

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de La Recherche Scientifique
École Nationale Polytechnique



Département d'Électrotechnique

Projet de Fin d'Études

En vue de l'obtention du Diplôme

D'Ingénieur d'État en Électrotechnique

Présenté par :

MESSINI El Mouatez Billah & MIRAR Zakaria

Thème

**Modélisation et commande avec et sans capteur de
la SRM en régime saturé**

Soutenu le 26 Juin 2013 devant le jury composé de :

Président : **Pr. R. IBTIOUEN**

Examineur : **Dr. T. ZEBADJI**

Promoteurs : **Dr. H. SAHRAOUI**

Pr. M.O. MAHMOUDI

Juin 2013

École Nationale Polytechnique 10, Avenue Hassen Badi PB 182 El Harrach 16200, Alger
Algérie

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 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.

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 en exprimant ma gratitude et amour à mes chers adorables parents pour leurs soutient moral et, matériel.

Que dieu les protège et leurs donne une longue vie, et un parfait état de santé.

*A ma chère sœur ASMA et mon frère
MEROUANE*

A mes chers frères et sœurs.

A toute ma famille.

A mon très cher binôme ZAKI.

A tous mes amis.

A toute la promotion POLYTE'CH 2013.

*A tous ceux qui ont participé de près ou
de loin pour l'élaboration de ce
travail.*

El Mouatez b.

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 et sans capteur de position d'une SRM 12/8 en régime saturé en utilisant l'environnement MATLAB/SIMULINK. L'estimation de la position est ainsi réalisée en utilisant la méthode d'estimation de flux. 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. Par ailleurs, une programmation sur microcontrôleur TMS320F28335 est initiée, et des programmes de commande ont été élaborés afin de tester le fonctionnement d'un banc d'essai expérimental comprenant une SRM 12/8 triphasé. Les essais effectués ont confirmés le bon fonctionnement du banc d'essai, et les résultats des essais sont satisfaisants.

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

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. The "sensor less control" is performed using "flux estimation" method. In addition, speed control is considered and sliding mode is applied. The results confirm the effectiveness of the sliding mode control in comparison with conventional PI control. In other side, programming on TMS320F28335 controller is initiated, and programs of SRM control are implemented and tested. The experimental results have shown that the SRM was able to run satisfactory for the considered conditions.

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

ملخص:

يهدف عملنا هذا إلى النمذجة التحكم مع وبدون استشعار موقف لمحرك ذو مقاومة مغناطيسية متغيرة ثنائي الدرج SRM 12/8 أخذين في الاعتبار ظاهرة التشبع المغناطيسي وذلك في بيئة المحاكاة MATLAB/SIMULINK , مع إجراء نموذج لتقدير الموقف بطريقة تقدير التدفق.

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.

من جهة أخرى, قمنا بعمليات تجريبية قمنا خلالها بتطوير برامج باستخدام بطاقة تحكم رقمي من نوع TMS320F28335 لشركة TEXAS INSTRUMENT و ذلك لاختبار النتائج التطبيقية على طاولة تجارب تحتوي على محرك SRM 12/8 , حيث أعطت هذه العمليات نتائج مرضية مؤكدة بذلك صحة التجارب المجرأة.

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

Table des matières

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

Chapitre I : Alimentation et commande de la SRM

I.1 Introduction.....	3
I.2 Principe de fonctionnement et de production de couple de la SRM.....	4
I.3 Alimentation et Commande de la SRM.....	6
I.3.1 Types de convertisseurs utilisés.....	6
I.3.1.1 Convertisseur à 1 seul interrupteur.....	6
I.3.1.2 Convertisseur à dissipation passive (résistive) « R – Dump ».....	7
I.3.1.3 Convertisseur de Miller (Topologie n+1).....	7
I.3.1.4 Convertisseur à deux interrupteurs par phase.....	8
I.3.2 Stratégies d'alimentation.....	9
I.3.2.1 Alimentation en courant.....	10
I.3.2.2 Alimentation en tension (en pleine onde).....	13
I.4 Les SRMs et la saturation magnétique.....	14
I.5 Commande sans capteur de la SRM.....	15
I.5.1 Méthodes basées sur la connaissance de l'inductance dynamique instantanée.....	16
I.5.2 Méthode de montée et descente du courant.....	16
I.5.3 Méthode d'estimation du flux (méthode d'acquisition du courant).....	17
I.5.4 Méthodes basées sur les nouvelles théories de commande.....	18
I.6 Conclusion.....	19

