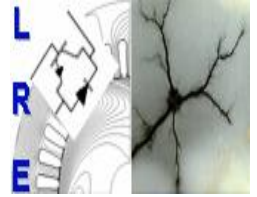




Ecole Nationale Polytechnique  
Département d'Electrotechnique  
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique



# Mémoire de Master en Electrotechnique

Présenté par :  
**MIRAR Zakaria**

Intitulé

## Modélisation et commande de la SRM en régime saturé

Directeur(s) du mémoire :

H.SAHRAOUI	Docteur	Ecole Nationale Polytechnique
M.O.MAHMOUDI	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
R.IBTIOUEN	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
O.TOUHAMI	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
S.MEKTOUB	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique

**ENP 2013**

---

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) - Ecole Nationale Polytechnique (ENP)

10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

[www.lre.enp.edu.dz](http://www.lre.enp.edu.dz) [www.enp.edu.dz](http://www.enp.edu.dz)

## Remerciements

*Louange à Allah, Maître des mondes ; et paix et salut sur celui qu'Allah a envoyé en miséricorde pour le monde entier, ainsi que sur sa famille, ses compagnons et ses frères jusqu'au Jour de la Résurrection.*

*Cela dit :*

*On tient une profonde gratitude envers madame **H.SAHRAOUI** docteur à l'école nationale polytechnique d'Alger pour avoir encadré et dirigé ce travail ainsi que pour sa patience et sa disponibilité.*

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

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

*On remercie chaleureusement l'école nationale polytechnique et tous les gens ayant participé de près ou de loin à notre formation.*

# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail à la mémoire de ma  
grand-mère*

*A Mes très chers parents, mon frère et mes  
sœurs*

*A mon binôme **El Mouatez Billa***

*A Mes amis et tous ceux qui en seront honorés*

*Zaki*

## Résumé

Ce travail consiste en la modélisation et la commande avec capteur de position d'une SRM 12/8 en régime saturé en utilisant l'environnement MATLAB/SIMULINK. De plus, une simulation de la commande vitesse est réalisée en utilisant le régulateur en mode glissant. Les résultats obtenus ont confirmés que la méthode du mode glissant est très bien adaptée à ce type de machine qui présente de forts non linéarités.

Mots clés: SRM, MATLAB/SIMULINK, modélisation, commande par glissement

## Abstract:

The aim of this work is a three phases SRM 12/8 modeling and control tacking in to account of saturation effect. MATLAB/SIMULINK environment is used for the simulation of performances and control of the SRM. In addition, speed control is considered and sliding mode is applied. The results confirm the effectiveness of the sliding mode control.

Key words: SRM, MATLAB/SIMULINK, modeling, sliding mode control

## ملخص:

يهدف عملنا هذا إلى النمذجة التحكم لمحرك ذو مقاومة مغناطيسية متغيرة ثنائي الدرج SRM 12/8 آخذين في الاعتبار ظاهرة التشبع المغناطيسي وذلك في بيئة المحاكاة MATLAB/SIMULINK

بالإضافة إلى ذلك, قمنا بنمذجة ومحاكاة للتحكم وتعديل السرعة وذلك باستخدام طريقة المعدلات بالوضع الانزلاقي. حيث أثبتت هذه الأخيرة نجاعتها وصلابتها لا سيما بالنسبة لهذا النوع من المحركات الذي يتميز بطبيعته الغير خطية القوية.

كلمات مفتاحية: المحركات ذات المقاومة المغناطيسية المتغيرة, ماتلاب/سيمولينك, نمذجة, التحكم الانزلاقي

# Table des matières

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

## Chapitre I : Alimentation et commande de la SRM

I.1 Introduction.....	2
I.2 Principe de fonctionnement et de production de couple de la SRM.....	3
I.3 Alimentation et Commande de la SRM.....	5
I.3.1 Types de convertisseurs utilisés.....	5
I.3.1.1 Convertisseur à 1 seul interrupteur.....	5
I.3.1.2 Convertisseur à dissipation passive (résistive) « R – Dump ».....	6
I.3.1.3 Convertisseur de Miller (Topologie n+1).....	6
I.3.1.4 Convertisseur à deux interrupteurs par phase.....	7
I.3.2 Stratégies d'alimentation.....	8
I.3.2.1 Alimentation en courant.....	9
I.3.2.2 Alimentation en tension (en pleine onde).....	12
I.4 Les SRMs et la saturation magnétique.....	13

## Chapitre II : Modélisation et simulation de la SRM en régime saturé

II.1 Introduction.....	15
II.2 Modélisation de la commande de la SRM en régime saturé.....	15
II.2.1 Équations de la machine en régime Saturé.....	16
II.2.2 Calcul du courant électrique et du couple électromagnétique (modèle d'une phase). 16	
II.2.3 Modélisation de capteur de position.....	19
II.3 Simulation en régime permanent avec capteur de position.....	19
II.3.1 Simulation du fonctionnement à grandes vitesses.....	19
II.3.2 Simulation du fonctionnement à faibles vitesses.....	24
II.3.2.1 Régulation par hystérésis.....	25
II.4 Modèle dynamique avec capteur de position (Démarrage à vide).....	27

II.5 Conclusion .....	30
-----------------------	----

### **Chapitre III : Régulation en vitesse par mode glissant de la SRM**

III.1 Introduction .....	31
III.2 Régulation de la vitesse en utilisant un régulateur en mode glissant .....	31
III.2.1 Conception de la commande par mode glissant .....	31
Choix de la surface de glissement et établissement des conditions d'existence et de convergence .....	31
Détermination de la loi de commande .....	32
III.2.2 Application pour la SRM.....	33
III.3 Résultats de simulation de la commande adoucie .....	35
III.3.1 Testes de robustesse.....	36
Influence de R .....	36
Influence de J .....	37
Essai de freinage/accélération.....	38
III.4 Conclusion.....	39

## Liste des symboles

**SRM** : Switched Reluctance Machine.

**MRV** : Machines à réluctance variable

**N<sub>s</sub>** : Nombre de dents statorique.

**N<sub>r</sub>** : Nombre de dents rotorique.

**V<sub>DC</sub>** : Tension de bus continue

**I** : Courant de la phase.

**Δi** : Bande de hachage par hystérésis.

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

**R** : Résistance d'une phase.

**ψ** : Flux vu par la phase.

**L<sub>1,2,3</sub>** : Inductance des phases 1,2 et 3.

**L<sub>max</sub>** : Inductance maximale d'alignement.

**L<sub>min</sub>** : Inductance minimale d'opposition.

**Ω** : Vitesse de rotation de la machine.

**θ<sub>P</sub>** : Positon périodique de 45°.

**θ<sub>ON</sub>, theta-on** : Angle d'alimentation.

**θ<sub>OFF</sub>, theta-off**: Angle d'extinction.

**w<sub>b</sub>**: Vitesse de base.

**t<sub>rise</sub>** : Temps de montée.

**t<sub>fall</sub>** : Temps de descente.

**C<sub>em</sub>** : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant.

$f_r$  : Coefficient de frottement.

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

$W_m$  : Énergie mécanique.

$W_C$  : Co-énergie.

$m$  : Indice de modulation.

$r$  : Taux de modulation.

**PWM** : Pulse Width Modulation.

**MLI** : Modulation de la Largeur d'Impulsion.

**IGBT**: Insulated Gate Bipolar Transistor.

**PI**: Proportionnel intégral.

$H(S)$  : 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.

$\lambda_x$ : Constante positive.

$r$  : Degré relatif.

$V(x)$  :Fonction de LYAPONOV.



CHAPITRE I

<b>Figure I.1</b> : Structure d'une SRM 6 /4 .....	3
<b>Figure I.2</b> : Rotation d'une SRM .....	4
<b>Figure I.3</b> : Fonctionnement de la SRM dans les quatre quadrants .....	5
<b>Figure I.4</b> : Schéma d'un convertisseur à un seul interrupteur par phase .....	6
<b>Figure I.5</b> : Convertisseur R-Dump .....	7
<b>Figure I.6</b> : Convertisseur de Miller.....	7
<b>Figure I.7</b> : Convertisseur en demi-pont asymétrique.....	8
<b>Figure I.8</b> : Caractéristique couple - vitesse de la SRM.....	10
<b>Figure I.9</b> : Hystérésis Soft shopping (à gauche) et Hard shopping (à droite).....	12
<b>Figure I.10</b> : MLI Soft Shopping (à gauche) et Hard Shopping (à droite).....	13
<b>Figure I.11</b> : Forme de la tension et du courant pour une alimentation en pleine onde.....	13
<b>Figure. I.12</b> : Répartition de l'énergie électrique : (a) circuit linéaire (b) circuit saturé (cas pratique) (c) cas idéal avec saturation extrême .....	14

CHAPITRE II

<b>Figure II.1</b> : Schéma électrique équivalent d'une phase de la SRM.....	16
<b>Figure II.2</b> : Schéma de principe de calcul du couple électromagnétique et du courant électrique .....	17
<b>Figure II.3-a</b> : Caractéristique magnétique de flux ( $\theta$ ) pour différentes valeurs de courants « utilisées ».....	17
<b>Figure II.3-b</b> : Caractéristique magnétique de flux ( $I$ ) pour différentes valeurs de position « utilisées ».....	18
<b>Figure II.3-c</b> : Caractéristique de couple électromagnétique $C_{em} \theta$ pour différentes valeurs de courant « calculées » .....	18
<b>Figure II.4</b> : Schéma descriptif du modèle du capteur de position .....	19
<b>Figure II.5</b> : Schéma de principe du modèle en régime permanent avec capteur de position	19
<b>Figure II.6</b> : Positions périodique et absolue générées par le capteur de position.....	20
<b>Figure II.7</b> : Courant et Tension de phase de la SRM .....	20

<b>Figure II.8 :</b> Courants des trois phases de la SRM .....	<b>21</b>
<b>Figure II.9 :</b> Les couples électromagnétiques produits par les trois phases de la SRM. ....	<b>21</b>
<b>Figure II.10-a :</b> courants des phases pour $\theta_{ON} = 4^\circ, \theta_{OFF} = 10^\circ$ .....	<b>22</b>
<b>Figure II.10-b :</b> couple total pour $\theta_{ON} = 4^\circ, \theta_{OFF} = 10^\circ$ .....	<b>22</b>
<b>Figure II. 11-a :</b> courants des phases pour $\theta_{ON} = 4^\circ, \theta_{OFF} = 15^\circ$ .....	<b>23</b>
<b>Figure II. 11-b :</b> couple total pour $\theta_{ON} = 4^\circ, \theta_{OFF} = 15^\circ$ .....	<b>23</b>
<b>Figure II. 12-a :</b> courants des phases pour $\theta_{ON} = 0^\circ, \theta_{OFF} = 11^\circ$ .....	<b>23</b>
<b>Figure II. 12-b :</b> couple total pour $\theta_{ON} = 0^\circ, \theta_{OFF} = 11^\circ$ .....	<b>24</b>
<b>Figure II. 13:</b> Schéma de régulation de type Hystérésis .....	<b>25</b>
<b>Figure II. 14 :</b> Courant et la tension d'une phase pour une alimentation Hystérésis .....	<b>25</b>
<b>Figure II. 15 :</b> Courants des phases régulés à 100A par une alimentation à Hystérésis .....	<b>26</b>
<b>Figure II. 16:</b> Couple total pour une alimentation Hystérésis.....	<b>26</b>
<b>Figure II. 17:</b> Schéma de principe du modèle dynamique avec capteur de position .....	<b>27</b>
<b>Figure II. 18 :</b> Évolution de la vitesse de rotation à vide « avec capteur ».....	<b>28</b>
<b>Figure II. 19 :</b> Évolution du couple électromagnétique à vide « avec capteur » .....	<b>28</b>
<b>Figure II. 20 :</b> Évolutions des courants dans les phases à vide.....	<b>29</b>

### CHAPITRE III

<b>Figure III.1 :</b> Commande en relais (à gauche) et commande adoucie (à droite) .....	<b>34</b>
<b>Figure III.2 :</b> Schéma synoptique du régulateur par mode de glissement .....	<b>35</b>
<b>Figure III.3 :</b> Évolution de la vitesse de rotation « commande mode de glissement adoucie » .....	<b>35</b>
<b>Figure III.4 :</b> Évolution du couple électromagnétique total produit« commande mode de glissement adoucie » .....	<b>36</b>
<b>Figure III.5 :</b> Réponses en vitesse pour différentes valeurs de R. « commande mode de glissement».....	<b>37</b>
<b>Figure III.6 :</b> Réponses en vitesse pour différentes valeurs de J « commande mode de glissement ».....	<b>37</b>

**Figure III.7** : Réponse en vitesse pour l'essai de freinage/accélération « commande mode de glissement adoucie » ..... **38**

## Chapitre I

<b>Tableau I.1</b> Modes de fonctionnement du convertisseur R-dump .....	<b>7</b>
<b>Tableau I.2</b> Modes de fonctionnement du convertisseur de Miller .....	<b>8</b>
<b>Tableau I.3</b> : État des interrupteurs du convertisseur en demi-pont asymétrique.....	<b>9</b>
<b>Tableau I.4</b> : Commutations des interrupteurs en Hystérésis à deux niveaux.....	<b>11</b>
<b>Tableau I.5</b> : Commutations des interrupteurs en Hystérésis à trois niveaux.....	<b>12</b>

## Chapitre II

<b>Tableau II. 1</b> : Caractéristiques du couple pour différentes valeurs de $\theta_{ON}$ et $\theta_{OFF}$ .....	<b>24</b>
---	-----------

## Introduction générale

Les premières machines à réluctance variable ont été construites il y'a plus de 150 ans, mais elles n'ont connu un essor que depuis l'apparition et le développement de l'Electronique de puissance et de l'électronique numérique [1,2]. En effet, malgré la simplicité et le cout de sa fabrication ainsi que sa tolérance aux défauts la MRV était très peu utilisé. La complexité de sa commande et l'ondulation élevée du couple qu'il développe constituaient son principal handicap [2]. Le développement des nouvelles techniques de commande et l'apparition des circuits électroniques permettant d'effectuer des taches fastidieuses ont rendu ce type de machines très concurrentes aux autres machines déjà existantes sur le marché, dans certaines applications tel que l'électroménager (lave linge) et la production d'énergie par éolienne [1]. Des nouvelles topologies de convertisseurs ont permis aussi une alimentation à rendement amélioré du moteur permettant ainsi une exploitation beaucoup plus efficace de la machine.[2]

Le travail que nous avons effectué concerne la modélisation de la SRM en régime saturé ainsi que son alimentation et sa commande avec et sans capteur de position.

Ce travail est effectué en plusieurs étapes présentées en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, on a présenté la structure de la SRM ainsi que son principe de production de couple. Les différentes stratégies d'alimentation et les structures de convertisseurs utilisées dans la SRM sont aussi présentées et décrites. De plus, l'influence de la saturation magnétique sur l'efficacité de la SRM est mise en évidence.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la SRM en régime saturé. Un modèle basé sur les caractéristiques de flux en fonction de la position et du courant est proposé avec et sans capteur de position. Le modèle avec capteur en régime permanent est simulé à grande et à faible vitesse en utilisant les différentes techniques d'alimentation. Le modèle en régime dynamique est aussi simulé.

Le troisième chapitre concerne la régulation de vitesse par mode glissant de la SRM. Les fortes linéarités introduites par la SRM nous ont conduits à tester la régulation de vitesse par mode glissant. Les performances de cette commande sont examinées à l'aide de la simulation des différents tests de robustesse.

## I.1 Introduction

Les machines à réluctance variable (SRM dans ce cas) sont des machines à double dentures de structure simple (absence de bobinage et d'aimant au rotor) dont le principe de production du couple électromagnétique est basé sur la variation de la réluctance du circuit magnétique. Ce couple est produit par la tendance du rotor à se déplacer vers une position où la réluctance est minimale (flux créé par l'alimentation au stator maximal). Contrairement aux machines à réluctances variables synchrones qui sont à champ tournant, les SRM sont des machines à champ pulsé ou les phases sont alimentées successivement par des créneaux de tensions ou de courant continu [1, 2].

Afin de renforcer l'effet de variation de la réluctance, les SRM sont à doubles saillances (saillance au stator et au rotor). Les enroulements qui constituent les phases de la machines sont concentrés au stator où les pertes sont fondamentalement focalisées. Le rotor construit d'empilages de tôles ferromagnétiques est passif, il ne comporte ni conducteurs ni aimants. Cet avantage d'absence des contacts mobiles offre une possibilité de fonctionnement sur une large gamme de vitesse et dans des environnements durs [1,3].

