. (a), (b) Réponse en vitesse à vide Cas du PI et IP respectivement après l'ajustement**

Nous constatons qu'après l'ajustement des paramètres, le dépassement est disparu dans le cas du IP et faible dans le cas de PI. Le temps de réponse diminue pour les deux régulateurs mais il reste le régulateur IP avantageux concernant le régime transitoire.

Toutes les simulations suivantes sont effectuées avec les paramètres optimaux des régulateurs obtenus.

## 2.4. Simulation du changement de consigne de vitesse

La figure.2.5 présente la réponse en vitesse après un changement de consigne de la vitesse de 160 tr/min à 300 tr/min.



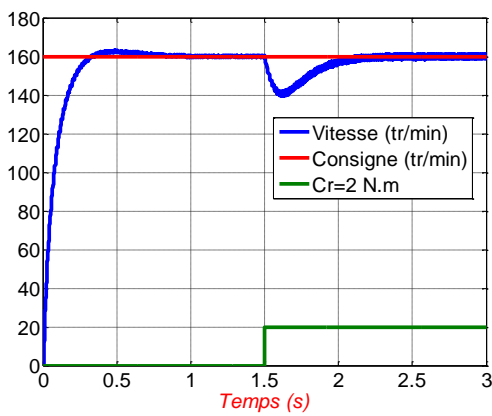
*Fig.2.5. Changement de consigne de vitesse régulée par PI (a) et IP (b)*

La variation de consigne a conduit à l'augmentation du dépassement et du temps de réponse dans le cas du régulateur PI, mais le régulateur IP répond de la même manière soit avant ou après le changement de consigne. La SRM étant un système non linéaire, les paramètres du régulateur doivent changer avec le point de fonctionnement.

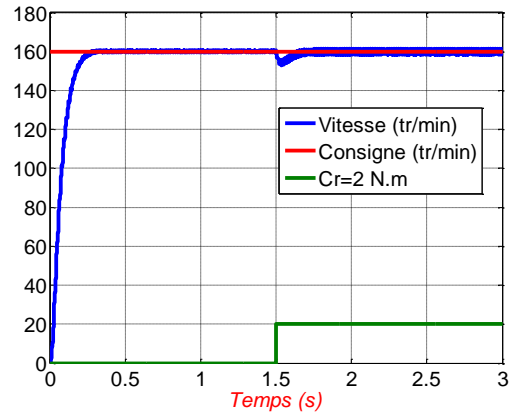
## 2.5. Simulation d'un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge

Un couple de charge ( $C_r$ ) de 2Nm est appliqué à l'instant  $t=1.5s$  après un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 160tr/mn. Les résultats de simulation sont présentés sur la Fig.2.6

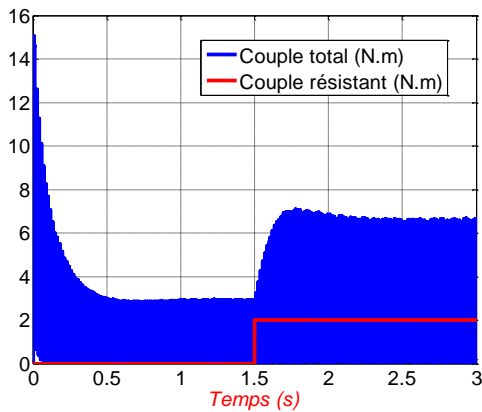




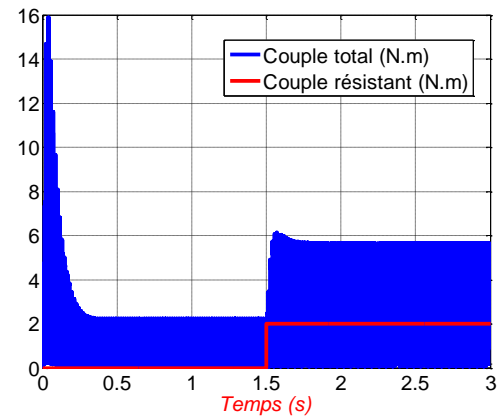
(a)



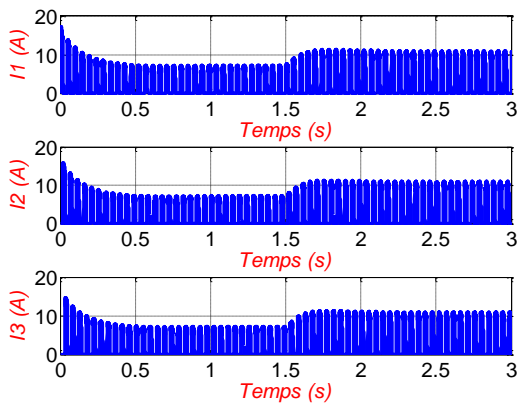
(d)