Chapitre II : Modélisation et simulation de la SRM en régime saturé avec et sans capteur

II.1 Introduction.....	20
II.2 Modélisation de la commande de la SRM en régime saturé.....	20
II.2.1 Équations de la machine en régime Saturé.....	21

II.2.2 Calcul du courant électrique et du couple électromagnétique (modèle d'une phase).	21
II.2.3 Modélisation de capteur de position	24
II.3 Simulation en régime permanent avec capteur de position	24
II.3.1 Simulation du fonctionnement à grandes vitesses	24
II.3.2 Simulation du fonctionnement à faibles vitesses	29
II.3.2.1 Simulation pour une alimentation MLI à porteuse triangulaire	30
II.3.2.2 Régulation par hystérésis.....	31
II.4 Modèle dynamique avec capteur de position (Démarrage à vide)	33
II.5 Modèle dynamique sans capteur de position	36
Conclusion.....	41

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

III.1 Introduction	42
III.2 Régulation de la vitesse en utilisant un régulateur PI	42
III.3 Régulation de la vitesse en utilisant un régulateur en mode glissant	45
III.3.1 Conception de la commande par mode glissant	45
III.3.2 Application pour la SRM.....	47
III.3.4 Résultats de simulation	49
Simulation de fonctionnement en charge de la machine.....	49
III.3.5 Influence de la commande adoucie.....	51
III.3.6 Testes de robustesse.....	52
III.4 Conclusion.....	55

Chapitre IV : Etude expérimentale

IV.1 Introduction	56
IV.2 Description du banc d'essai	56
IV.2.1 Codeur incrémental	57
IV.2.2 Architecture du TMS320F28335.....	58
IV.2.2.1 Unité des Entrés / Sorties numériques (Digital I/O unit).....	59

IV.2.2.2 Le module QEP.....	59
IV.2.2.3 Les interruptions	59
IV.2.3 L'interface d'adaptation	60
IV.3 Programmation.....	60
IV. 3.1 Programme de fonctionnement en pas à pas (sans acquisition de la position).....	60
IV.3.2 Programme d'acquisition de la position et de génération des signaux de commande	62
IV.3.2.1 Initialisation du microcontrôleur et configuration des différents modules utilisés	62
IV.3.2.1.1 Configuration des entrées sortie logiques (GPIO).....	62
IV.3.2.1.2 Configuration du module eQEP.....	62
IV.3.2.1.3 Configuration des interruptions	63
IV.3.2.2 Programme principal	63
IV.4 Essais effectués et résultats obtenus.....	66
IV.4.1 Essai en pas à pas	66
IV.4.2 Essai en pas à pas en utilisant un GBF	67
IV.4.3 Essai avec capteur de position bouclé au DSP	69
Conclusion générale.....	73

Liste des symboles

SRM : Switched Reluctance Machine.

MRV : Machines à réluctance variable

N_s : Nombre de dents statorique.

N_r : Nombre de dents rotorique.

V_{DC} : 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_{1,2,3} : Inductance des phases 1,2 et 3.

L_{max} : Inductance maximale d'alignement.

L_{min} : Inductance minimale d'opposition.

Ω : Vitesse de rotation de la machine.

θ_P : Positon périodique de 45°.

θ_{ON}, theta-on : Angle d'alimentation.

θ_{OFF}, theta-off: Angle d'extinction.

w_b: Vitesse de base.

t_{rise} : Temps de montée.

t_{fall} : Temps de descente.

C_{em} : 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.

λ_x : Constante positive.

r : Degré relatif.

$V(x)$:Fonction de LYAPONOV.

DSP: Digital Signal Processor.

GBF : Générateur à basses fréquences.

GPIO: General purpose input output.

eQEP : enhanced Quadrature Encoder Pulse.

f_{codeur} : Fréquence du signal de l'encodeur.