Vue la grande simplicité de construction qu'elles représentent par rapport aux autres machines, les SRM sont des machines robustes avec un faible cout de construction.

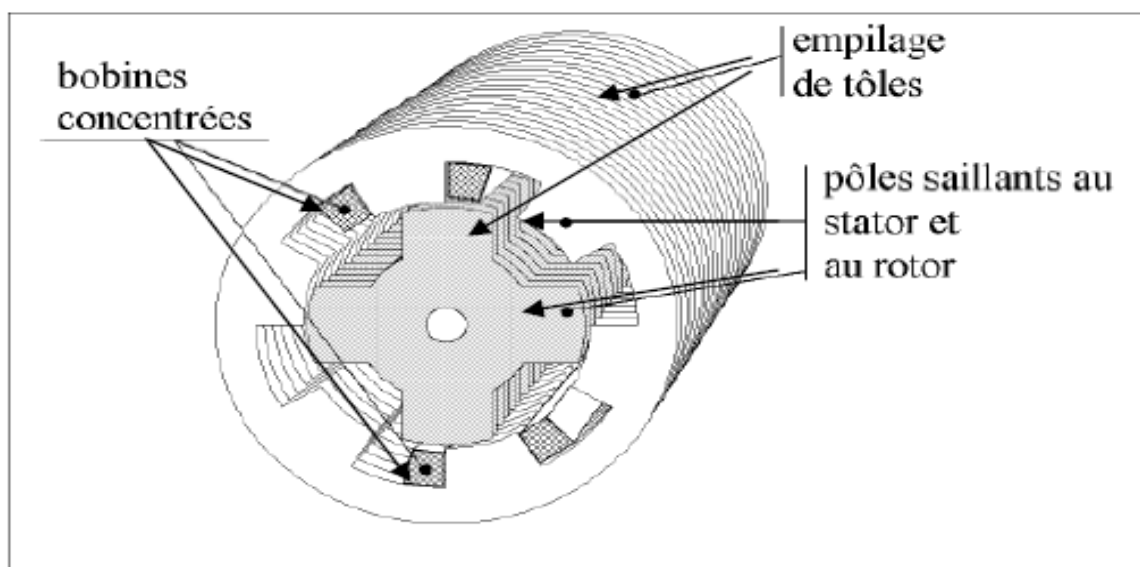


Figure I.1 : Structure d'une SRM 6 /4

Toutefois, ces machines présentent des inconvénients qui limitent leurs utilisations par rapport aux autres machines qui sont principalement : les vibrations et le bruit acoustique relativement importants surtout à grande vitesse dus à la nature pulsatoire du couple instantané développé et de la saturation des matériaux magnétiques [1,3].

En revanche le développement de l'électronique de puissance et de l'informatique de commande a permis d'améliorer leurs performances et de les rendre de plus en plus utilisables dans les systèmes à vitesse variable [1,2,3].

## I.2 Principe de fonctionnement et de production de couple de la SRM

La SRM fonctionne selon le principe de la réluctance variable. Chaque fois qu'une phase est alimentée, le rotor se déplace de sorte que la réluctance du circuit magnétique soit minimale [1,3,4].

Ce principe est illustré sur un exemple de SRM triphasée de type 6/4 (6 dents au stator et 4 dents au rotor). Ainsi, en alimentant successivement chacune des phases, il est possible d'obtenir un mouvement de rotation continu, comme le montre la figure suivante [4] :

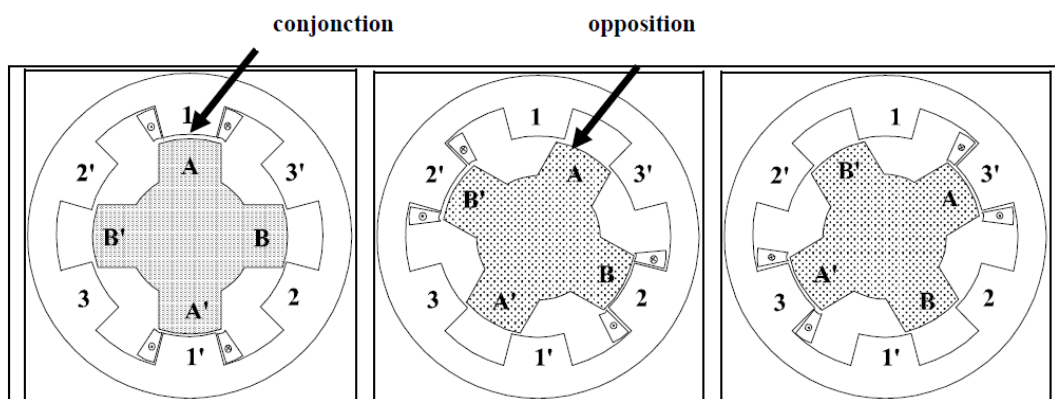


Figure I.2 : Rotation d'une SRM

Phase 11' alimentée : le rotor se positionne dans une position de réluctance minimale par rapport à la phase 1. Les phases 2 et 3 sont en position de réluctance maximale.

Phase 22' alimentée : le rotor se déplace dans une autre position de réluctance minimale par rapport à la phase 2, les phases 1 et 3 sont en position de réluctance maximale.

Ainsi, l'alimentation successive des phases selon la séquence 1, 2, et 3 conduit à un déplacement du rotor dans un sens. Un changement dans l'ordre d'alimentation des phases, par exemple alimentation 1, 3, 2 inversera le sens de rotation du moteur.

Entre la position de conjonction et d'opposition d'une des dents rotoriques par rapport à une autre statorique, l'inductance est croissante dans un sens de déplacement et décroissante dans l'autre sens. L'alimentation de la machine lors de la phase croissante ou décroissante d'inductance donnera le régime de fonctionnement souhaité :

L'alimentation pendant la croissance de l'inductance ( $\frac{dL(\theta,i)}{d\theta} > 0$ ) donne un couple positif donc un fonctionnement en moteur.

L'alimentation pendant la décroissance de l'inductance ( $\frac{dL(\theta,i)}{d\theta} < 0$ ) donne un couple négatif donc un fonctionnement en génératrice.

Le fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse est donc possible pour les SRM, comme c'est illustré par la figure suivante [4] :

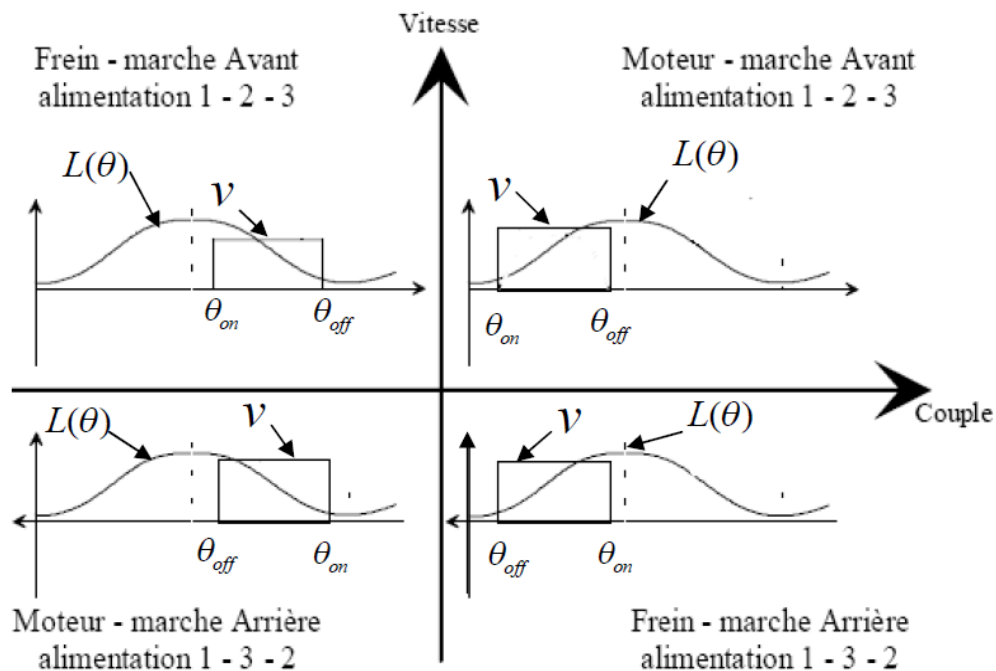


Figure I.3 : Fonctionnement de la SRM dans les quatre quadrants



### I.3 Alimentation et Commande de la SRM

Le choix de l'alimentation de la SRM se fait en vue de réaliser les objectifs suivants [5,7] :

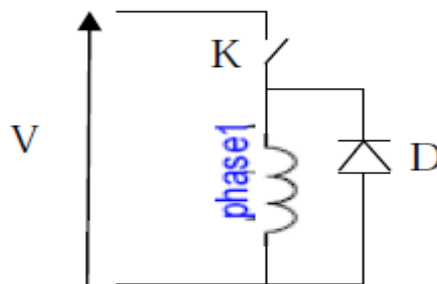
- Avoir un couple mécanique positif non nul.
- Extraire le maximum de couple.
- Améliorer le rendement de l'ensemble machine – convertisseur.

#### I.3.1 Types de convertisseurs utilisés

Dans le cas des SRM, le sens couple ne dépend pas du signe du courant d'où l'utilisation des convertisseurs unidirectionnels qui sont plus économiques, contrairement aux machines synchrones et à induction qui nécessitent des convertisseurs bidirectionnels [5,6,7].

##### I.3.1.1 Convertisseur à 1 seul interrupteur

Pour les moteurs à faible puissance, il est plus économique d'utiliser une structure à un seul interrupteur. Cette structure assure deux niveaux de tension qui sont +V pendant la phase de magnétisation et 0V pendant la phase de démagnétisation. Par conséquent, l'énergie emmagasinée pendant la première phase ne peut être dissipée qu'en pertes joules dans la résistance de l'enroulement de bobinage pendant la deuxième phase [3,4,5].



**Figure I.4 :** Schéma d'un convertisseur à un seul interrupteur par phase

Étant donné que la résistance de l'enroulement de la phase est très faible, la descente du courant durant la phase de désexcitation (0V) est très lente. Cela présente un risque d'apparition du couple négatif. Une solution très simple consiste à insérer une résistance en série avec la diode de roue libre pour diminuer la constante de temps de la descente du courant. Ce qui accélère la dissipation de l'énergie [3,4].

### I.3.1.2 Convertisseur à dissipation passive (résistive) « R – Dump »

C'est un convertisseur à un seul interrupteur par phase. Sa structure est simple et à faible coût. Cependant cette structure présente un faible rendement à cause de l'utilisation d'une résistance « R » pour accélérer la dissipation de l'énergie. La capacité  $V_c$  a comme rôle de fournir la tension nécessaire pour bloquer la diode  $D_j$  pendant la conduction de  $S_j$  la polariser en directe quand  $S_j$  est ouvert [5].

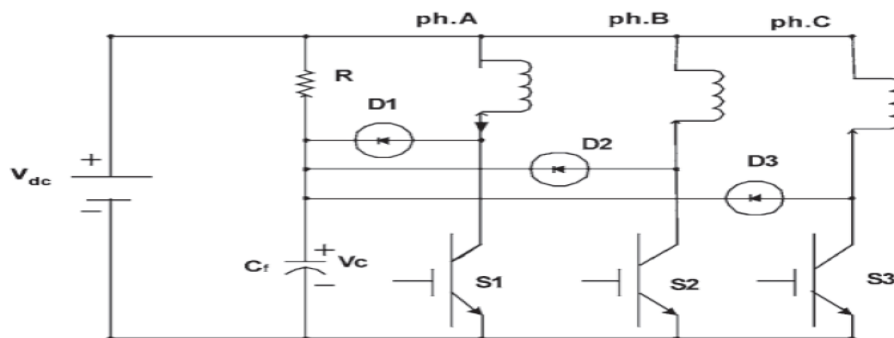


Figure I.5 : Convertisseur R-Dump

Ce convertisseur possède deux modes de fonctionnement présentés sur le tableau suivant :

État des interrupteurs	Tension de la phase
$S_j$ fermés et $D_j$ ouvertes	$+V_{DC}$
$S_j$ Ouverts et $D_j$ fermées	$V_{DC} - V_C (< 0)$

Tableau I.1: Modes de fonctionnement du convertisseur R-dump

### I.3.1.3 Convertisseur de Miller (Topologie n+1)

C'est un convertisseur à un seul interrupteur par phase équipé par un autre interrupteur commun entre toutes les phases de la machine. Sa structure est présentée sur la figure suivante [5,6] :

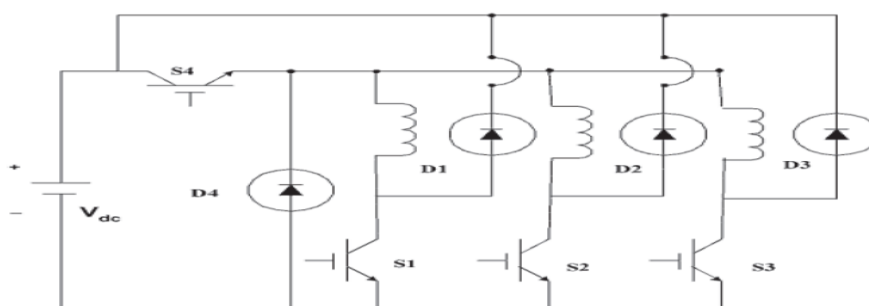


Figure I.6 : Convertisseur de Miller

Avec ce convertisseur on peut assurer les trois niveaux de tension  $+V_{DC}$ ,  $-V_{DC}$  et 0 comme c'est montré sur le tableau suivant :

État des interrupteurs	Tension de la phase
S4 et S <sub>j</sub> fermés D4 et D <sub>j</sub> ouvertes	$+V_{DC}$
S4 fermés et S <sub>j</sub> Ouvert D4 fermée et D <sub>j</sub> ouverte	0
S4 et S <sub>j</sub> Ouverts D <sub>4</sub> et D <sub>j</sub> fermées	$-V_{DC}$

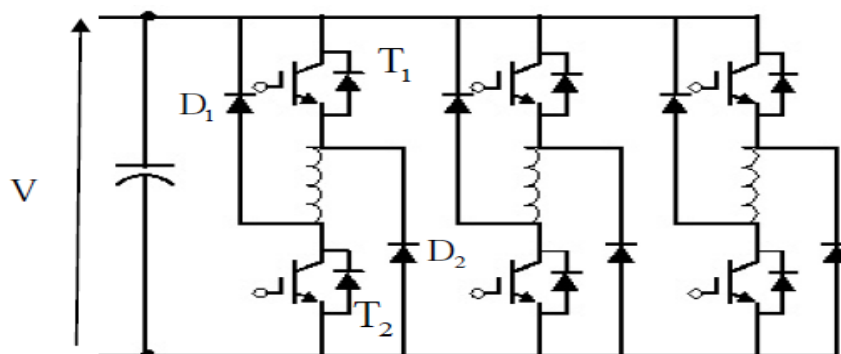
**Tableau I.2 :** Modes de fonctionnement du convertisseur de Miller

Cette structure permet de diminuer les pertes dans les composants. Toutefois, la dépendance des phases causée par la présence de l'interrupteur commun entre eux limite les angles de commande et limite la souplesse du convertisseur [5].

### I.3.1.4 Convertisseur à deux interrupteurs par phase

Afin d'améliorer le rendement de l'ensemble machine-convertisseur, on utilise un convertisseur à deux interrupteurs par phase qui assure trois niveaux de tension au niveau de chaque phase :  $+V$  pendant la phase de magnétisation, 0 et  $-V$  pendant la phase de démagnétisation où l'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique est restituée à la source.

La structure très connue pour les SRM est la structure en demi-pont asymétrique où chaque phase est alimentée par un hacheur de tension [4].



**Figure I.7 :** Convertisseur en demi-pont asymétrique

Ce type de convertisseurs rend la machine plus fiable grâce à sa possibilité d'alimenter indépendamment les phases de la machine. De plus, cette structure permet l'alimentation de la machine dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse et peut fonctionner dans une grande gamme de vitesse [2,3,4,6].