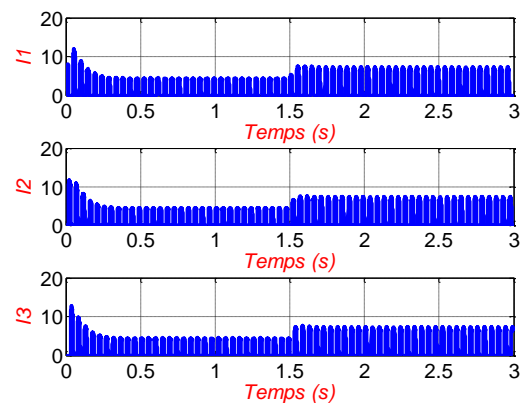
(b)



(e)



(c)



(f)

**Fig.2.6. Réponse à l'échelon de vitesse suivi d'une application du couple de charge, (a),(b),(c) (cas du PI) et (d),(e),(f) (cas du IP)**

L'application du couple de charge à  $t = 1.5s$  entraîne une chute de vitesse dans un laps de temps suivi d'un rejet de la perturbation qui se produit de façon lente pour le PI plus rapide pour le IP. Le moteur développe un couple électromagnétique total important au moment du démarrage, puis il tend à stabiliser vers une valeur inférieure en régime permanent. Après l'application du couple de charge, le couple électromagnétique augmente pour bien compenser la perturbation.

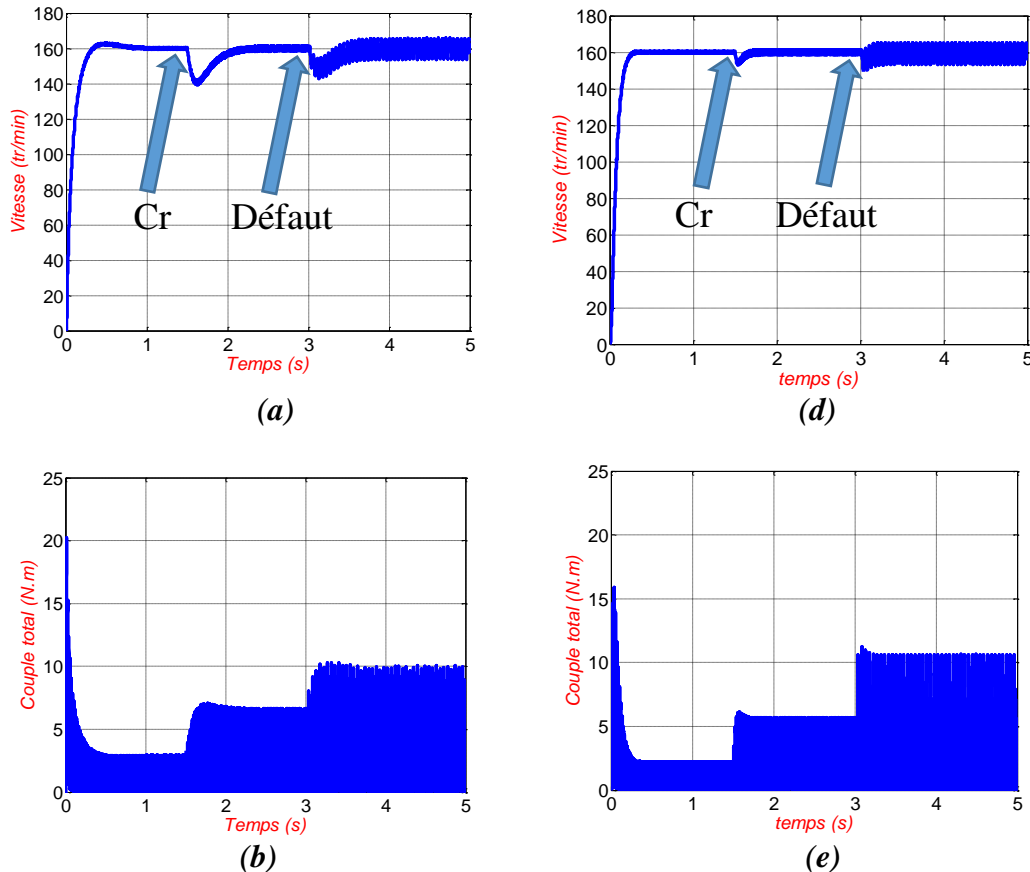
Le couple électromagnétique présente des ondulations importantes dues à la commutation entre les phases.

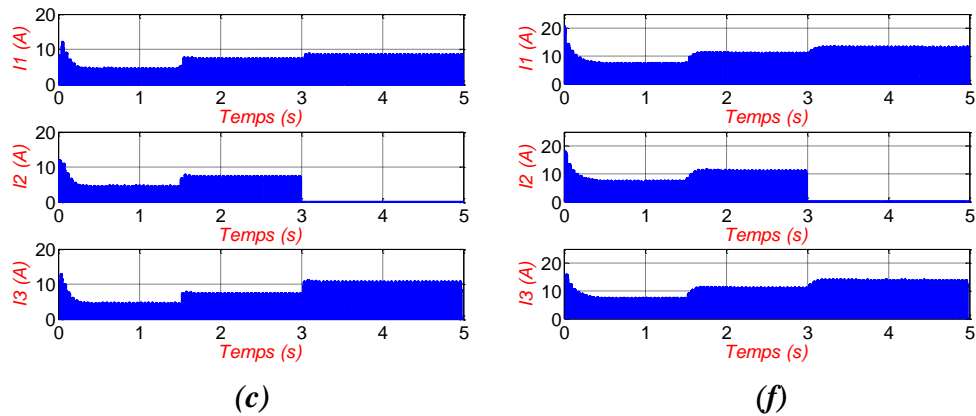
## 2.6. Test de robustesse

En vue de confirmer la tolérance aux défauts de la SRM, un test de Robustesse est effectué en charge pour les deux types de régulateur.