POSCNT : Compteur de position.

SINT : Interruption d'échantillonnage.

POSINT : Interruption de commutation de la phase.

NEWPOS : La valeur actuelle du compteur POSCNT.

DX : La différence NEWPOS – OLDPOS.

OLDPOS : Position de référence.

T : Duré d'excitation d'une phase.

r : résolution du capteur de position incrémental.

f_{encodeur} : Fréquence du signal de l'encodeur.

CHAPITRE I

Figure I.1 : Structure d'une SRM 6 /4	3
Figure I.2 : Rotation d'une SRM	4
Figure I.3 : Fonctionnement de la SRM dans les quatre quadrants	5
Figure I.4 : Schéma d'un convertisseur à un seul interrupteur par phase	6
Figure I.5 : Convertisseur R-Dump	7
Figure I.6 : Convertisseur de Miller.....	7
Figure I.7 : Convertisseur en demi-pont asymétrique.....	8
Figure I.8 : Caractéristique couple - vitesse de la SRM.....	10
Figure I.9 : Hystérésis Soft shopping (à gauche) et Hard shopping (à droite).....	12
Figure I.10 : MLI Soft Shopping (à gauche) et Hard Shopping (à droite).....	13
Figure I.11 : Forme de la tension et du courant pour une alimentation en pleine onde.....	13
Figure. I.12 : Répartition de l'énergie électrique : (a) circuit linéaire (b) circuit saturé (cas pratique) (c) cas idéal avec saturation extrême	14
Figure I.13 : Méthodes d'estimation de la position	15
Figure I.14 : Monté et descente du courant statorique de la SRM.....	16
Figure I.15 : Schéma de principe de la méthode de flux.....	17

CHAPITRE II

Figure II.1 : Schéma électrique équivalent d'une phase de la SRM.....	21
Figure II.2 : Schéma de principe de calcul du couple électromagnétique et du courant électrique	22
Figure II.3-a : Caractéristique magnétique de flux (θ) pour différentes valeurs de courants « utilisées ».....	22
Figure II.3-b : Caractéristique magnétique de flux (I) pour différentes valeurs de position « utilisées ».....	23
Figure II.3-c : Caractéristique de couple électromagnétique $Cem \theta$ pour différentes valeurs de courant « calculées »	23
Figure II.4 : Schéma descriptif du modèle du capteur de position	24

Figure II.5 : Schéma de principe du modèle en régime permanent avec capteur de position	24
Figure II.6 : Positions périodique et absolue générées par le capteur de position.....	25
Figure II.7: Courant et Tension de phase de la SRM	25
Figure II.8 : Courants des trois phases de la SRM	26
Figure II.9 : Les couples électromagnétiques produits par les trois phases de la SRM.	26
Figure II.10-a : courants des phases pour $\theta_{ON} = 4^\circ, \theta_{OFF} = 10^\circ$	27
Figure II.10-b : couple total pour $\theta_{ON} = 4^\circ, \theta_{OFF} = 10^\circ$	27
Figure II. 11-a : courants des phases pour $\theta_{ON} = 4^\circ, \theta_{OFF} = 15^\circ$	28
Figure II. 11-b : couple total pour $\theta_{ON} = 4^\circ, \theta_{OFF} = 15^\circ$	28
Figure II. 12-a : courants des phases pour $\theta_{ON} = 0^\circ, \theta_{OFF} = 11^\circ$	28
Figure II. 12-b : couple total pour $\theta_{ON} = 0^\circ, \theta_{OFF} = 11^\circ$	29
Figure II. 13 : Schéma descriptif du générateur de tension à MLI.....	30
Figure II. 14 : Courant et la tension d'une phase pour une alimentation MLI	30
Figure II. 15 : Courants des phases régulés à 100A à MLI	31
Figure II. 16 : Couple total pour une régulation MLI.....	31
Figure II. 17: Schéma de régulation de type Hystérésis	32
Figure II. 18 : Courant et la tension d'une phase pour une alimentation Hystérésis	32
Figure II. 19 : Courants des phases régulés à 100A par une alimentation à Hystérésis	32
Figure II. 20: Couple total pour une alimentation Hystérésis.....	33
Figure II. 21: Schéma de principe du modèle dynamique avec capteur de position	34
Figure II. 22 : Évolution de la vitesse de rotation à vide « avec capteur ».....	34
Figure II. 23 : Évolution du couple électromagnétique à vide « avec capteur »	35
Figure II. 24 : Évolutions des courants dans les phases à vide.....	35
Figure II. 25: Schéma de principe de l'estimation de la position	36
Figure II. 26 : Comparaison des positions de l'estimateur et du capteur de position.....	37
Figure II. 27 : Schéma de principe du modèle dynamique sans capteur de position.....	37
Figure II. 28 : Évolution de la vitesse de rotation à vide « sans capteur »	38