Le fonctionnement de ce convertisseur est présenté dans le tableau suivant :

	T1	T2	Tension de sortie
1	Bloqué	Bloqué	$-V_{DC}$
2	Bloqué	Passant	0
3	Passant	Bloqué	0
4	Passant	Passant	$+V_{DC}$

**Tableau I.3 :** État des interrupteurs du convertisseur en demi-pont asymétrique

Comparé aux structures de convertisseurs destinés à l'alimentation des SRM (cités précédemment) et aux convertisseurs classiques (Buck- Boost, à résonance), la structure en demi-pont asymétrique est la plus avantageuse dans les différents domaines d'application. En effet, elle offre le meilleur compromis technico- économiques exigés par les cahiers de charge [3,6].

### I.3.2 Stratégies d'alimentation

Selon la vitesse de la machine et les topologies de commande du convertisseur utilisé, plusieurs stratégies d'alimentation du SRM peuvent se présenter.

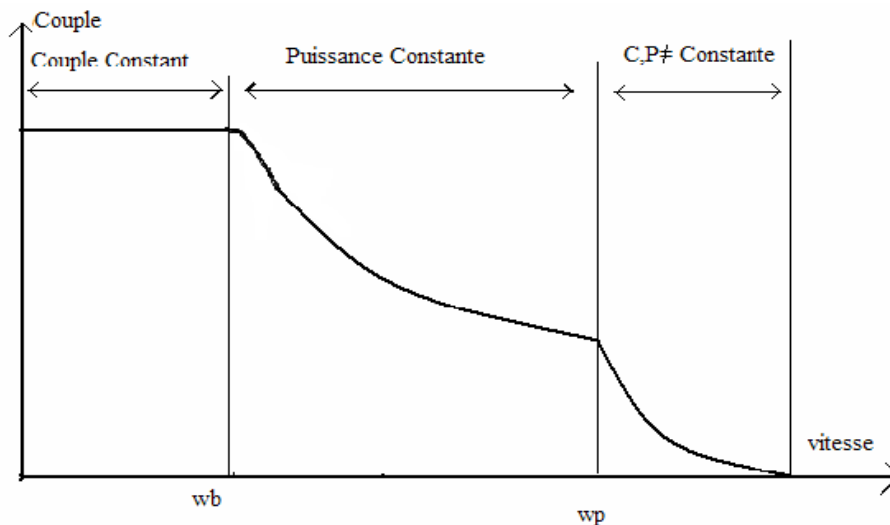
Pour les faibles vitesses (inférieures à la vitesse de base) où la force contre électromotrice est faible devant la tension d'alimentation, le courant peut être fixé à une valeur désirée pendant la période de croissance de l'inductance. Cela est assuré par une alimentation régulée en courant avec des signaux de tension particuliers (Hystérésis, MLI). Le couple est, alors, maintenu constant d'où l'appellation de cette région : « région de couple constant ». On peut prolonger cette zone en augmentant l'angle de désexcitation des phases [6,7,8].

Pour les vitesses élevées (supérieures à la vitesse de base), la force contre électromotrice devient comparable à la tension d'alimentation ce qui affecte la forme de courant. Dans ce cas l'alimentation se fait par des créneaux de tensions (commande pleine onde) avec un angle d'excitation avancé pour que le courant puisse atteindre la valeur désirée avant le début de croissance de l'inductance.

Dans cette plage de vitesse, le couple ne peut plus être maintenu constant, mais la puissance reste constante pour une certaine plage de vitesse. D'où l'appellation de cette région : « région de puissance constante » [6,7,8].

Cette région est limitée par une vitesse à partir de laquelle le couple et la vitesse ne peuvent plus être maintenus constants [6].

La caractéristique couple – vitesse de la SRM est représentée sur la figure suivante [1,4] :



**Figure I.8 :** Caractéristique couple - vitesse de la SRM

En conclusion, on distingue deux stratégies d'alimentation de la SRM qui sont : L'alimentation régulée en courant pour les basses vitesses et l'alimentation régulée en tension pour les vitesses élevées.

### I.3.2.1 Alimentation en courant

Ce type d'alimentation consiste à réguler le courant de phase autour d'une valeur désirée. Pour cela les deux transistors en série de la phase sont commandés suivant des séquences permettant d'avoir des impulsions de tension à trois niveaux :  $+V_{DC}$ ,  $0V$  et  $-V_{DC}$ .

Parmi les techniques d'alimentation régulée en courant on cite :

#### I.3.2.1.1 Technique à Hystérésis

Cette technique consiste à limiter le courant dans une bande  $\Delta i$  autour d'une valeur de référence. La logique de commande inverse le sens de courant quand la différence  $|I_{réel} - I_{ref}|$  dépasse  $\Delta i/2$  [4,6]. On distingue deux types d'alimentation par hystérésis.

- **Hystérésis à trois niveaux de tension (Soft chopping)**

Cette technique consiste à exciter chaque phase de la SRM par des créneaux de tension de deux niveaux  $0V$  et  $+V_{DC}$  pour réguler le courant. Le niveau  $-V_{DC}$  intervient à la fin de l'alimentation de la phase pour la désexcitation. Cette technique utilise un transistor pour la régulation de courant et l'autre pour l'excitation et la désexcitation de la phase [4,6,8,9].

La commande des interrupteurs se fait selon les séquences indiquées dans le tableau suivant :

Etat des interrupteurs	Tension de la phase	Courant de la phase
$T_1$ et $T_2$ fermés $D_1$ et $D_2$ ouvertes	$+V_{DC}$	Croissant
$T_1$ et $D_1$ fermés $T_2$ et $D_2$ fermés	0	Décroissant
$T_1$ et $T_2$ ouverts $D_1$ et $D_2$ fermées	$-V_{DC}$	Décroissant à 0

**Tableau I.4 :** Commutations des interrupteurs en Hystérésis à deux niveaux

- **Hystérésis à deux niveaux (hard chopping)**

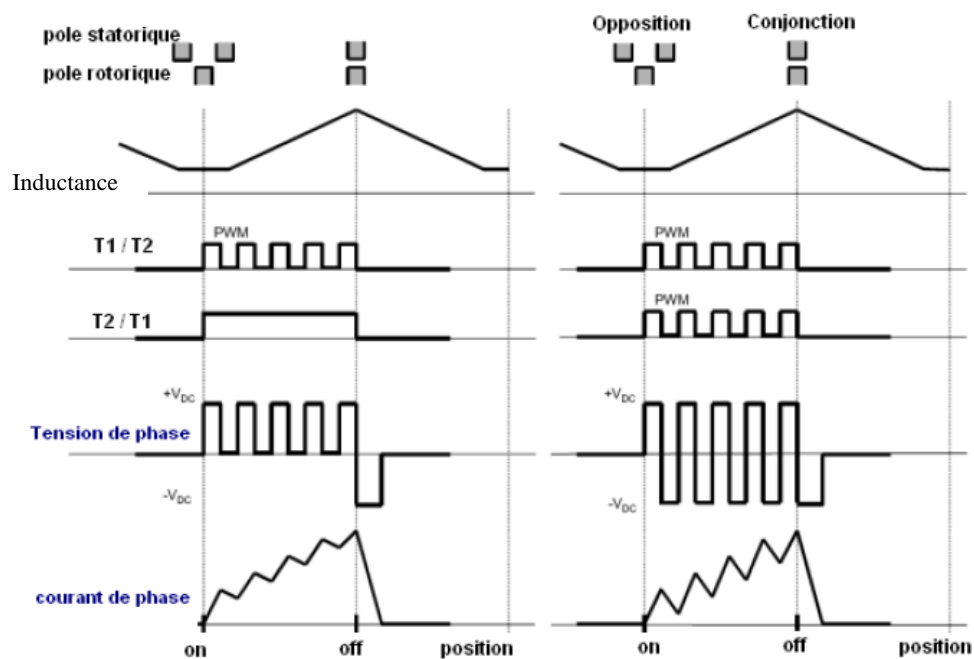
Cette technique diffère de la précédente par le fait qu'elle utilise les deux transistors par phase en même temps pour la régulation de courant et pour l'excitation et la désexcitation de la phase [4,6,8].

Il résulte que les impulsions de tension sont de niveaux  $+V_{DC}$  et  $-V_{DC}$  comme c'est montré dans le tableau suivant :

État des interrupteurs	tension de la phase	Courant de la phase
$T_1$ et $T_2$ fermés $D_1$ et $D_2$ ouvertes	$+V_{DC}$	Croissant
$T_1$ et $T_2$ ouverts $D_1$ et $D_2$ fermées	$-V_{DC}$	Décroissant

**Tableau I.5 :** Commutations des interrupteurs en Hystérésis à trois niveaux

Ci- dessous, une figure de comparaison entre les deux modes Hystérésis [8].



**Figure I.9 :** Hystérésis Soft chopping (à gauche) et Hard chopping (à droite)

### I.3.2.1.2 Technique MLI à porteuse triangulaire

Les signaux de commande des transistors sont obtenus par la comparaison d'un signal triangulaire (porteuse) et la différence entre le courant de référence et celui de la phase. De même que l'alimentation à hystérésis, l'alimentation à MLI peut être réalisée en Soft ou en Hard Chopping [8].

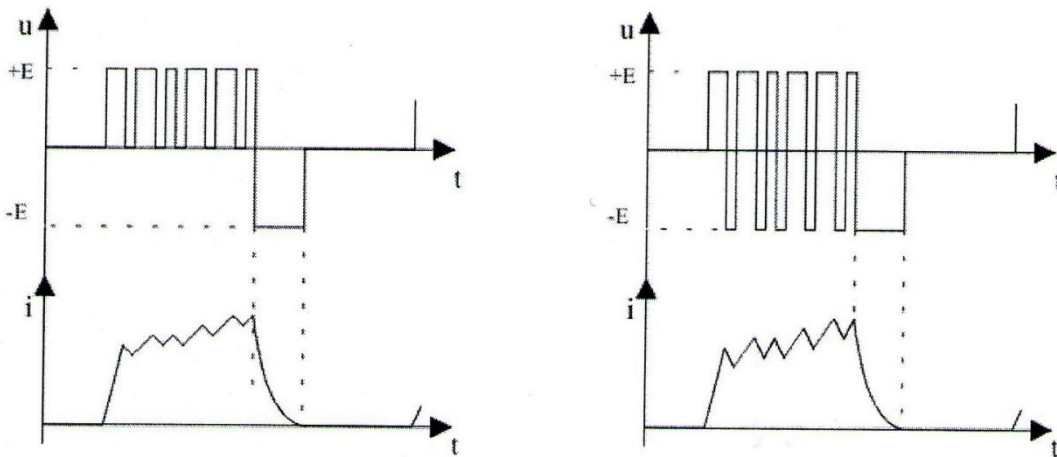


Figure I.10 : MLI Soft Chopping (à gauche) et Hard Chopping (à droite)

### I.3.2.2 Alimentation en tension (en pleine onde)

Dans ce mode de fonctionnement chaque phase de la SRM est alimentée périodiquement par des créneaux de tensions positifs qui commencent et se terminent à des instants bien choisis liés à la forme de l'inductance [3,4,6,8,9].

Ce type d'alimentation est illustré sur la figure suivante [4] :

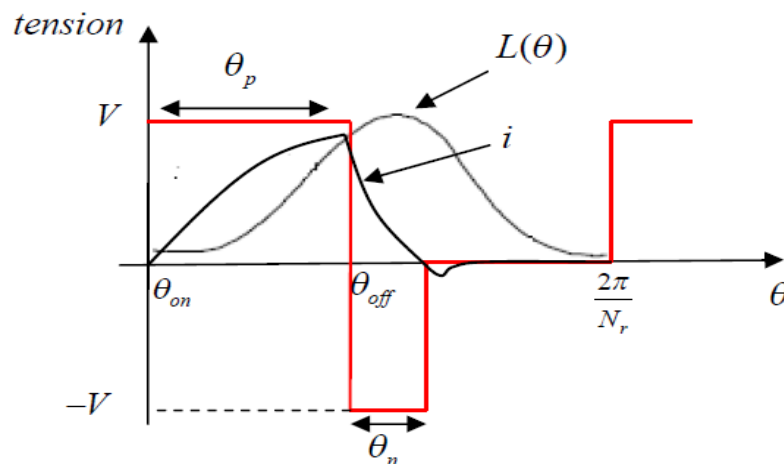


Figure I.11 : Forme de la tension et du courant pour une alimentation en pleine onde



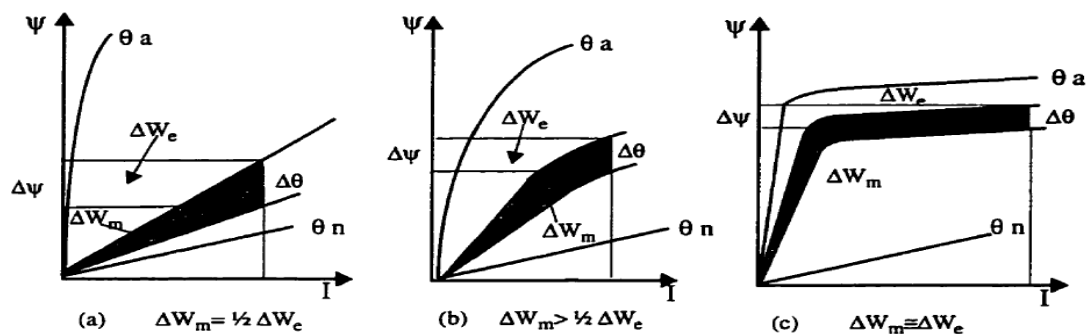
La tension est appliquée à la phase dans la position de non alignement, et un peu avant le début de la période de la croissance de l'inductance. Cette tension est inversée dans la phase juste avant la position d'alignement. Le courant augmente rapidement lorsque l'inductance est minimale, et atteint son maximum au moment où l'inductance commence à croître. A partir de cette dernière position, le courant diminue légèrement car l'inductance augmente, et diminue rapidement au moment de l'inversion de la tension jusqu'à son annulation.

#### I.4 Les SRMs et la saturation magnétique

La saturation des matériaux ferromagnétiques est un phénomène physique complexe difficile à modéliser. Dans les machines électriques, la saturation apparaît d'abord dans les zones où la section de passage des lignes de champ magnétique est la plus faible, habituellement dans les dents statoriques et rotoriques mais également dans les cornes polaires pour les machines à pôles saillants (tel que la SRM) [2].

Contrairement aux machines classiques où la saturation magnétique est indésirable, La SRM fonctionne avec une meilleure efficacité en régime saturé. En effet, la saturation du circuit magnétique dans la SRM améliore la conversion d'énergie [2,10].

Comme c'est montré sur la figure ci-dessous (figure II.1), la courbe de magnétisation s'infléchit lorsque la machine est saturée. Pour une rotation  $d\theta$ , l'aire représentant l'énergie mécanique est supérieure à la moitié de l'air représentant l'énergie électrique fournie. Ceci est illustré à la Figure (b). Un cas extrême est montré à la Figure (c) où il s'agit d'une machine qui sature à un niveau d'excitation relativement faible. Et l'efficacité approche les 100%. Cependant un tel cas n'est pas réalisable en pratique, car il exige un matériau magnétique à perméance très élevée et un entrefer presque nul [2,10].



**Figure I.12 :** Répartition de l'énergie électrique : (a) circuit linéaire (b) circuit saturé (cas pratique) (c) cas idéal avec saturation extrême

Le fait que la saturation de la SRM améliore son efficacité, cela permet de diminuer le facteur de surdimensionnement du convertisseur. Pour une même puissance donnée à l'entrée, le couple produit par une SRM saturable est supérieur à celui développé par une machine ayant une caractéristique magnétique linéaire.

D'autre part, l'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique est en partie dissipée sous forme de pertes Joule lors de son retour à la source. Si cette énergie est réduite (par la saturation), les pertes Joule peuvent être réduites en conséquence, ce qui améliore le rendement de la SRM [2,10].

## **II.1 Introduction**

En vue de la conception d'un programme de simulation et de commande d'une SRM, un modèle mathématique précis de la machine doit être établi. Bien que le modèle linéaire de la machine soit simple, il ne donne pas des résultats suffisamment précis. Un modèle tenant compte de la saturation serait plus précis car les SRM présentent des performances plus intéressantes lorsque la saturation se produit au niveau des dents. En effet la conversion électromagnétique devient plus effective lorsque les dents sont saturés (voir chapitre1).