La machine est démarrée à vide, elle est chargée à  $t=1,5s$  en appliquant un couple résistant de 2Nm et à  $t=3s$  la phase 2 est déconnectée.

Les résultats de simulation sont illustrés sur la Fig.2.7





**Fig.2.7. Réponse à l'échelon de vitesse, l'évolution du couple électromagnétique total et les courants électriques respectivement en charge suivi d'un défaut (a),(b),(c) (cas du PI), (d),(e),(f) (cas du IP)**

Ces résultats montrent, après l'enlèvement de la phase 2, une petite perturbation de vitesse apparaît. Les deux régulateurs répondent au test de défaut d'une phase, Cependant le régulateur IP agit de façon plus rapide en rejetant la perturbation immédiatement après son apparition. La vitesse devient pulsée dans les deux cas.

Le couple total et les deux courants des autres phases augmentent pour compenser l'absence de la phase qui est en défaut.

## 2.7. Conclusion

Dans ce chapitre, une simulation de la commande est réalisée pour les opérations de démarrage, changement de la vitesse de référence, application du couple de charge, et des tests de défaut de phase en utilisant les régulateurs PI et IP. Les résultats obtenus montrent que ces régulateurs utilisés couramment dans les systèmes linéaires répondent correctement dans le cas de la commande de la SRM qui constitue un système fortement non linéaire. De plus, cette simulation nous a permis de comparer les performances des régulateurs PI et IP appliqués à la commande de la SRM et mette en évidence la supériorité du régulateur IP sur le PI.

## Chapitre 3

### Commande par Mode de Glissement

#### 3.1. Introduction

La non linéarité des systèmes physiques et l'incertitude de leurs paramètres nous amène à utiliser une commande robuste. Parmi les techniques de commande robustes utilisées dans la littérature, la commande par mode de glissement est une des approches la plus simple pour la commande des systèmes à modèles imprécis. Dans ce chapitre, nous présentons cette commande et puis nous l'appliquons pour la commande de vitesse de la machine SRM.

### 3.2. Présentation de la Commande par Mode de Glissement

La commande par mode de glissement est un cas particulier des systèmes à structures variables [19]. Depuis les débuts des années 80, une tendance vers l'application de cette commande sur les systèmes dont les systèmes sont imprécis vue des problèmes d'identification ou de modélisation à cause de très bonnes performances peuvent être obtenues à titre d'exemple la bonne stabilité, la simplicité, la très haute précision, le faible temps de réponse et notamment la robustesse. Cette technique force les états du système à glisser le long d'une surface dans l'espace d'état tout en maîtrisant les trois étapes principales de la commande :

- Le choix de la surface,
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence,
- La détermination de la loi de commande.

### 3.3. Conception de la Commande de Mode de Glissement

En vue de faire la conception de la méthode, les trois étapes principales sont respectées dans un ordre présenté comme suit :

#### 3.3.1. Choix de la Surface

En général, le système est défini par l'équation d'état suivante :

$$\dot{X} = [A(x)][X] + [B][U] \quad (3.1)$$

Pour un vecteur U de dimension de « m », il faut choisir « m » surfaces de glissement.

Pour déterminer la surface de glissement, J.J. Slotine propose une forme d'équation générale qui assure la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de consigne  $x_{ref}$ .

$$S(x) = \left( \frac{\delta}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (3.2)$$

Avec :

$x$  : Variable à régulée.

$e(x)$  : Ecart de la variable à réguler tel que :

$$e(x) = x_{ref} - x \quad (3.3)$$

$\lambda_x$  : Constante positive.

$r$  : Degré relatif du système = plus petit entier positif tel que  $\frac{\delta S}{\delta u} \neq 0$  pour assurer la commandabilité.

Pour

$$r = 1 \Rightarrow S(x) = e(x)$$

$$r = 2 \Rightarrow S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$$

$S(x) = 0$  est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$ , pour un choix convenable du gain. La linéarisation de l'écart a pour but de forcer la dynamique de ce dernier à être une dynamique de système linéaire d'ordre  $r$ .