Figure II. 29 : Position estimée.....	38
Figure II. 30 : Évolution du couple électromagnétique à vide « sans capteur ».....	38
Figure II. 31 : Évolutions des courants des phases à vide « sans capteur ».....	39
Figure II. 32 : Évolution de la vitesse de rotation en charge « sans capteur».....	39
Figure II. 33 : Évolution du couple électromagnétique en charge « sans capteur»	40
Figure II. 34 : Évolutions des courants électriques en charge « sans capteur».....	40

CHAPITRE III

Figure III.1 : Schéma synoptique de la régulation de type PI	43
Figure III.2 : Évolution de la vitesse de rotation « régulation PI »	44
Figure III.3 : Évolution du couple électromagnétique « régulation PI ».....	44
Figure III.4 : Évolution du courant dans les phases « régulation PI ».....	44
Figure III.5 : Commande en relais (à gauche) et commande adoucie (à droite)	48
Figure III.6 : Schéma synoptique du régulateur par mode de glissement	49
Figure III.7 : Évolution de la vitesse de rotation « commande par mode de glissement».....	49
Figure III.8 : Évolution du couple électromagnétique total produit « commande par mode de glissement».....	50
Figure III.9 : Évolution de la vitesse de rotation « commande mode de glissement adoucie »	51
Figure III.10 : Évolution du couple électromagnétique total produit« commande mode de glissement adoucie »	51
Figure III.11 : Réponses en vitesse pour différentes valeurs de R. « commande mode de glissement».....	52
Figure III.12 : Réponses en vitesse pour différentes valeurs de J « commande mode de glissement ».....	53
Figure III.13 : Réponse en vitesse pour l'essai de freinage/accélération « commande mode de glissement adoucie »	54

CHAPITRE IV

Figure IV.1 : Banc d'essai utilisé.....	56
Figure IV.2 : Schéma descriptif du Banc d'essai utilisé.....	57
Figure IV.3 : L'environnement « Code Composer Studio » [18].....	58
Figure IV.4 : Organigramme du programme de fonctionnement en pas à pas.....	61
Figure IV.5 : Organigramme de l'algorithme principal.....	64
Figure IV.6 : Organigramme de la fonction SWITCH.....	65
Figure IV.7 : Signal de commande de la 1 ^{ère} et signal de l'encodeur.....	66
Figure IV.8 : Signal de commande de la 1 ^{ère} et la 3 ^{ème} phase.....	66
Figure IV.9 : Signal de commande et courant de la 1 ^{ère} phase.....	67
Figure IV.10 : Résultat du test d'essai en pas à pas avec GBF.....	68
Figure IV.11 : Signal de sortie du GBF et signal de commande de la 1 ^{ère} phase.....	68
Figure IV.12 : Le signal de commande d'une phase et le signal de l'encodeur.....	70
Figure IV.13 : Signal de commande et courant de la 1 ^{ère} phase.....	70
Figure IV.14 : Courant de la 1 ^{ère} et de la 2 ^{ème} phase.....	70
Figure IV.15 : Tension d'alimentation de la première phase.....	71

Chapitre I

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

Chapitre II

Tableau II. 1 : Caractéristiques du couple pour différentes valeurs de θ_{ON} et θ_{OFF}	29
---	-----------

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 quatre 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. Par ailleurs, nous nous sommes particulièrement intéressés à la commande sans capteur de la SRM en présentant les différentes techniques d'estimations de la position utilisées dans ce cas.