Dans ce chapitre, on présente nos résultats de simulation de la commande avec et sans capteur d'une SRM 12/8, triphasée et alimenté par un convertisseur en demi pont asymétrique, pour les faibles et grandes vitesses de fonctionnement, en régime permanent et dynamique. Pour tenir compte de la saturation magnétique, on a utilisé les tables des caractéristiques magnétiques (flux-courants-positions) de la machine. Ces tables ont été déterminées par la méthode des éléments finis dans le cadre d'un autre travail [6,10].

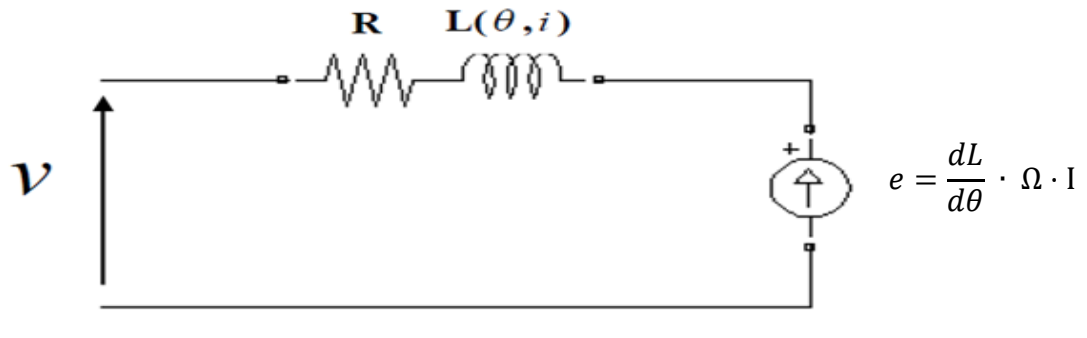
## **II.2 Modélisation de la commande de la SRM en régime saturé**

Pour simplifier la modélisation on pose les hypothèses suivantes [10]:

- Les paramètres de chaque phase sont identiques.
- Les phases sont découplées magnétiquement.
- Les courants induits dans le circuit magnétique sont négligés (circuit magnétique feuilleté).
- La résistance des enroulements est constante et indépendante de la température.

## II.2.1 Équations de la machine en régime Saturé

Le schéma électrique équivalent de chaque phase de la SRM peut être représenté par la figure II.1 [1] :



**Figure II.1** : Schéma électrique équivalent d'une phase de la SRM

R : Résistance du bobinage de chaque phase,  $\psi$  le flux magnétique dans le circuit magnétique produit par l'alimentation de la machine et « e » la f.c.em produite par la variation du champ.

Le modèle utilisé est un modèle de flux où l'équation électrique de chaque phase est donné par :

$$V_j = R \cdot I_j + \frac{\partial \psi_j(\theta, I)}{\partial t} \quad (\text{II.1})$$

Et le couple électromagnétique développé pour la même phase est donné par :

$$C_{em} = \frac{\partial W_c(\theta, I)}{\partial \theta} \quad (\text{II.2})$$

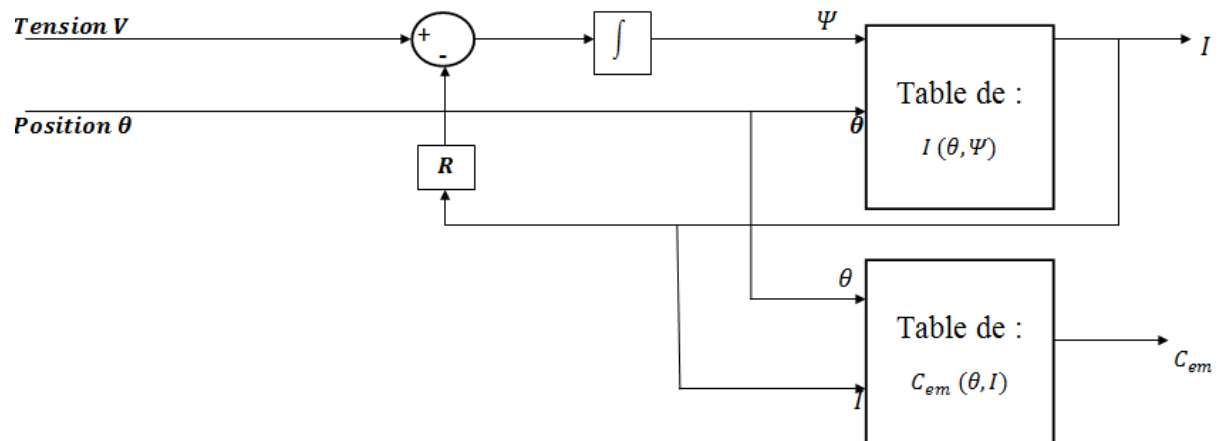
Où  $W_c(\theta, I)$  représente la co-énergie magnétique exprimée par la relation suivante :

$$W_c(\theta, I) = \int_0^I \psi_j(\theta, I) \cdot dI \quad (\text{II.3})$$

## II.2.2 Calcul du courant électrique et du couple électromagnétique (modèle d'une phase)

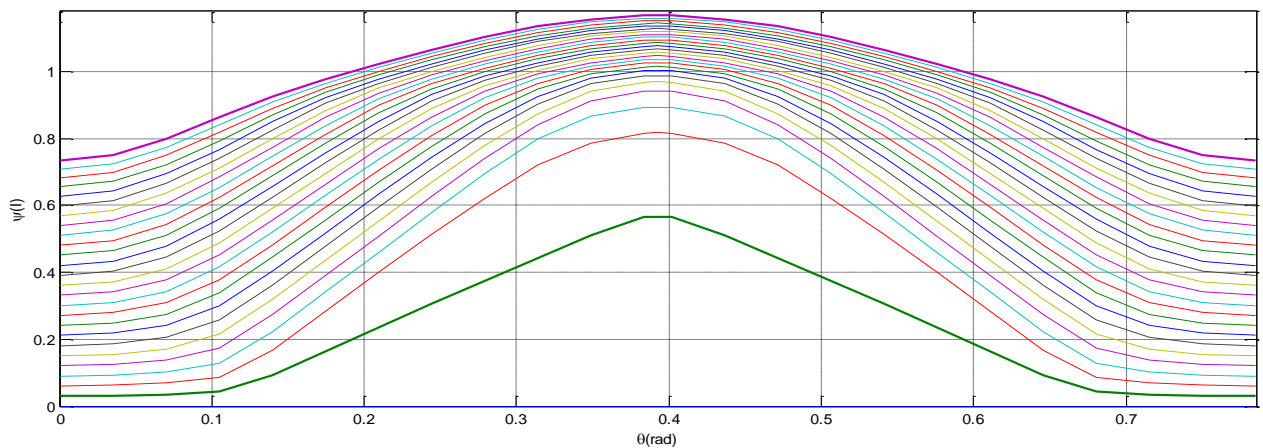
Les caractéristiques magnétiques  $\psi(\theta, I)$  et  $C_{em}(\theta, \psi)$  de la SRM sont utilisées dans ce cas. Ces caractéristiques sont présentées sous forme de tables. Elles sont ensuite adaptés au modèle pour le calcul du courant en utilisant le simulateur MATLAB-SIMULINK : la table  $\psi(\theta, I)$  est inversé en table  $I(\theta, \psi)$  et le flux est déterminé à partir de  $\psi = \int (V - R \cdot I) dt$ .

La reproduction des résultats est effectuée par une interpolation « SPLINE 2D » qui se caractérise par une bonne précision d'interpolation. Le schéma synoptique général de la modélisation d'une phase de la machine est représentée par le diagramme suivant :



**Figure II.2 :** Schéma de principe de calcul du couple électromagnétique et du courant électrique

Les caractéristiques magnétiques utilisées sont présentées sur les figures suivantes:



**Figure II.3-a :** Caractéristique magnétique de flux  $\psi(\theta)$  pour différentes valeurs de courants « utilisées »

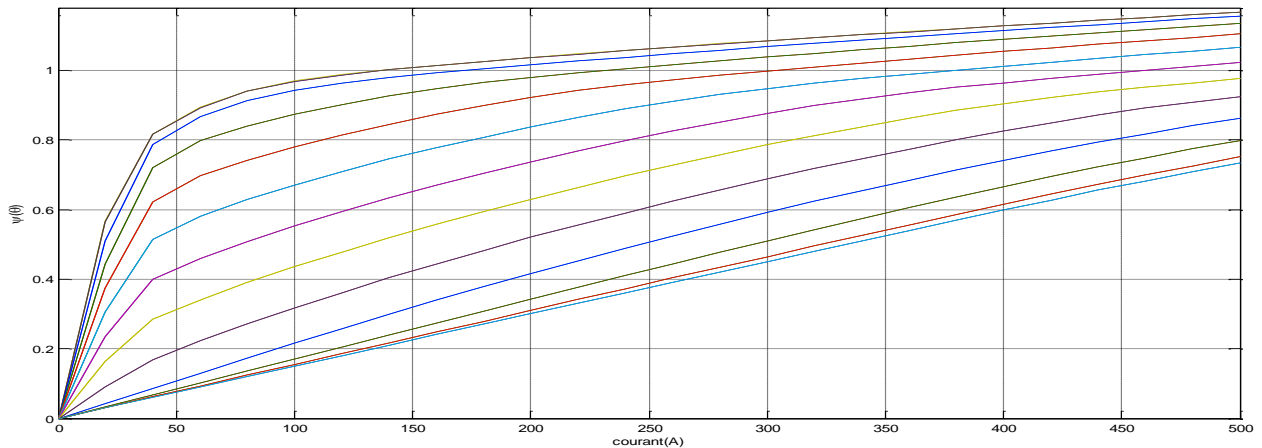


Figure II.3-b : Caractéristique magnétique de flux  $\psi(I)$  pour différentes valeurs de position « utilisées »

Les caractéristiques calculées de couple sont présentées sur les figures suivantes:

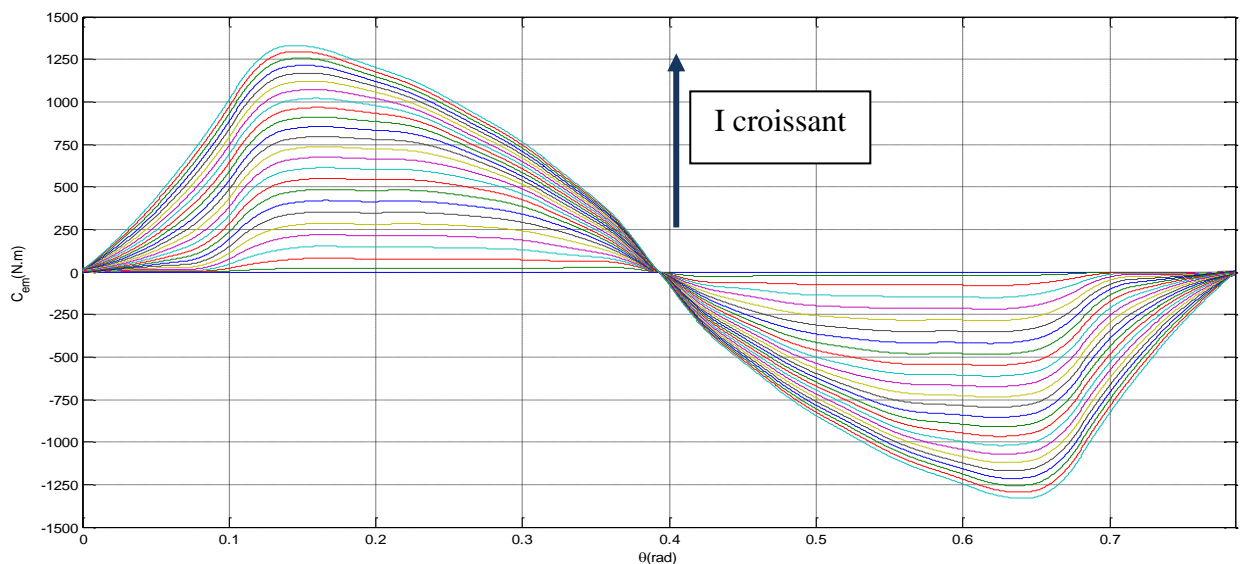


Figure II.3-c : Caractéristique de couple électromagnétique  $C_{em}(\theta)$  pour différentes valeurs de courant « calculées »

La partie positive du couple correspond au fonctionnement moteur et la partie négative correspond au fonctionnement générateur ou frein. Ces caractéristiques sont symétriques par rapport à la position  $\theta=22.5^\circ$  correspondant à la position d'alignement ou le couple est nul. Le couple est aussi nul dans les positions  $\theta=0^\circ$  et  $\theta=45^\circ$  correspondant aux positions d'opposition.

L'effet de la saturation apparaît clairement sur ces courbes. En effet, les écarts entre les courbes diminuent au fur et à mesure que le courant de charge augmente. Ceci est dû essentiellement à la saturation du circuit magnétique.

### II.2.3 Modélisation de capteur de position

Dans le cas où la commande avec capteur de position, le capteur est représenté par une fonction qui génère la position absolue du rotor en intégrant la vitesse de rotation. D'autre part, la position périodique (relative) du rotor à  $45^\circ$  est générée à partir de la position absolue on utilisant la fonction MATLAB « modulo ». Cette position est utilisée pour la commutation des phases. Le modèle du capteur de position est alors représenté par le schéma suivant :

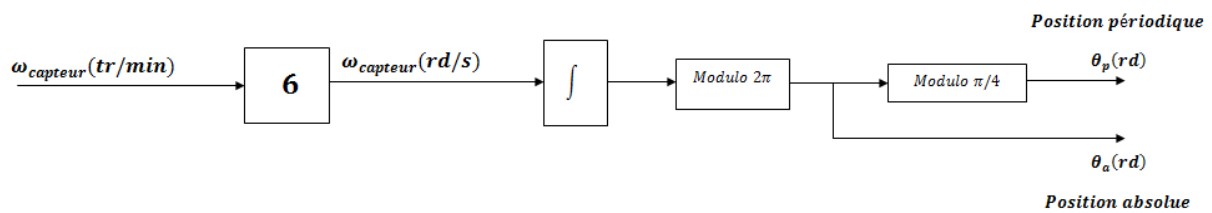


Figure II.4 : Schéma descriptif du modèle du capteur de position

### II.3 Simulation en régime permanent avec capteur de position

En régime permanent, la vitesse de rotation est une constante. Le schéma synoptique de simulation est donné par :

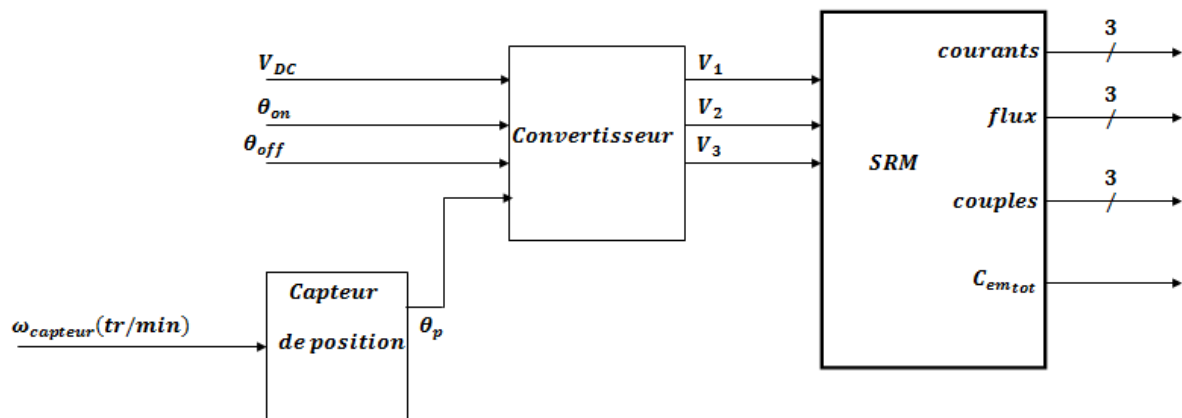


Figure II.5: Schéma de principe du modèle en régime permanent avec capteur de position

#### II.3.1 Simulation du fonctionnement à grandes vitesses

La stratégie d'alimentation convenable pour les grandes vitesses est l'alimentation en pleine onde. La simulation est effectuée pour une vitesse de  $w=140$  tr/min, avec une alimentation pleine onde standard de  $15^\circ$  (de  $0^\circ$  à  $15^\circ$ ).