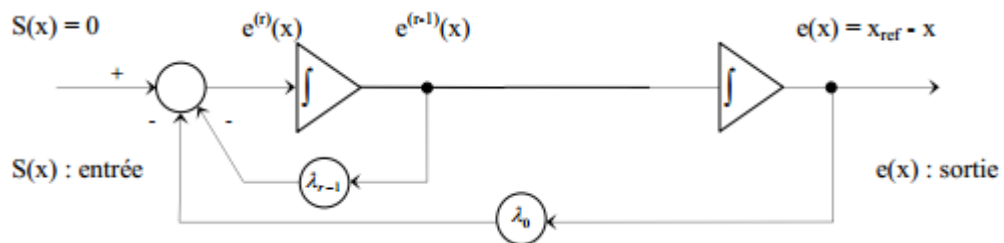


Fig.3.1. Linéarisation de l'erreur

### 3.3.2. Établissement des Conditions d'Existence

Dans le plan de phase, les conditions de convergences aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement. Il y'a deux conditions :

#### 3.3.2.1. La fonction directe de commutation

Cette condition est sous la forme :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.4)$$

#### 3.3.2.2. La fonction de Lyapunov

La condition de convergence s'agit de choisir une commande qui fera décroître une fonction scalaire  $V(x)$ .

En définissant la fonction de Lyapunov :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (3.5)$$

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (3.6)$$

Il suffit d'assurer que  $\dot{V}(x) < 0$  pour que la fonction de Lyapunov.

Cette condition est nécessaire pour estimer les performances de la commande, l'étude de robustesse et garantir la stabilité du système non linéaire.

### 3.3.3. Détermination de la Loi de Commande

En maintenant la condition d'existence du mode de glissement, la commande doit être déterminée pour que la variable à contrôler soit attirée vers la surface de glissement. L'entrée de commande  $U$  du système est composée de la commande équivalente  $U_{eq}$  et la commande discrète  $U_n$ , alors,

$$U = U_{eq} + U_n \quad (3.7)$$

$U_{eq}$  correspond à la commande de linéarisation proposée par Filipov et Utkin tel que la trajectoire de l'écart reste sur la surface de glissement  $S(x) = 0$ .

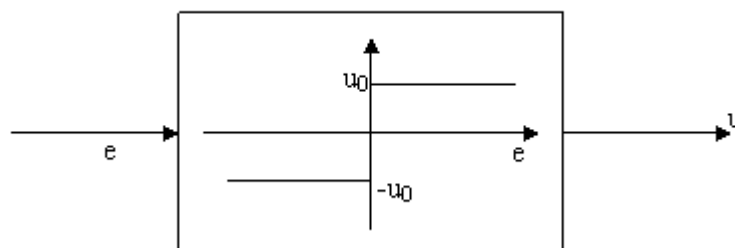
La commande équivalente  $U_{eq}$  peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$ .

La commande discrète  $U_n$  pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition de convergence  $S(x)\dot{S}(x) < 0$ . En d'autre terme, elle définit le comportement dynamique du système durant le mode de convergence par :

$$U_n(x) = \dot{S}(x) \quad (3.8)$$

#### 3.3.3.1. Commande classique

Une hypothèse essentielle pour la conception de la commande par mode de glissement est que la commande doit commuter entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$  instantanément en fonction de signe de la surface de glissement comme présenté sur la Fig.3.2. [21]



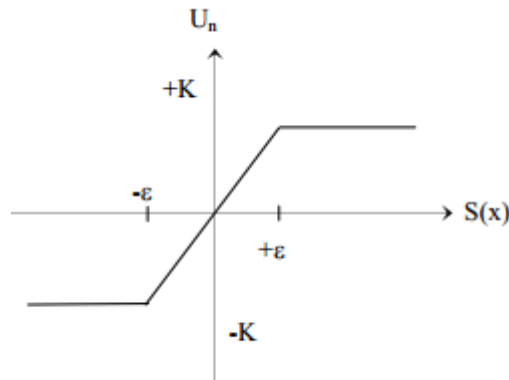
**Fig.3.2 Fonction signe**



Dans ce cas, des oscillations de très forte fréquence qui caractérise le phénomène de “Chattering” apparaissent dans le mode de glissement et le régime permanent.

### 3.3.3.2. Commande adoucie

Celle-ci consiste à encadrer la surface par une bande avec deux seuils de façon à diminuer suivant une pente l’effet de la fonction  $k \cdot \text{sign}(S(x))$  origine du “Chattering” comme présenté sur la Fig.3.3



**Fig.3.3 Fonction signe de la commande adoucie**

Quel que soit la méthode d’adoucisement utilisée pour limiter le Chattering, plus le seuil est grand moins il y’a de commutation.

## 3.4. Application pour la SRM

Le développement des conditions de convergence et de l’existence de la surface de glissement dans le cas de la SRM et développé dans [8, 10,11].