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. L'estimateur de position est ensuite modélisé et testé en régime permanent et dynamique dans un modèle sans capteur

Le troisième chapitre concerne la régulation de vitesse par mode glissant de la SRM. En premier lieu, dans le but de mettre en évidence la nécessité d'aborder une telle commande, la

modélisation et simulation du régulateur PI est présentée. 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.

Dans le dernier chapitre, une étude expérimentale est réalisée sur un banc d'essai comprenant une SRM 12/8 triphasée de plus faible puissance que celle utilisée dans la simulation (voir annexe 2). Une programmation sur le microcontrôleur TMS 320F28335 est initiée et nous a permis d'élaborer deux programmes de commande : un programme pour une commande en pas à pas et un programme pour une commande en tenant compte des signaux du capteur de position associé. L'implémentation de ces programmes nous permet d'obtenir quelques caractéristiques de fonctionnement de la machine et de tester le bon fonctionnement du banc d'essai.

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.

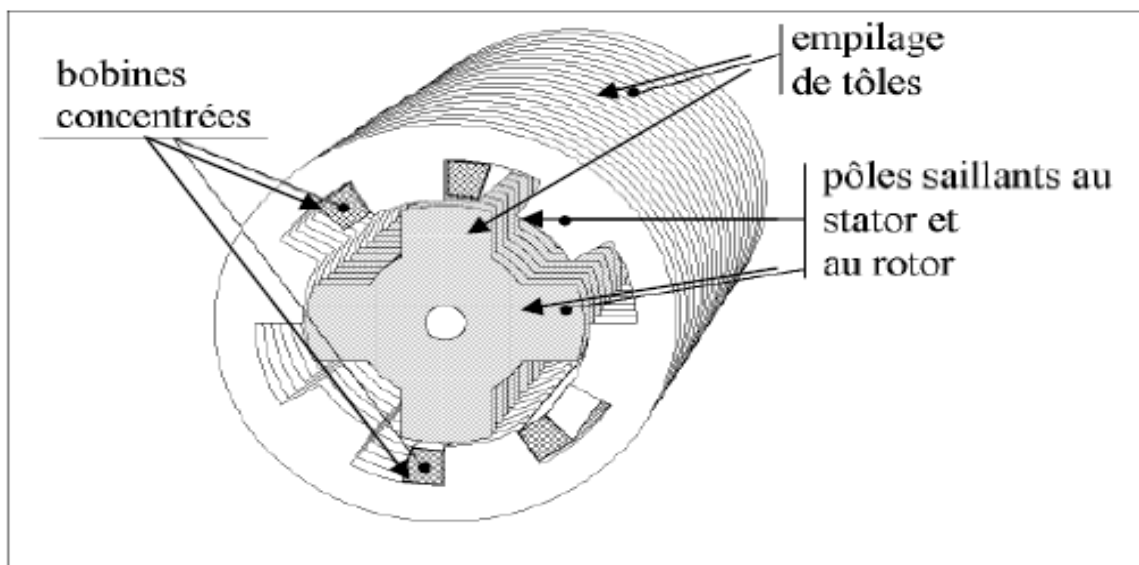


Figure I.1 : Structure d'une SRM 6 /4

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] :

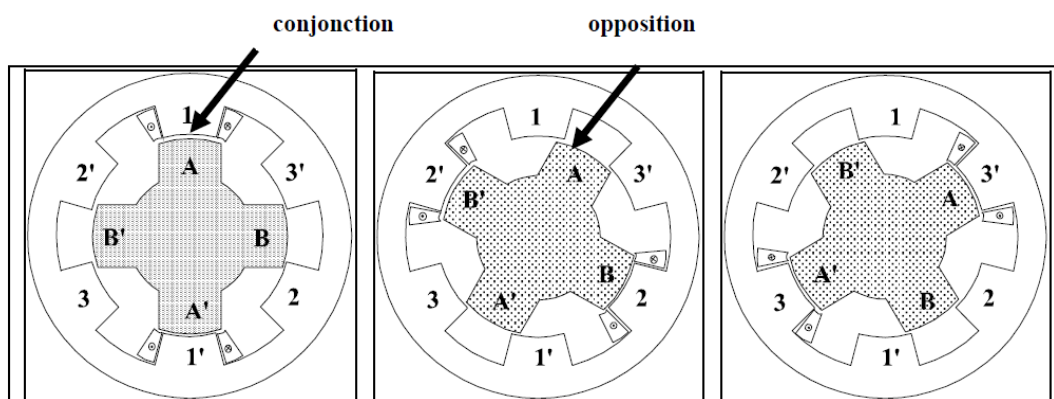


Figure I.2 : Rotation d'une SRM

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] :