Le convertisseur choisi est de type demi-pont asymétrique dont le schéma a été présenté au Chapitre I (Voir Figure I.7). Chacun des bras du convertisseur a été modélisé par une fonction élaborée sous MATLAB. Cette fonction compare entre la position «  $\theta_{ref}$  » (issu de l'encodeur) et les angles d'attaques  $\theta_{ON}$  et  $\theta_{OFF}$ . Cette comparaison a comme but de passer à la sortie la valeur  $+V_{DC}$  si «  $\theta_{ref}$  » appartient à l'intervalle d'alimentation de la phase et passer la valeur  $-V_{DC}$  dans le cas contraire. La fonction annule la sortie après l'extinction du courant.

Les résultats de simulation sont représentés sur les figures suivantes :

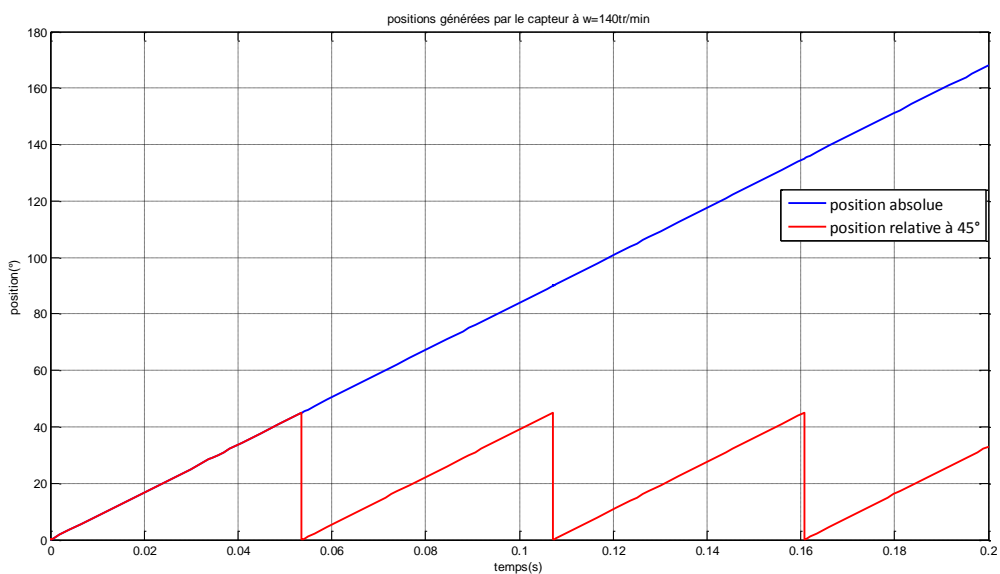


Figure II.6 : Positions périodique et absolue générées par le capteur de position

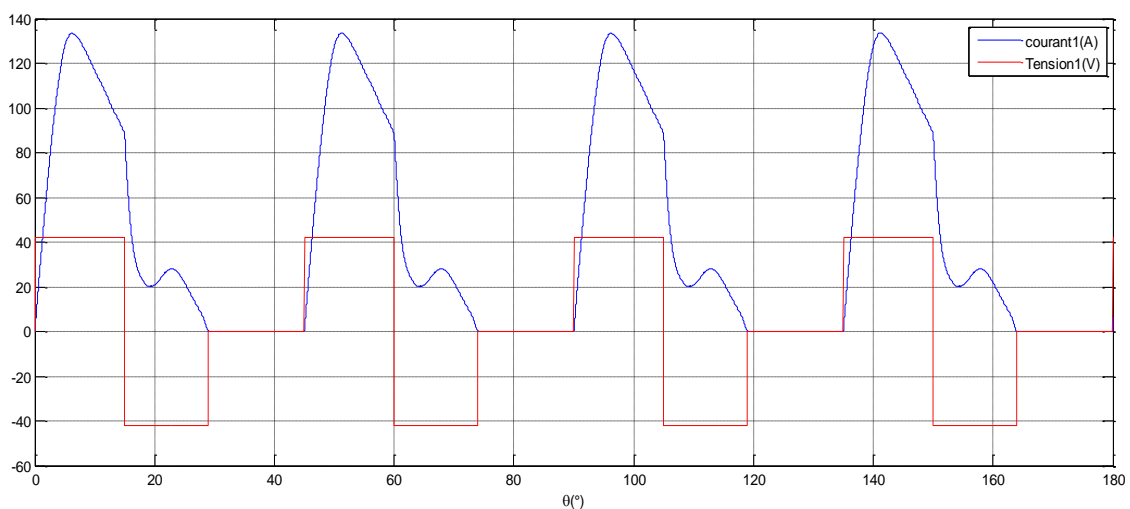


Figure II.7 : Courant et Tension de phase de la SRM



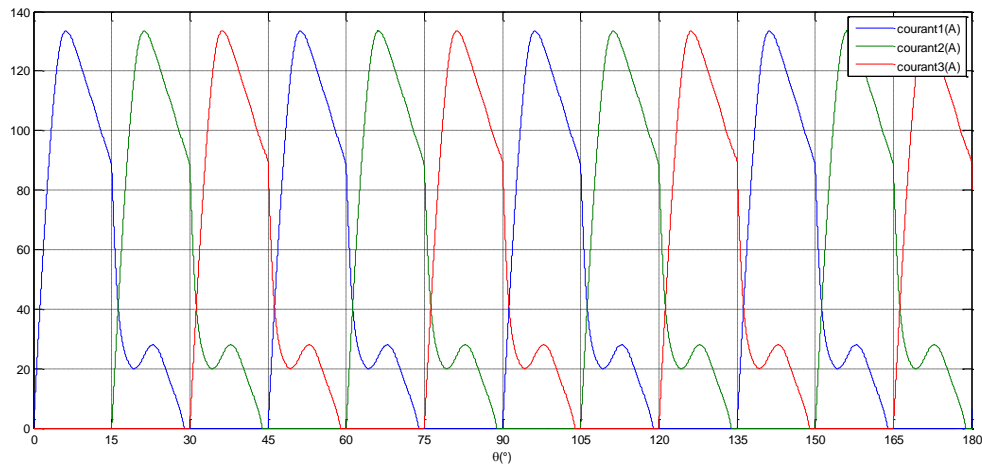


Figure II.8 : Courants des trois phases de la SRM

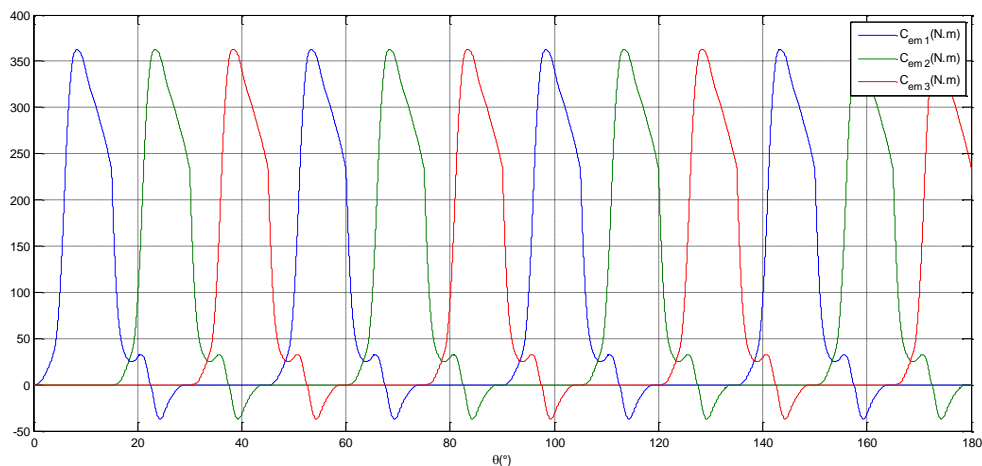


Figure II.9 : Les couples électromagnétiques produits par les trois phases de la SRM

L'analyse des résultats de simulation a montré que les résultats obtenus concordent avec ceux présentés en bibliographie. En effet, chaque courant de phase suit son alimentation (sa tension) avec une déformation due à la f.c.e.m qui dépend de la vitesse et du courant ainsi que le caractère non linéaire de la caractéristique magnétique de la machine.

De plus, la figure II.9 montre que chacun des couples développés par les phases possède une partie négative. Ce phénomène est dû à l'existence des interactions entre les trois courants de phases. C'est-à-dire que pour certaines positions le courant existe dans deux phases de la machines en même temps. Cela soumet le rotor à deux couples de sens opposés ce qui se traduit par l'apparition d'un couple négatif. Cette interaction est due à l'aspect inductif du courant qui s'annule à une position  $\theta_{ext}$  (angle d'extinction) qui est supérieure à  $\theta_{OFF}$  (angle de désexcitation de la phase). Pour parer à ce problème, il faut éviter l'alimentation pendant les zones où il y a une interaction électromagnétique entre les phases.

En d'autres termes, il ne faut exciter la phase suivante qu'après l'extinction du courant dans la phase qui est alimentée. Cette amélioration peut être assurée par l'optimisation des angles d'alimentation (amorçage et désamorçage) des phases.

A cet effet, des simulations pour différentes valeurs d'angles d'attaque des phases (notés respectivement  $\theta_{ON}$  et  $\theta_{OFF}$ ) sont réalisées et les résultats sont présentés sur les figures suivantes ci-après :

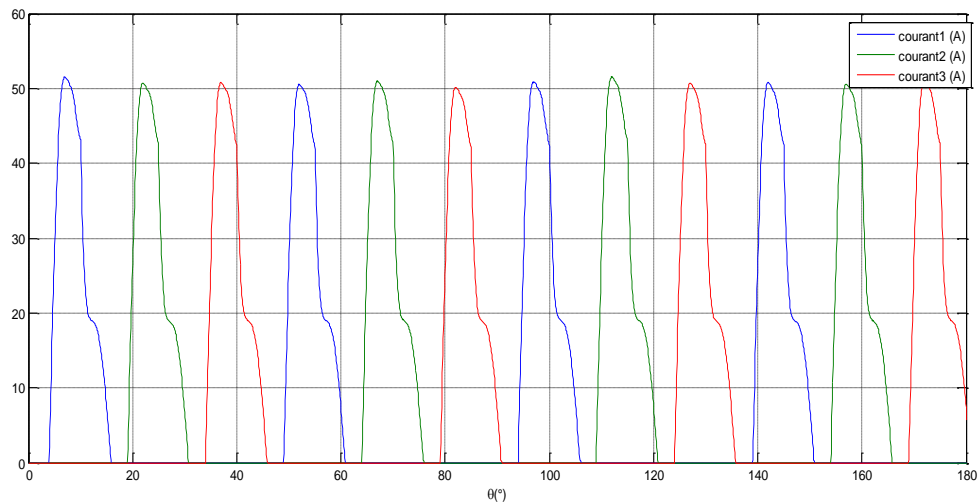


Figure II. 10-a : courants des phases pour  $\theta_{ON} = 4^\circ, \theta_{OFF} = 10^\circ$

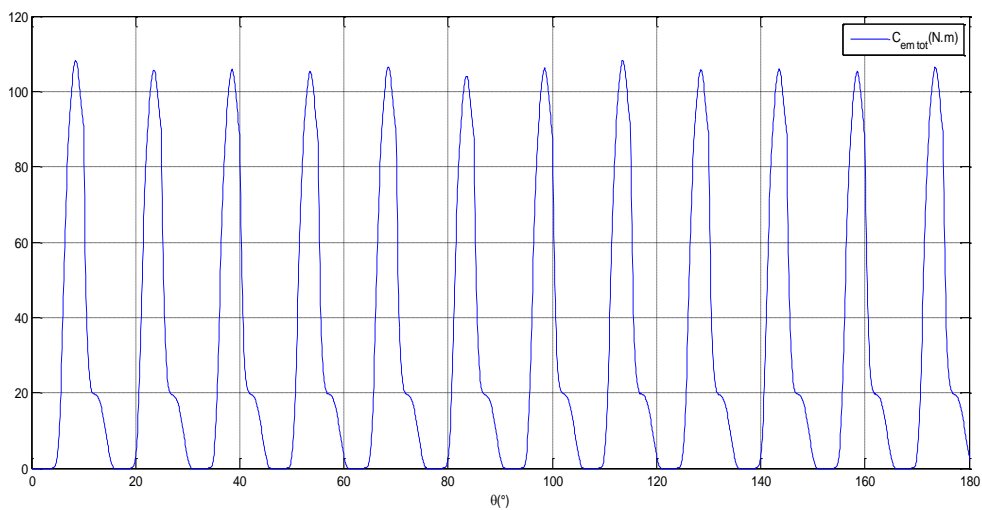


Figure II. 10-b : couple total pour  $\theta_{ON} = 4^\circ, \theta_{OFF} = 10^\circ$

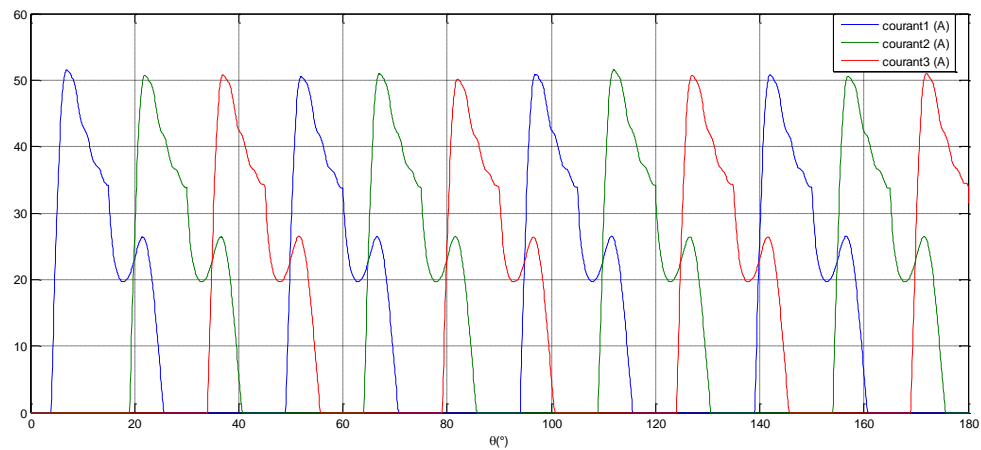


Figure II. 11-a : courants des phases pour  $\theta_{ON} = 4^\circ, \theta_{OFF} = 15^\circ$

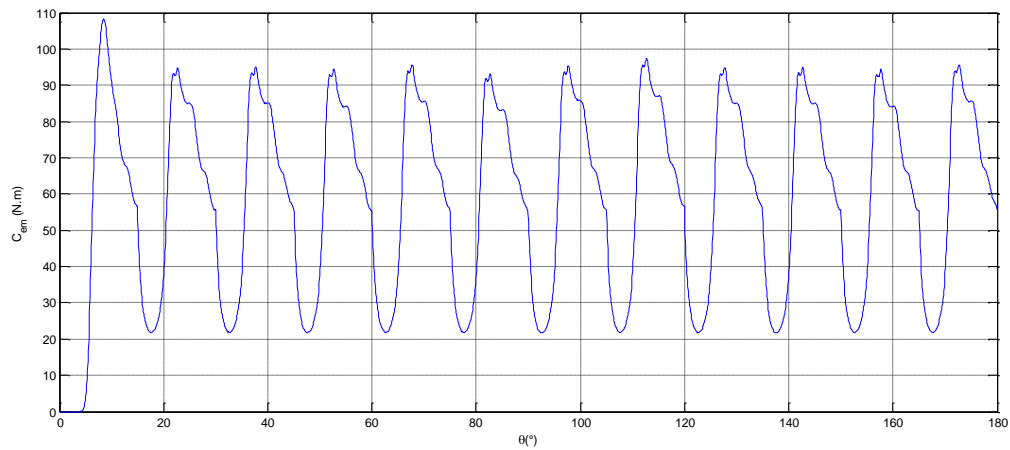


Figure II. 11-b : couple total pour  $\theta_{ON} = 4^\circ, \theta_{OFF} = 15^\circ$