### Calcul de la loi de commande

L’équation électromagnétique du moteur est :

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J} (C_{em,total}(\theta, I) - f_r \Omega - C_r) \quad (3.9)$$

Pour  $r = 1$ , la surface de commande est :

$$S = e = \Omega - \Omega_{ref} \quad (3.10)$$

$$\dot{S} = \dot{e} = \dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref} = \frac{1}{J} (C_{em,total}(\theta, I) - f_r \Omega - C_r) - \dot{\Omega}_{ref} \quad (3.11)$$

Or,  $\Omega = \Omega_{ref} + e$ , alors,

$$\dot{S} = \dot{e} = \dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref} = \frac{1}{J} (C_{em,total}(\theta, I) - f_r e - f_r \Omega_{ref} - C_r) - \dot{\Omega}_{ref} \quad (3.12)$$

Maintenant, il faut que la fonction  $S$  soit minimale pour que la vitesse qui est la variable à commander converge vers la surface de glissement choisie. La fonction  $S$  minimale, cela veut dire que,

$$\dot{S} = 0 \quad (3.13)$$

Alors,

$$C_{em,ref,q}(\theta, I) = f_r e + f_r \Omega_{ref} + J \dot{\Omega}_{ref} + C_r \quad (3.14)$$

Tel que,  $C_{em,ref,q}$  est le couple électromagnétique de référence équivalent qui assure la convergence de la vitesse vers la vitesse de consigne.

Selon le signe de l'erreur  $e$ , un couple de référence discret  $C_{em,ref,n}$  est ajouté au couple de référence équivalent  $C_{em,ref,q}$  pour que la vitesse de la machine glisse sur la vitesse de référence, tel que :

$$C_{em,ref,n} = -k \text{sign}(e) \quad (3.15)$$

Tel que :  $k$  est une constante positive à choisir.

Le couple total de référence devient,

$$C_{em,ref,total}(\theta, I) = C_{em,ref,q}(\theta, I) + C_{em,ref,n}(\theta, I) \quad (3.16)$$

Le schéma général de la commande par mode de glissement est présenté sur la Fig.3.4.

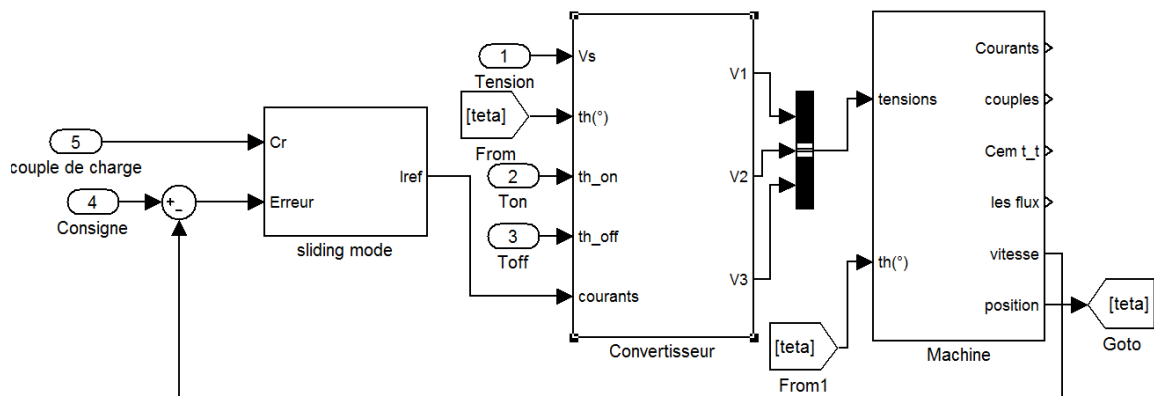


Fig.3.4. Modèle Simulink de la commande par mode glissant

### 3.5. Résultats de simulation de la commande

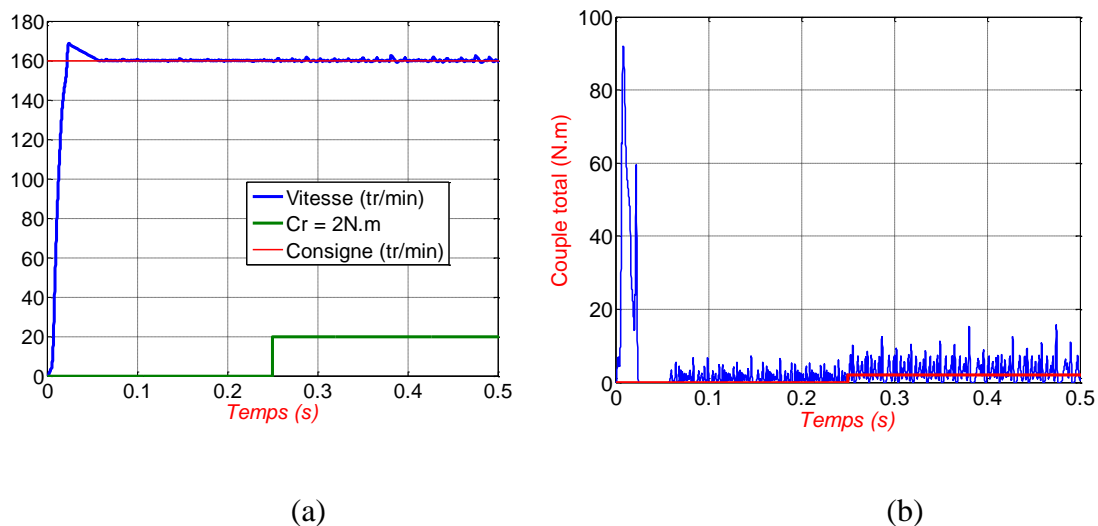
En premier lieu, la commande ordinaire est appliquée sur le moteur. Ensuite, la commande adoucie est appliquée.