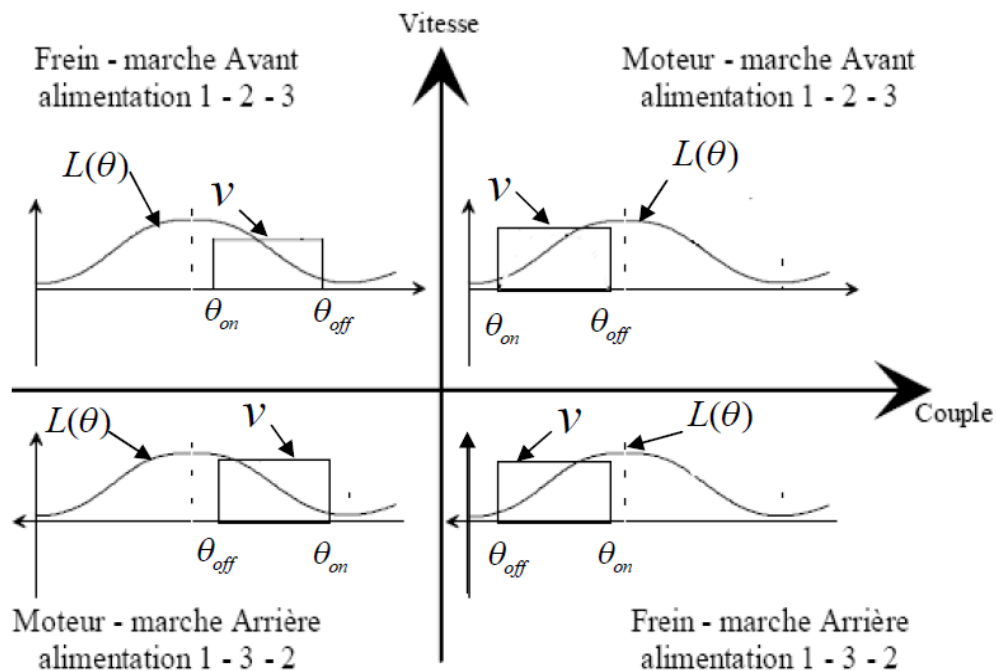


Figure I.3 : Fonctionnement de la SRM dans les quatre quadrants

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].

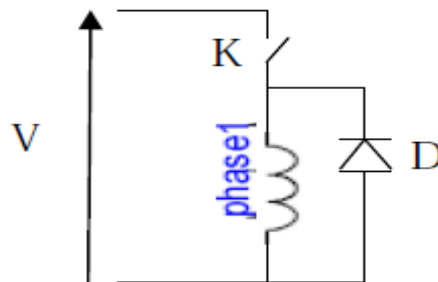


Figure I.4 : Schéma d'un convertisseur à un seul interrupteur par phase

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].

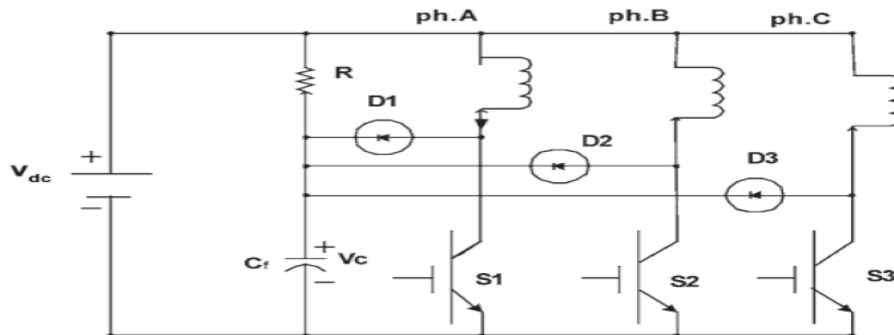


Figure I.5 : Convertisseur R-Dump

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] :