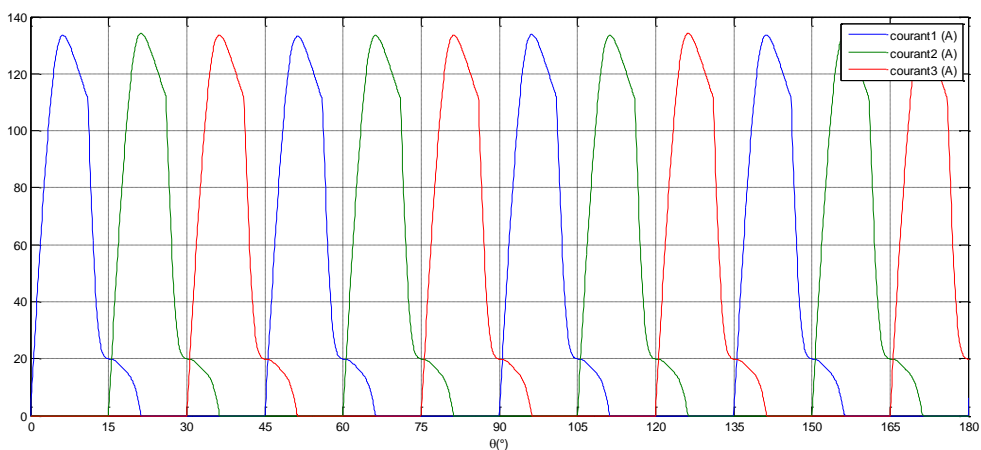


Figure II. 12-a : courants des phases pour  $\theta_{ON} = 0^\circ, \theta_{OFF} = 11^\circ$

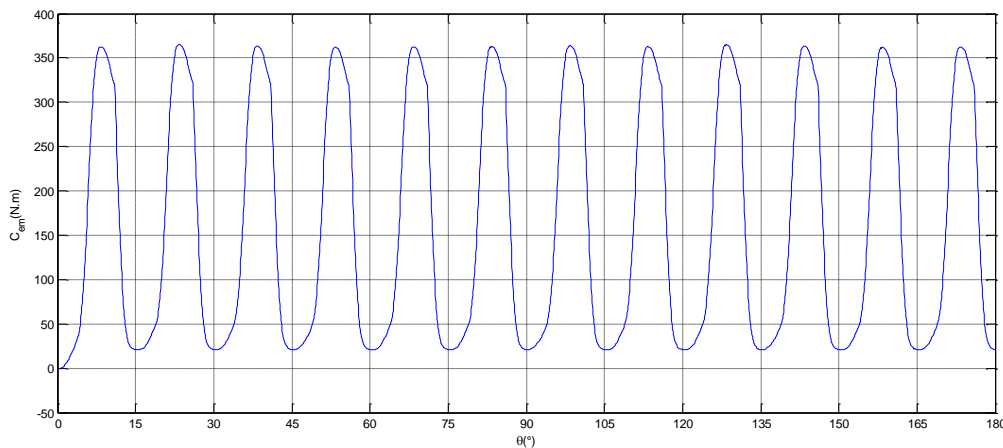


Figure II. 12-b : couple total pour  $\theta_{ON} = 0^\circ, \theta_{OFF} = 11^\circ$

Les caractéristiques du couple électromagnétique développé par la SRM sont déterminées pour trois angles de commande et les résultats sont regroupés dans le tableau suivant :

	$\theta_{ON}$	$\theta_{OFF}$	$\theta_{ON}$	$\theta_{OFF}$	$\theta_{ON}$	$\theta_{OFF}$	$\theta_{ON}$	$\theta_{OFF}$
Angles d'alimentation	$0^\circ$	$15^\circ$	$4^\circ$	$10^\circ$	$4^\circ$	$15^\circ$	$0^\circ$	$11^\circ$
Couple maximum(N.m)	349.5113		106.35		95.4732		363.0244	
Couple minimum(N.m)	47.9154		0		21.7765		20.7329	
Couple moyen(N.m)	227.8898		32.41		59.55		159.17	
Taux d'ondulation(%)	66.1714		164.04		61.87		107.51	

Tableau II. 1 : Caractéristiques du couple pour différentes valeurs de  $\theta_{ON}$  et  $\theta_{OFF}$

L'analyse des résultats présentés sur le tableau nous montre qu'on peut éviter les interactions entre les courants en retardant l'excitation des phases ( $\theta_{ON} > 0^\circ$ ) et avancer leur désexcitation ( $\theta_{OFF} < 15^\circ$ ). Ce fait est illustré sur les résultats de la simulation pour  $\theta_{ON} = 4^\circ$  et  $\theta_{OFF} = 10^\circ$  (Voir la figure II.10). Mais ceci diminue la durée d'alimentation des phases ce qui réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente son taux d'ondulation. Un compromis sur l'alimentation doit être fait afin d'obtenir un couple qui satisfait les critères de performance désirés.

### II.3.2 Simulation du fonctionnement à faibles vitesses

Dans le cas où la vitesse de la machine est inférieure à la vitesse de base, les courants de phase ne sont plus limités par la force contre électromotrice. La limitation du courant devient indispensable, et l'alimentation régulée en courant est considérée.

Les techniques de régulation de courant Hystérésis avec le mode de commande des transistors « Hard chopping » sont considérés dans ce cas. Le choix de ce mode de commande est justifié par ses performances en régime saturé [8]. En effet, le mode « Hard chopping » permet la démagnétisation rapide des phases et donc la diminution des interactions entre les flux des phases.

### II.3.2.1 Régulation par hystérésis

Le courant de référence est choisi à 100A avec une bande  $\Delta i = 5A$  (i.e. 5%), pour une vitesse de rotation de 40tr/min.

Le schéma du modèle de régulation à hystérésis est représenté par la figure suivante :

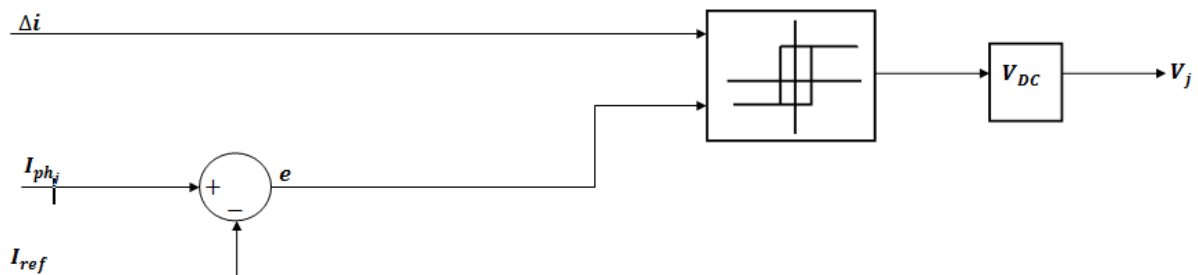


Figure II. 13 : Schéma de régulation de type Hystérésis

Les résultats de simulation sont présentés sur les figures suivantes :

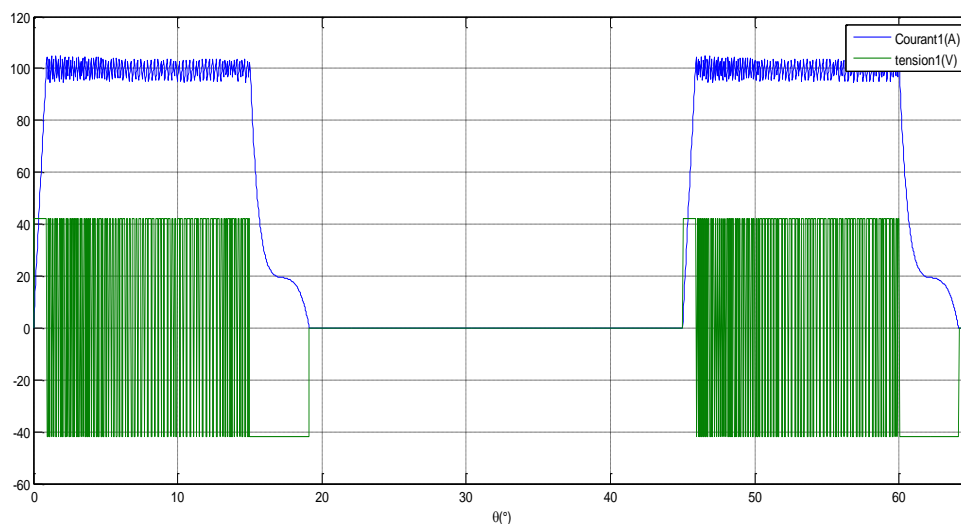


Figure II. 14 : Courant et la tension d'une phase pour une alimentation Hystérésis

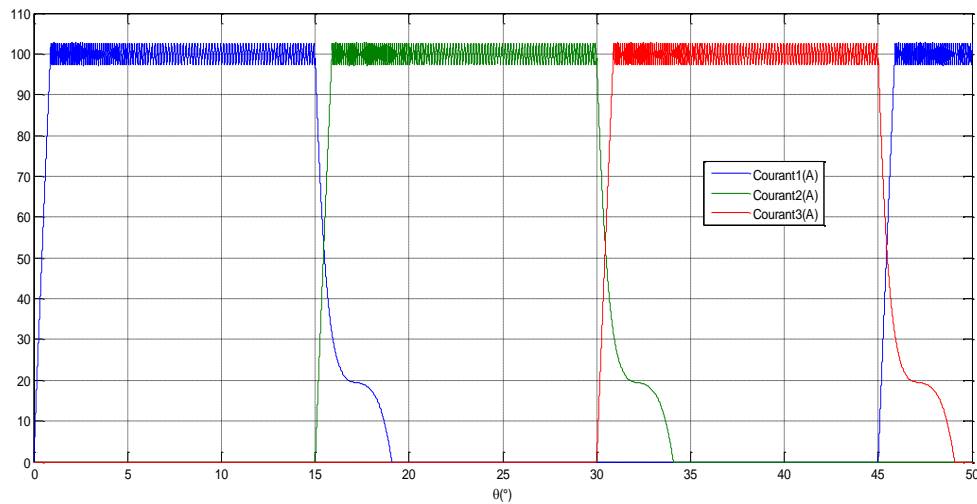


Figure II. 15 : Courants des phases régulée à 100A par une alimentation à Hystérésis

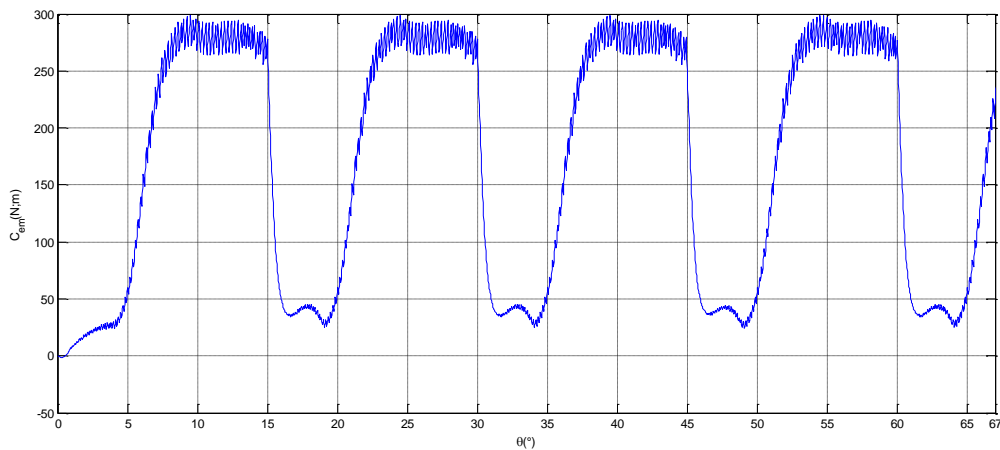


Figure II. 16 : Couple total pour une alimentation Hystérésis

Les formes des courants de phases obtenues montrent que la régulation est bien réalisée dans la bande prévue. Par ailleurs, nous constatons que bien que la fréquence de commutation durant la régulation n'est pas maintenue constante, cette fréquence est presque constante. Ce qui est valable que pour ce point de fonctionnement. Pour prévoir la fréquence des transistors à choisir il faut tenir compte du fonctionnement global.

De même que pour le cas précédent, le couple de la machine est relativement maintenu constant durant la régulation de courant. Néanmoins, celui-ci présente des ondulations importantes produites par la commutation des phases, ce qui constitue un grand inconvénient de la SRM surtout pour les faibles vitesses.

#### II.4 Modèle dynamique avec capteur de position (Démarrage à vide)

La simulation en régime dynamique est une étape importante pour l'étude d'une machine électrique afin de vérifier ses performances dynamiques au démarrage et au changement de la charge. De plus, la simulation en régime dynamique permet la simulation du capteur de position et le calcul de la position à partir des différentes vitesses de la machine.

Le régime dynamique peut être modélisé par l'équation dynamique suivante :

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_r \cdot \Omega + C_r \quad (\text{II.4})$$

Un modèle SIMULINK est établi dont leur schéma de principe est présenté comme suit :

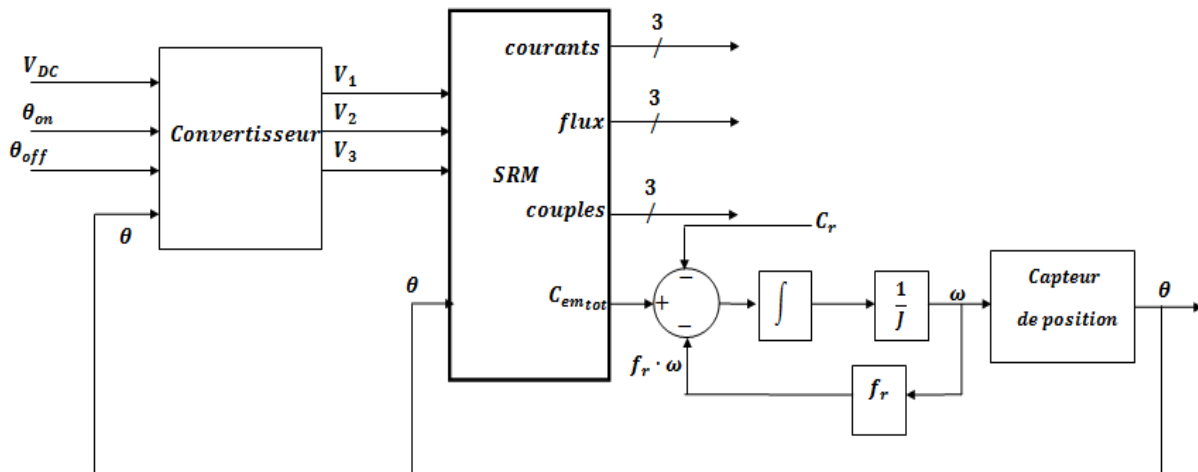
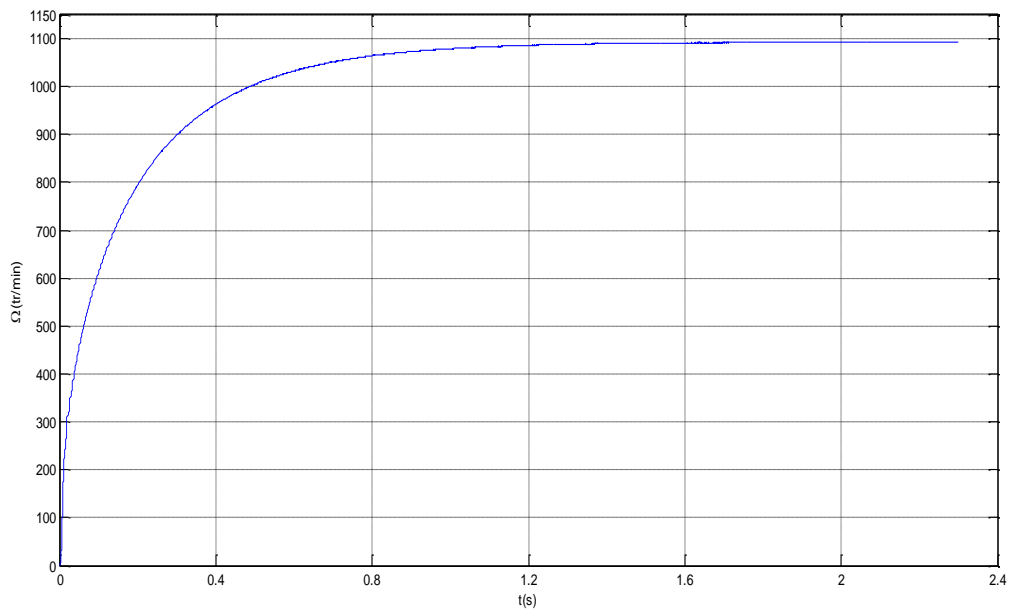


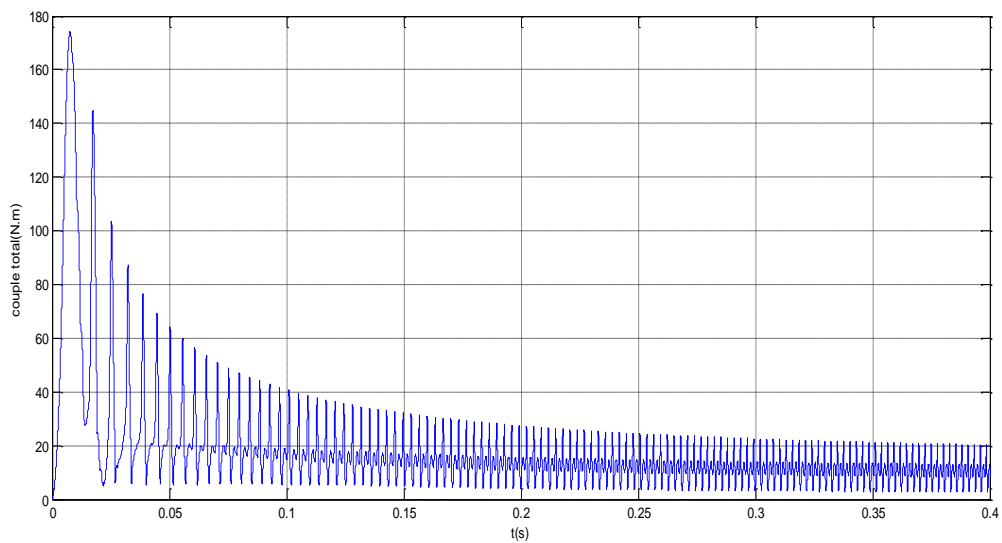
Figure II. 17 : Schéma de principe du modèle dynamique avec capteur de position

Une simulation de démarrage à vide a été testé, où l'alimentation Hystérésis régulé en courant dans une bande de 1A autour du courant nominal 100A est prévu pour les faibles vitesses.