#### 3.5.1. Commande par mode glissant ordinaire

Pour cette commande, le couple de référence discret est défini comme suit :

$$C_{em,ref,n} = -k \cdot \text{sign}(e)$$

Nous effectuons une simulation de fonctionnement en charge de la machine. La vitesse de référence imposée au régulateur est 160 tr/min, le couple de charge de 2N.m est appliqué à  $t = 0.25\text{s}$  et  $k$  est ajustée à la valeur 50.



**Fig.3.5. Réponse de la vitesse (a) et le couple électromagnétique (b) après application du couple résistant (cas de la commande ordinaire)**

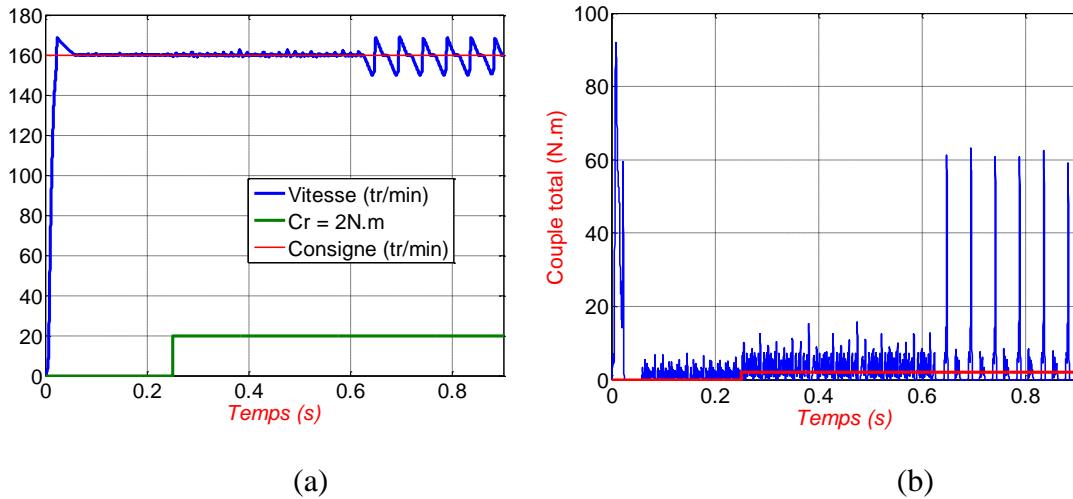
Nous constatons une amélioration au niveau de la compensation de la perturbation. En effet, le temps de démarrage se réduit en une valeur inférieure très faible de celui engendré par les régulateurs classiques. Aussi, malgré l'augmentation du couple résistant la vitesse reste presque inchangée. Les oscillations après la phase de démarrage sont aussi beaucoup plus réduites.

La SRM développe un couple électromagnétique total important dans le démarrage.

Test de robustesse

À  $t = 0.25s$  un couple résistant de  $2N.m$  est appliquée.

À  $t = 0.6s$  La phase 2 est débranchée.



**Fig.3.6. Réponse de la vitesse (a) et le couple électromagnétique (b) en charge suivi d'un défaut (cas de la commande ordinaire)**

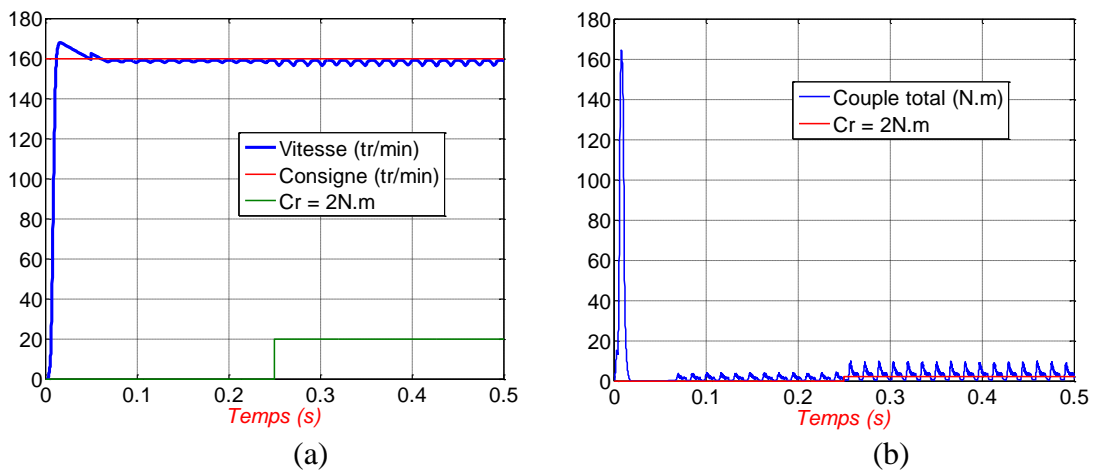
Lors du défaut les oscillations augmentent, et la vitesse est maintenue autour de sa consigne. Ces ondulations sont à l'origine du couple électromagnétique.