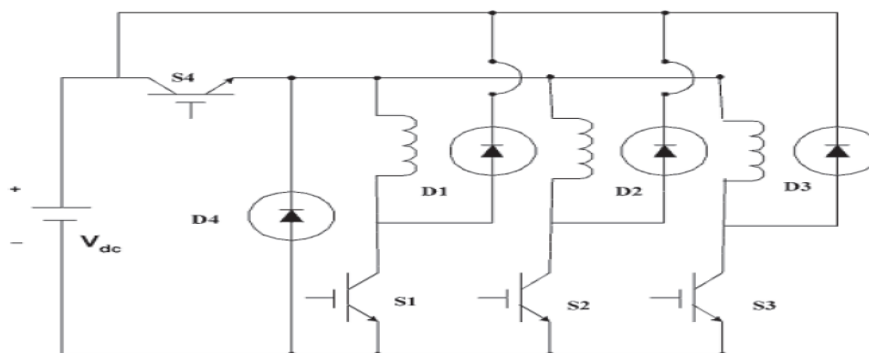


Figure I.6 : Convertisseur de Miller

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 _j fermés D4 et D _j ouvertes	$+V_{DC}$
S4 fermés et S _j Ouvert D4 fermée et D _j ouverte	0
S4 et S _j Ouverts D4 et D _j 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].

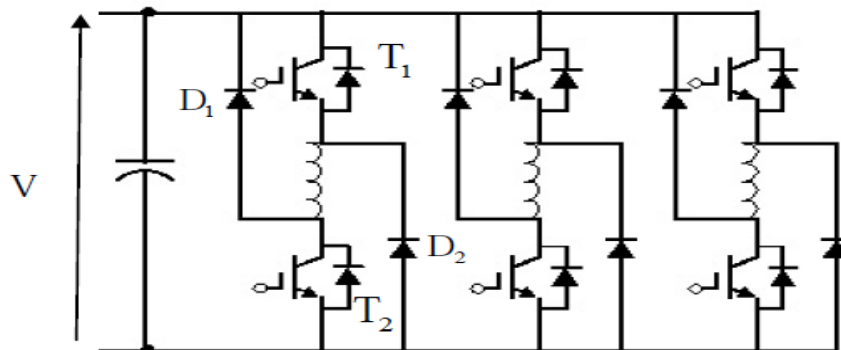


Figure I.7 : Convertisseur en demi-pont asymétrique

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] :

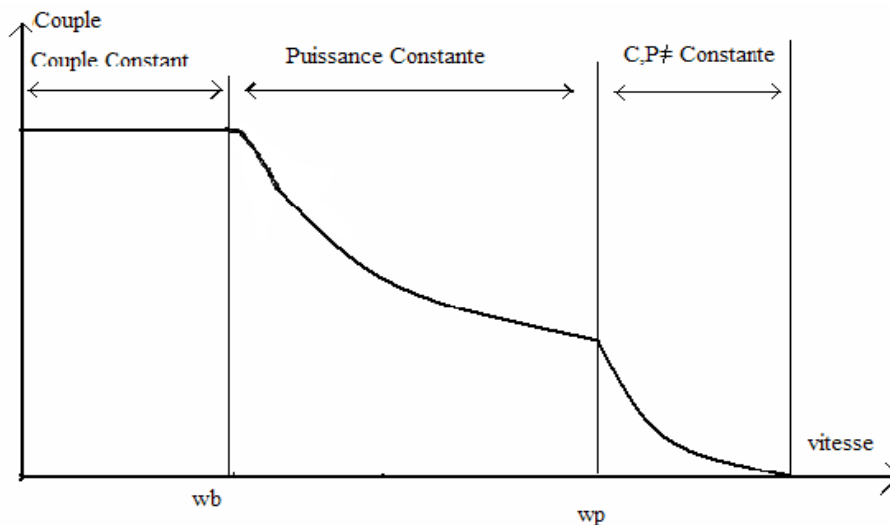


Figure I.8 : Caractéristique couple - vitesse de la SRM

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 Δi 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].