Les résultats de simulation sont présentés sur les figures suivantes :

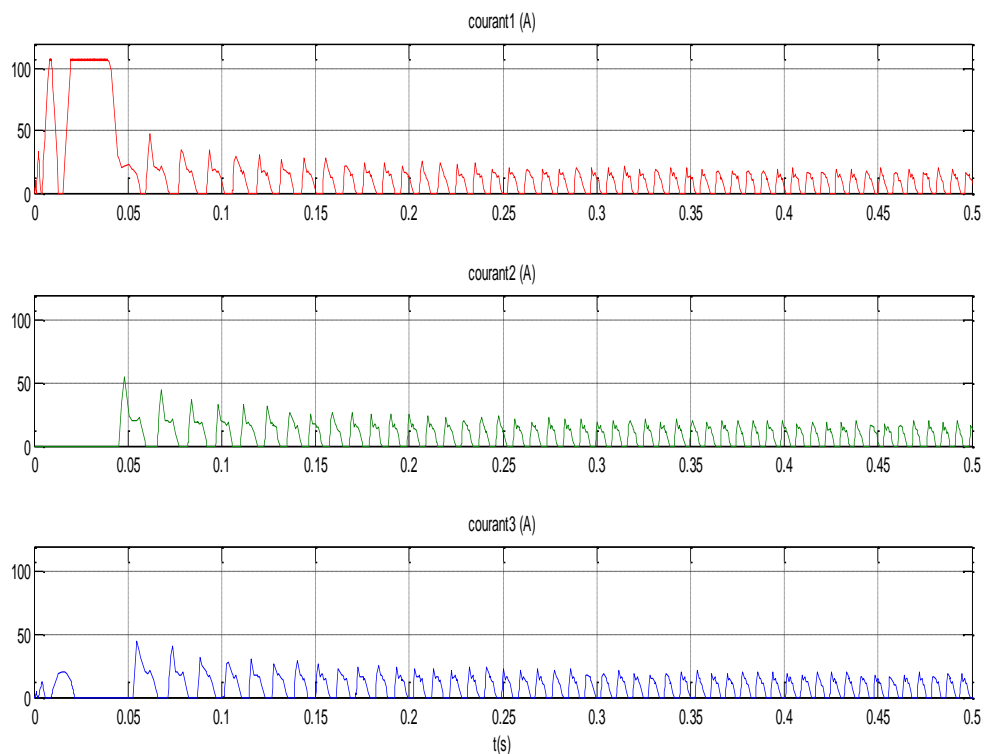


**Figure II. 18 :** Évolution de la vitesse de rotation à vide « avec capteur »



**Figure II. 19:** Évolution du couple électromagnétique à vide « avec capteur »





**Figure II. 20 :** Évolutions des courants dans les phases à vide

On remarque que la vitesse en régime permanent est relativement élevée (1080 tr/mn), et elle est atteinte en un temps relativement faible de 1.1s. Ce qui confirme les caractéristiques de la SRM : possibilités de fonctionnement à très grandes vitesses et une bonne dynamique.

Concernant l'évolution du couple, on constate que le couple présente un pic au début qui correspond au couple nécessaire pour démarrer la machine. Ce couple diminue par la suite et devient très faible, ce qui correspond au fonctionnement à vide.

## **II.5 Conclusion**

Dans ce chapitre, une modélisation non linéaire de la SRM en régime permanent et en régime dynamique est présentée. La commande avec capteur de position a été considérée.

Les résultats de simulation nous ont permis d'analyser les performances de la SRM à faibles et grandes vitesses de fonctionnement en régime permanent et dynamique.

Malgré les hypothèses posées pour simplifier le modèle, la modélisation de la SRM tenant compte de la saturation, en utilisant les caractéristiques électromagnétique, n'est pas simple à cause des différentes non linéarités introduites par la saturation et la double denture. Ce qui a conduit à des temps de calcul relativement important surtout pour la simulation du régime dynamique.

### III.1 Introduction

Les systèmes d'entraînement à vitesse variable requièrent que la machine réponde avec souplesse à la variation du couple résistant. Cela n'est possible qu'avec une boucle de régulation de la vitesse. A cause du caractère non linéaire du fonctionnement de la SRM, la commande de cette machine par une méthode conventionnelle ne peut être efficace qu'autour d'un point de fonctionnement [13]. Aussi, vu que la SRM est dédiée aux applications dures (dans les environnements durs), leur régulation de vitesse doit être insensible aux variations paramétriques. La commande par mode de glissement apparaît très adéquate car elle nous permet d'adapter aisément la commande au modèle non linéaire de la machine.

Dans ce chapitre, on présente deux modèles de régulations de vitesse en régime saturé et sans capteur de position. Le premier utilise un régulateur de type PI. Et le deuxième utilise un régulateur en mode glissant. Les résultats de simulation des deux régulateurs sont présentés et comparés.

### III.2 Régulation de la vitesse en utilisant un régulateur en mode glissant

La commande par mode glissant est une logique de commande qui tient compte du comportement non linéaire du système. Son principe est de forcer les états de système, « à travers une commande discontinue », à glisser le long d'une surface dans le système d'état.

#### III.2.1 Conception de la commande par mode glissant

La conception de la commande par mode glissant se fait en suivant les étapes suivantes : Choix de la surface de glissement, établissement des conditions d'existence et de convergence et détermination de la commande [13,14] .

#### **Choix de la surface de glissement et établissement des conditions d'existence et de convergence**

J.SLOTINE a proposé une équation générale pour déterminer les surfaces de glissement toute en assurant la convergence des variables d'états vers les valeurs de consignes voulues. Cette équation est de la forme suivante [14] :

$$S(x) = \left(\frac{\delta}{\delta x} + \lambda_x\right)^r e(x) \quad (\text{III.1})$$

Pour  $r=1$  :  $S(x) = e(x)$ .

$S(x) = 0$  est une équation différentielle dont l'objectif est assurer que la trajectoire de l'écart reste sur la surface de glissement.

Après le choix des surfaces de glissement il faut établir les conditions d'existence et de convergences des surfaces choisies.

En utilisant l'équation de LYAPUNOV, nous pouvons établir la condition de convergence. Il s'agit de choisir une commande qui fera décroître une fonction scalaire positive (fonction de LYAPUNOV dans ce cas).

En définissant la fonction de LYAPONOV [13,14] :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.2})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x).S(x) \quad (\text{III.3})$$

La condition de décroissance de cette fonction est :  $\dot{S}(x).S(x) < 0$ .

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

### **Détermination de la loi de commande**

Les entrées de commande de système sont définies d'après les deux conditions citées dans le paragraphe précédent :

La première est appelée la commande équivalente «  $U_q$  », elle est calculée en reconnaissant que le comportement dynamique durant le glissement est décrit par :  $S(x)=0$ .

Et la deuxième est appelée la commande discrète «  $U_n$  », elle est déterminée pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition de convergence  $\dot{S}(x).S(x) < 0$  [13,14].

### III.2.2 Application pour la SRM

La démonstration des conditions de convergence et de l'existence de la surface choisie est développée dans [13] [14].

Le calcul de la loi de commande est fait comme suit :

L'application de la commande par mode glissement pour la SRM se fait à partir des équations électromécaniques de la machine :

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J} (C_{em_{total}}(\theta, I) - f_r \cdot \Omega - C_r) \quad (III.4)$$

Pour une surface S ainsi choisie (r=1) :

$$S = e = \Omega - \Omega_{ref} \quad (III.5)$$

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

On remplace  $\Omega$  par  $e + \Omega_{ref}$  :

$$\dot{S} = \dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref} = \frac{1}{J} [(C_{em}(\theta, I)) - f_r \cdot e - f_r \cdot \Omega_{ref} - C_r] - \dot{\Omega}_{ref} \quad (III.6)$$

Pour que la variable à contrôler converge vers la surface de glissement choisie, il faut satisfaire la condition de glissement  $S = 0 \Leftrightarrow \dot{S} = 0$ , c.à.d. minimiser la fonction S.

L'équation  $\dot{S} = 0$  nous donne le couple électromagnétique de référence qui permet d'assurer la convergence de la vitesse vers la vitesse de référence.

$$(C_{em_{ref}})_q = C_r + f_r \cdot \Omega_{ref} + J \cdot \dot{\Omega}_{ref} + f_r \cdot e \quad (III.7)$$

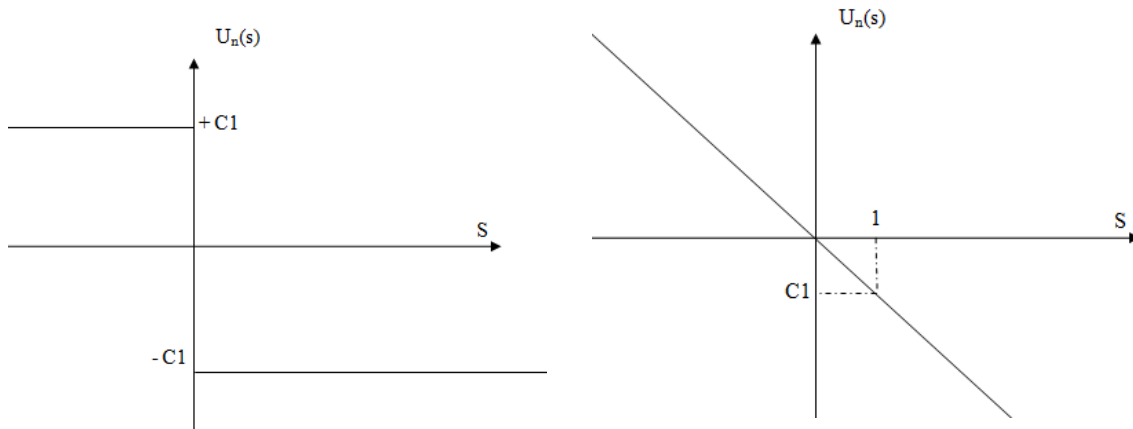
Pour que la vitesse de la machine glisse sur la vitesse de référence, on ajoute au couple de référence un terme qui augmente et diminue le couple selon le signe de l'erreur «e». Ce terme est noté :  $(C_{em_{ref}})_n$ .

La commutation autour de la valeur de référence peut se faire avec une valeur constante, C'est la commande en relais:

$$(C_{em_{ref}})_n = -C_1 \cdot \text{Signe}(e) \quad (III.8)$$

La commutation peut aussi se faire avec une valeur qui dépend de l'erreur. C'est l'un de types de la commande adoucie :

$$(Cem_{réf})_n = -C_1 \cdot e \quad (III.9)$$



**Figure III.1 :** Commande en relais (à gauche) et commande adoucie (à droite)

$C_1$  est une constante à choisir, le choix de la constante  $C_1$  est très influant, car si la constante  $K$  est très petite le temps de réponse est trop long et si elle est trop grande, des oscillation appelées « Chattering » apparaissent.

Le couple de référence totale est :

$$Cem_{réf} = (Cem_{réf})_q + (Cem_{réf})_n \quad (III.10)$$

L'obtention du courant de référence se fait à partir des tables de  $I(Cem, \theta)$ . Ces tables sont les mêmes qu'on a utilisé pour le régulateur PI. L'information sur la position est fournie par l'estimateur de position.

Le schéma synoptique général de la commande est représenté sur la figure suivante :

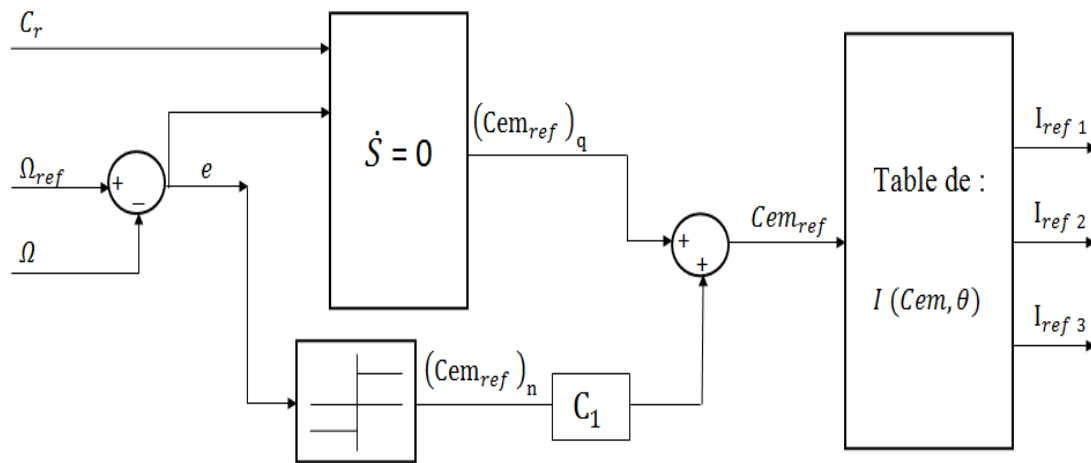


Figure III.2 : Schéma synoptique du régulateur par mode de glissement

### III.3 Résultats de simulation de la commande adoucie

Un test de fonctionnement en charge est effectué pour tester la commande adoucie où le couple de référence de commutation a la forme :

$$(Cem_{réf})_n = - C_1 \cdot e \text{ avec } C_1 = 1.2, \text{ a donné les résultats suivants :}$$