### 3.5.2. Commande par mode glissant adoucie

Pour cette commande, le couple de référence discret est défini comme suit :

$$C_{em,ref,n} = -k e$$

La figure.3.6 représente la réponse à l'échelon de vitesse de  $160tr/min$  et le couple électromagnétique en charge. Le couple de charge de  $2N.m$  est appliqué à  $t = 0.25s$  et  $k$  est ajustée à la valeur 50.

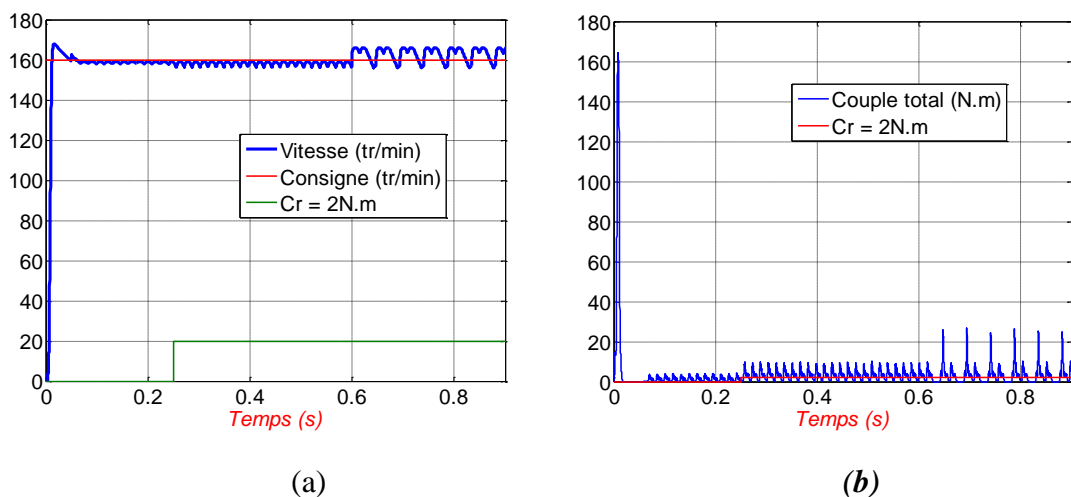


**Fig.3.7. Réponse de la vitesse (a) et le couple électromagnétique (b) après application du couple résistant (cas de la commande adoucie)**

Dans cette commande, Nous constatons que le temps de démarrage diminue encore. Aussi, la commande impose la vitesse de consigne après la perturbation. Le phénomène de chattering est réduit. Le couple électromagnétique est beaucoup très important dans ce cas que dans la commande ordinaire.

#### Test de robustesse

Nous procédons de la même façon que dans le cas de la commande ordinaire L'enlèvement de la phase 2 se fait à  $t = 0.6s$  après l'application du couple résistant de  $2N.m$  à  $t = 0.25s$ .



**Fig.3.8. Réponse de la vitesse (a) et le couple électromagnétique (b) en charge suivi d'un défaut (cas de la commande adoucie)**

Lors du défaut les oscillations augmentent, et la vitesse est maintenue autour de sa consigne.

Les ondulations du couple et la vitesse diminuent par rapport à la commande ordinaire.

### 3.6. Conclusion

D'après les résultats présentés, on conclut que Le régulateur par mode glissement a donné des résultats très satisfaisants. Surtout en utilisant la commande adoucie qui améliore le temps de réponse et diminue les oscillations de la vitesse et le couple électromagnétique. En effet, la technique de commande adoptée répond correctement aux exigences de la commande en vitesse.

### Conclusion Générale

Ce travail a fait l'objet d'une évaluation des performances de commande de vitesse d'une SRM en utilisant les régulations PI et IP ainsi que la technique de commande en mode glissement.

Ce travail est présenté en trois parties :

La première partie concerne une modélisation sous l'environnement Matlab/Simulink du système d'entraînement à SRM est effectuée pour simuler le fonctionnement de la machine à faible et à grande vitesse avec et sans capteur de position.

Dans la deuxième partie, une simulation de la commande de la vitesse est effectuée en utilisant les régulateurs PI et IP pour les opérations de démarrage, de perturbation et de la tolérance aux défauts de phases. La comparaison des performances des deux régulateurs ont confirmé la supériorité du régulateur IP sur le régulateur PI.

Une technique de commande robuste est testée dans la dernière partie. Une simulation de la commande par mode de glissement est réalisée. Les opérations de démarrage, de perturbation, de changement de vitesse de consigne et de tolérance aux défauts de phases sont effectuées afin de tester les performances de cette technique. Les résultats obtenus sont meilleurs que ceux obtenus par les régulateurs classiques et sont très satisfaisants.

En perspective, notre étude pourrait être étendue à :

- L'implémentation de la commande par mode de glissement sur le microcontrôleur,
- L'implémentation de la commande sans capteur en utilisant une des techniques de « Sensorless » adéquates [22]
- Etude de la commande, après optimisation des angles de commutation de la SRM.