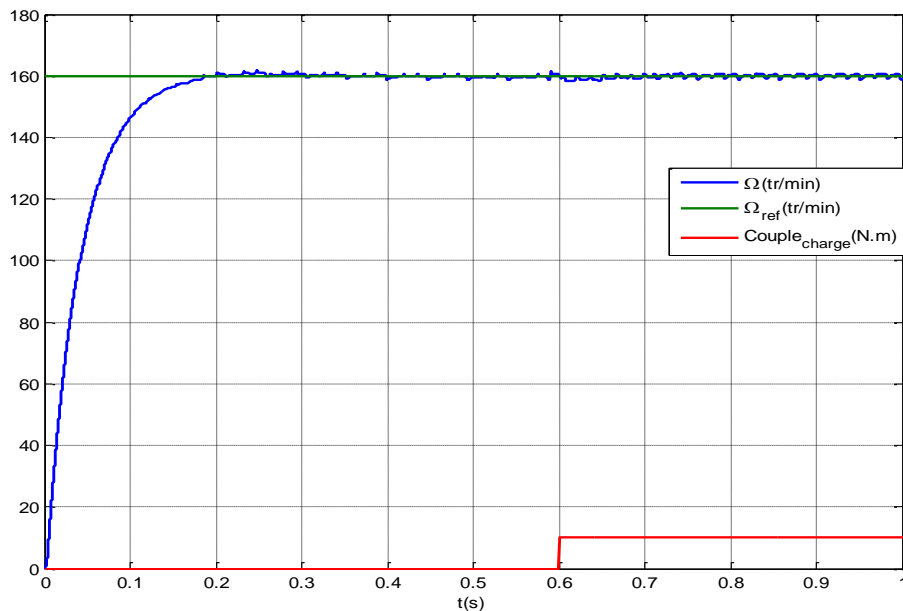
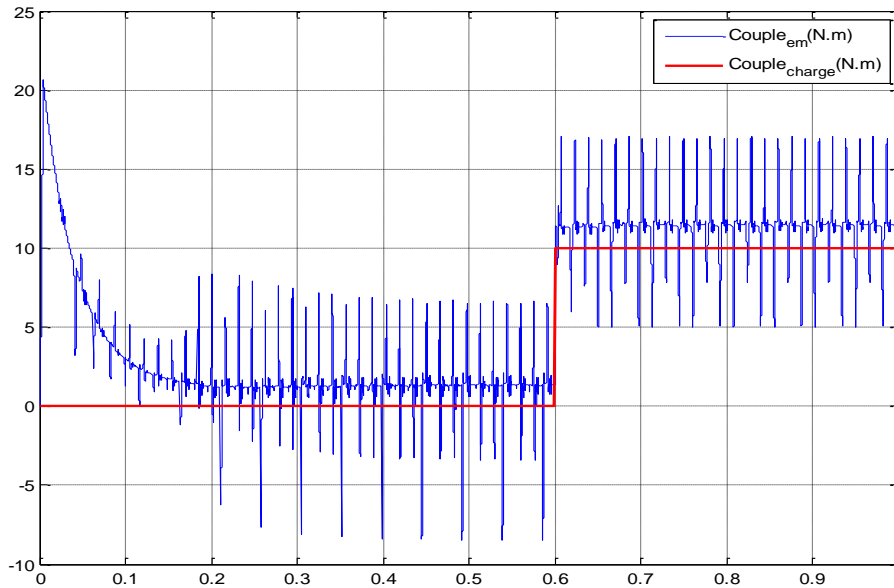


Figure III.3 : Évolution de la vitesse de rotation « commande mode de glissement adoucie »



**Figure III.4 :** Évolution du couple électromagnétique total produit « commande mode de glissement adoucie »

On constate que la commande adoucie améliore la réponse en vitesse par rapport à la commande ordinaire. En effet la commande adoucie réduit le temps de démarrage de la machine. Cette commande réduit aussi le phénomène de « Chattering » d'une façon considérable. A cet effet, cette commande est choisie pour des testes de robustesses.

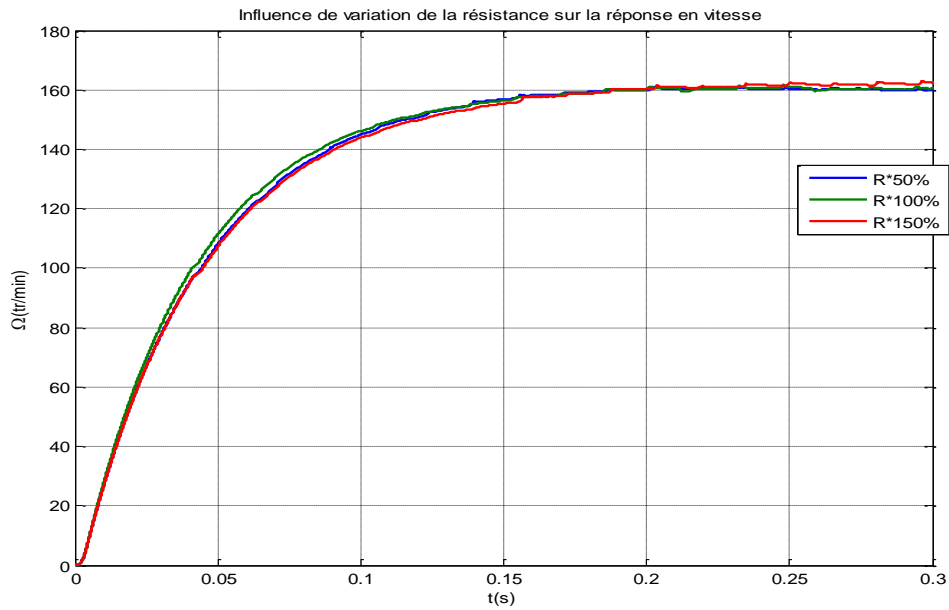
### III.3.1 Testes de robustesse

La non linéarité d'un système est simplement défini par la variance de ses paramètres suivant le régime de fonctionnement ou le temps. Pour tester la robustesse du régulateur par rapport à cette non linéarité, On a testé sa sensibilité au changement de la résistance de la phase et de la constante d'inertie :

#### Influence de R

On présente sur la figure III. Les réponses en vitesse pour différentes valeurs de la résistance ( $R/2$ ,  $R$  et  $1.5 \cdot R$ ).

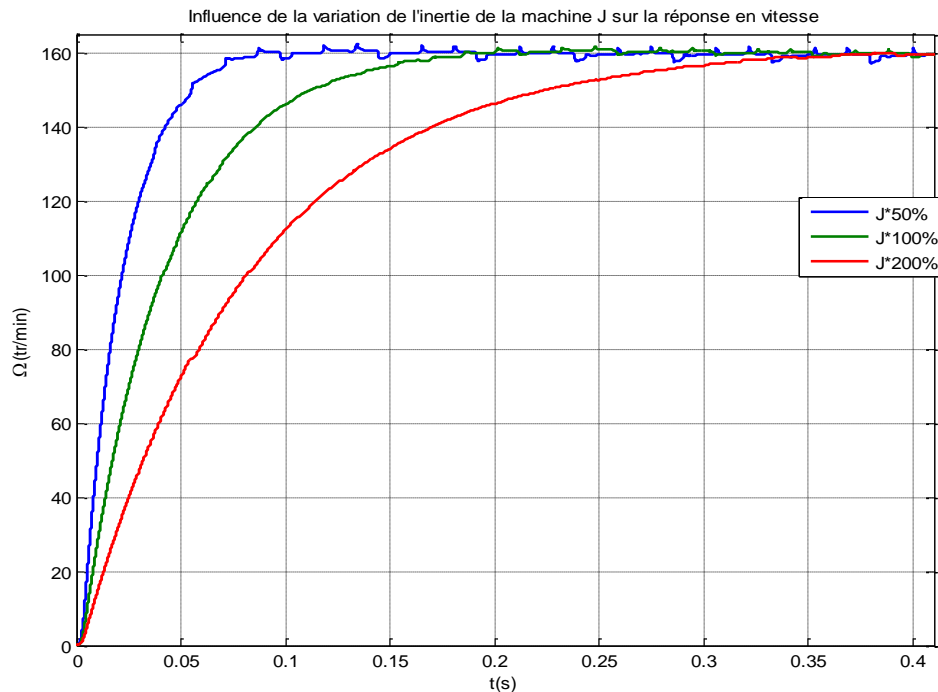




**Figure III.5 :** Réponses en vitesse pour différentes valeurs de R. « commande mode de glissement »

### Influence de J

Les résultats de simulations pour différentes valeurs de J sont présentés sur la figure suivante :



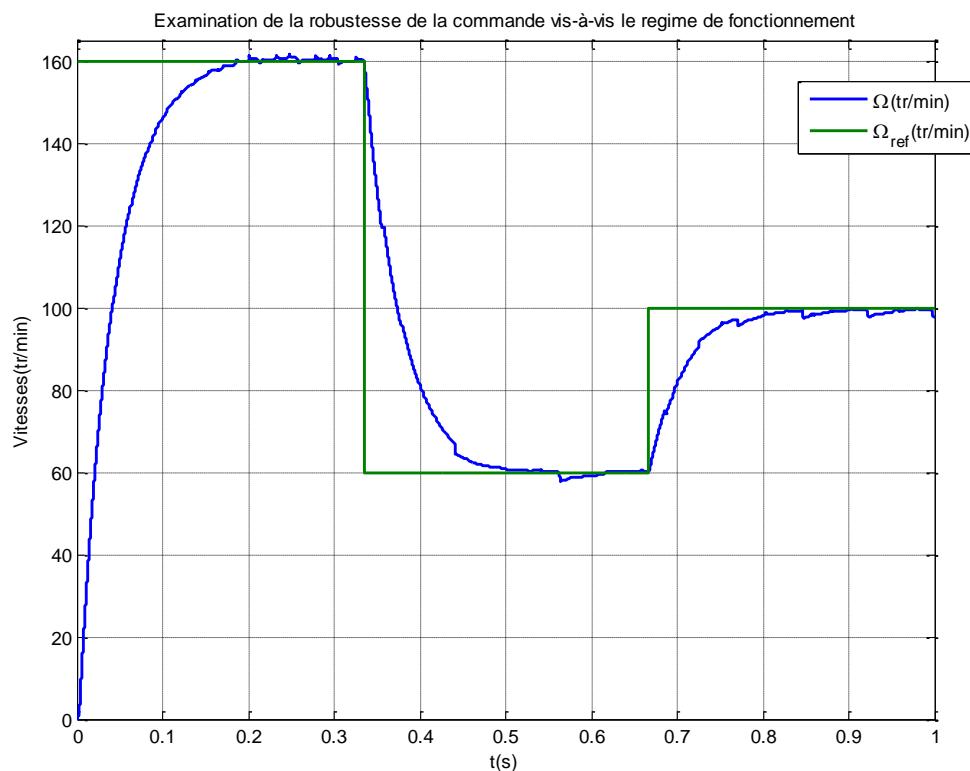
**Figure III.6 :** Réponses en vitesse pour différentes valeurs de J « commande mode de glissement »

On constate que la valeur de la résistance n'a presque aucune influence sur la réponse de vitesse. Le changement de l'inertie n'affecte en rien la stabilité de la machine seulement la rapidité de convergence. Cela confirme le pouvoir du régulateur par mode glissant de tenir compte des différentes non linéarités.

### Essai de freinage/accélération

Parmi les essais de robustesse effectués, l'essai de freiner la machine en imposant une vitesse de référence inférieure à la vitesse de rotation de la machine. Il ya aussi l'accélération de la machine en imposant une vitesse de référence supérieure à la vitesse de rotation.

Le résultat de la simulation est présenté sur la figure suivante :



**Figure III.7 :** Réponse en vitesse pour l'essai de freinage/accélération « commande mode de glissement adoucie »

On constate que la vitesse de la machine atteint la vitesse de référence en un temps très réduit. Et cela en démarrage, en freinage et en accélération.

Ces résultats de testes de robustesse montrent que l'approche de la commande par mode glissant a été bien modélisé. En effet, les résultats obtenus concordent avec les résultats présentés dans [14, 15,16].

### **III.4 Conclusion**

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. En effet, la technique de commande adoptée répond correctement aux exigences de la commande en vitesse.

## Conclusion générale

La SRM est une machine très robuste et à simple construction. Son alimentation est à courants unidirectionnels qui peuvent être générés par des convertisseurs dont le nombre de composants est réduit. Elles présentent des performances de vitesse très intéressantes et une possibilité de fonctionnement dans des conditions dures. Les nouvelles techniques de commandes ont permis une meilleure exploitation de cette machine en limitant la nature pulsatoire du couple développé.

A faibles vitesses de fonctionnement, une alimentation régulée en courant est requise. Pour les grandes vitesses de fonctionnement, l'alimentation devient en pleine ondes de tension. La structure du convertisseur à demi-pont asymétrique est la plus adaptée pour alimenter la SRM dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

La SRM fonctionne mieux en régime saturé qu'en régime linéaire. En effet, contrairement aux autres types de machine, la saturation magnétique améliore l'efficacité de la conversion d'énergie électromagnétique.

La SRM nécessite un dispositif de pilotage pour produire un couple de valeur moyenne non nulle. La connaissance précise de la position du rotor à chaque instant est essentiel pour commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs, d'où l'utilisation de capteur de position.

L'analyse des résultats de simulation obtenus au chapitre II a montré la validité des modèles élaborés : modèle de l'alimentation en pleine onde, modèle d'alimentation avec régulation de courant, et les modèles avec capteur de position en régime permanent et dynamique. Ceci en comparant qualitativement les résultats de simulation avec ceux donnés par d'autres auteurs.

Le régulateur par mode de glissement permet une régulation satisfaisante de la vitesse. En effet, ce type de régulateur a montré sa robustesse vis-à-vis de tous types de perturbation.

## Annexe 1

### Les caractéristiques du moteur simulé

Nom des paramètres	Données
Puissance nominale	4.5 kW
Vitesse de base	140 tr/min
Courant nominal	107 A
Tension d'alimentation	42 V
Lmin (mH)	0.3765
Lmax (mH)	7.12
Diamètre du rotor (cm)	23.116
Diamètre externe du stator (cm)	33.23
Longueur de la machine (cm)	17.337
Entrefer (cm)	0.05
Profondeur de l'encoche du rotor (cm)	4.182
Profondeur de l'encoche du stator (cm)	2.7835
Angle d'ouverture de la dent du stator (°)	15
Nombre de spires par bobine	23
Angle d'ouverture de la dent du rotor (°)	16
Angle d'ouverture de la dent du stator (°)	15
Nombre de spires par bobine	23
Résistance d'une phase (Ohm)	0.024
Moment d'inertie J : (kg.m <sup>2</sup> )	0.05
Coefficient de frottement (N.m/ (rd /s))	0.0764
Nombre de phases	3

## Références Bibliographiques

---

- [1] : **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.
- [2] : **L.BEN AMOR**, « Commande non linéaire d'un moteur à réluctance variable », Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montreal, 1996.
- [3] : **G.SEGUIER, F.NOTELET**, « Électrotechnique industrielle », 3ème édition.
- [4]: **A.BECHAR, L.REZKI**, « Modélisation et commande d'un moteur à réluctance variable à double saillance avec et sans capteur de position », PFE, ENP, Alger, 2012.
- [5]: **A.EMADI**, « Energy-efficient electric motors », Ed3, ch.9: switched reluctance motor drives, Illinois Institute of technology, Chicago, 2005.
- [6]: **S.DEJEBARRI, O.DAHMANI**, « Analyse des performances et commande d'une SRM utilisée en Alterno-démarrreur pour véhicules », PFE, ENP, Alger, 2009.
- [7] : **F.SARGOS, A.MAILFERT**, « machines à réluctance variable (MRV)- Principes des MRV. Machines à commutation », technique de l'ingénieur, D3680.
- [8] : **C.MOUCHOUX** , « étude et réalisation de l'alimentation électronique d'un moteur à réluctance variable pour véhicule électrique- expérimentation du moteur », PFE , Conservatoire National des arts et métiers de Paris, Octobre 1994.
- [9] : **E.HOANG**, « Étude, modélisation et mesure des pertes magnétique dans les moteur à reluctance variable à double saillance », Thèse de doctorat, école normale supérieur de chachan, 1995.
- [10] : **A.BEN ACHOUR L.MAKHLOUFI**, « Modélisation et commande de la SRG en régime saturé », PFE, ENP, Alger, 2012.
- [11]: **G.GALLEGOS-LÓPEZ**, « Electronic Control of Switched Reluctance Machines», ch.7: Sensorless control ».
- [12]: **P.VAS**, « Sensorless Vector and Direct Torque Control », OXFORD UNIVERSITY PRESS, 1998.
- [13]: **Y.NESSAB, M.TAKARLI**, « Modélisation et commande par mode glissement d'une MRV utilisée en alterno-démarrreur pour véhicule », PFE ENP d'Alger 2011.

## *Références Bibliographiques*

---

[14]: **Atsuhiko Sakurai**, « Sliding Mode Control of Switched Reluctance Motors», Thèse de Master, Université de Toronto, 2001.

[15]: **M.A.A.Morsy, M.Said.A.Moteleb, H.T.Dorrah**, « Design and Implementation of Fuzzy Sliding Mode Controller for Switched Reluctance Motor», IMECS, Hong Kong, 2008.

[16]: **A.TAHOUR, H.ABID, A.G.AISSAOUI**, « Speed Control of Switched Reluctance Motor Using Fuzzy Sliding Mode», PFE ENP d'Alger 2011.