## Bibliographies

- [1] R. Krishnan, *Switched Reluctance Motor Drives, “ Modelling, Simulation, Analysis, Design, and Applications,”* CRC Press, Boca Raton, 2001.
- [2] B. Multon, “Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à reluctance variable, extrait du rapport d’habilitation à diriger des recherches de l’auteur,” LÉSiR (URA CNRS D1375, École Normale Supérieure de Cachan., Mai 1994.
- [3] A.Emadi, « Energy-effecient electric motors », Ed3, ch.9 : switched reluctance motor drives, Illinois Institute of technology, Chicago, 2005.
- [4] S.Djebbari, O.Dahmani, “ Analyse des performances et commande d’une SRM utilisée en Alterno-démarrreur pour véhicules, ” PFE, ENP, Alger, 2009.
- [5] T. J. E. Miller, “ *Switched Reluctance Motors and Their Control,*” Oxford, U.K : Magna Physics and Clarendon, 1993.
- [6] H.Sahraoui, “Contribution à la modélisation et à l’optimisation d’un système de commande d’un moteur à réluctance variable à double denture (SRM),” *Thèse de doctorat, ENP, Alger, 2007.*
- [7] A. Sakurai, “Sliding mode control of switched reluctance motors,” Master of Applied Science Graduate Department of Electrical and Computer Engineering University of Toronto 2001
- [8] F. Boufateh, S. H. Merini, “Commande numérique d’une machine à réluctance variable à double denture,” PFE, ENP, Alger, juin 2015.
- [9] Z. Mirar, E.M.B Messini, “ Modélisation et commande avec et sans capteur d’une SRM,” PFE, ENP, Alger, 26 juin 2013.
- [10] Y.Nessab, M.Takarli, “ Modélisation et Commande par Mode Glissement d’une MRV utilisée en Alterno-Démarrreur pour Véhicule,” PFE, ENP, Alger, juin 2011.
- [11] A.Ben Achour, L.Makhloufi, “ Modélisation et commande de la SRG en régime saturé, ” PFE, ENP, Alger, 2012.
- [12] L. Rezki, A.Bechar, “Modélisation et commande d’un moteur à réluctance variable à double saillance avec et sans capteur de position,” PFE, ENP, Alger, juin 2012.



- [13] L. Ben Amor, “ Commande non linéaire d’un moteur à réductance variable,” Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal, 1996.
- [14] G. Séguier, F. Notlet, “ Électrotechnique industrielle,” 3ème édition.
- [15] B. Fahimi, A. Emadi, and R. B. Sepe, Jr., “Four-quadrant position sensorless control in SRM drives over the entire speed range,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 1, pp. 154-163, Jan. 2005.
- [16] G. Pasquesoone, R. Mikail, I. Husain, “Position Estimation at Starting and Lower Speed in Three-Phase Switched Reluctance Machines Using Pulse Injection and Two Thresholds,” *IEEE transactions on industry applications*, vol. 47, no. 4, july/august 2011
- [17] R. Hu, Z. Deng, J. Cai, C. Wang, “Sensorless Control of Switched Reluctance Motors Based on High Frequency Signal Injection,” 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Oct. 22-25, 2014, Hangzhou, China, 2014
- [18] L. Xu, and C. Wang, “Accurate rotor position detection and sensorless control of SRM for super-high speed operation,” *IEEE Trans. PowerElectron.*, vol. 17, no. 5, pp. 757-763, Sep. 2002.
- [19] A. D. Cheok, Z. Wang, “ DSP-Based Automated Error-Reducing Flux-Linkage-Measurement Method for Switched Reluctance Motors,” *IEEE transactions on instrumentation and measurement*, vol. 56, no. 6, december 2007
- [20] M. Ehsani, B. Fahimi, “Élimination of Position Sensors in Switched Reluctance Motor Drives : State of the Art and Future Trends,” *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 49, no. 1, february 2002.
- [21] B. Fahimi, G. Suresh, M. Ehsani, “Review of Sensorless Control Methods in Switched Reluctance Motor Drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.30, No. 1, Jan/Feb. 1994, pp.584-588.
- [22] S.J Fedigan, C.P Cole, “A Variable-Speed Sensorless Drive System for Switched Reluctance Motors,” Texas Instruments, DSPS Research and Development Center, Application Report, October, 1999.

## Annexe

### Caractéristique du moteur utilisé dans la simulation

Paramètre	Valeur
Puissance nominale	4.5 kW
Vitesse de base	140 tr/min
Courant nominal	107 A
Tension d'alimentation	42 V
Diamètre du rotor	23.116 cm
Diamètre du stator	33.023 cm
Longueur de la machine	17.337 cm
Entrefer	0.05 cm
Nombre de phases	3
Nombre de dents au stator	12
Nombre de dents au rotor	8
Résistance d'une phase	0.024 $\Omega$
Inductance minimale	0.3765 mH
Inductance maximale	7.12 mH
Moment d'inertie	0.05 Kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement	0.0764 N.m.s/rd