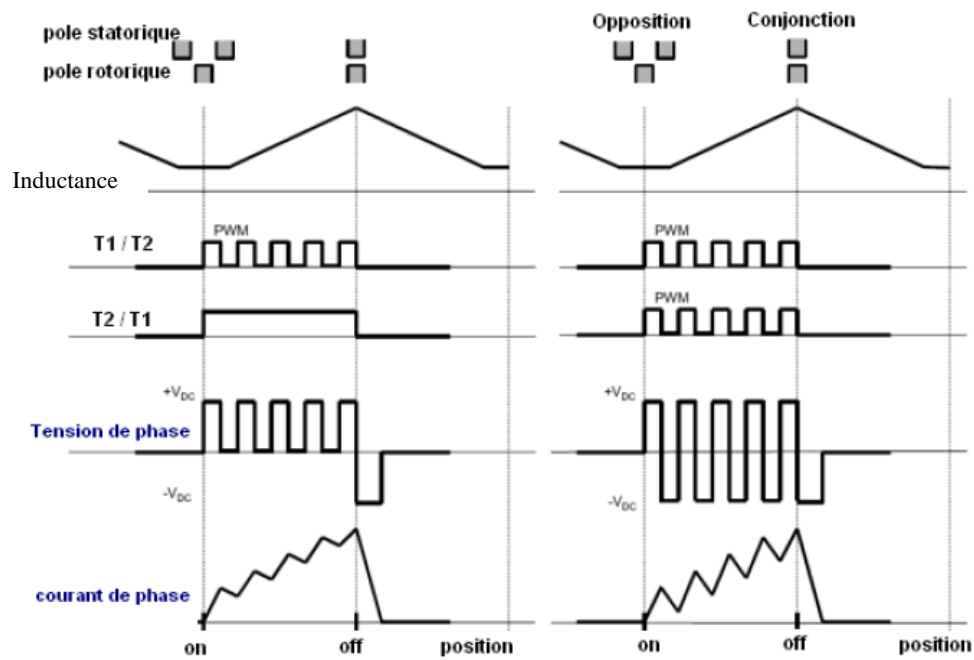


Figure I.9 : Hystérésis Soft chopping (à gauche) et Hard chopping (à droite)

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].

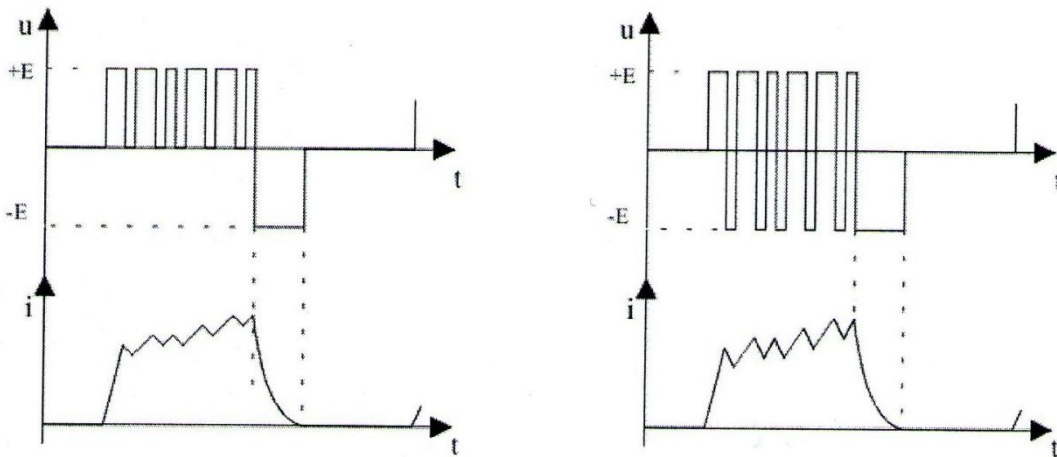


Figure I.10 : MLI Soft Chopping (à gauche) et Hard Chopping (à droite)

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] :

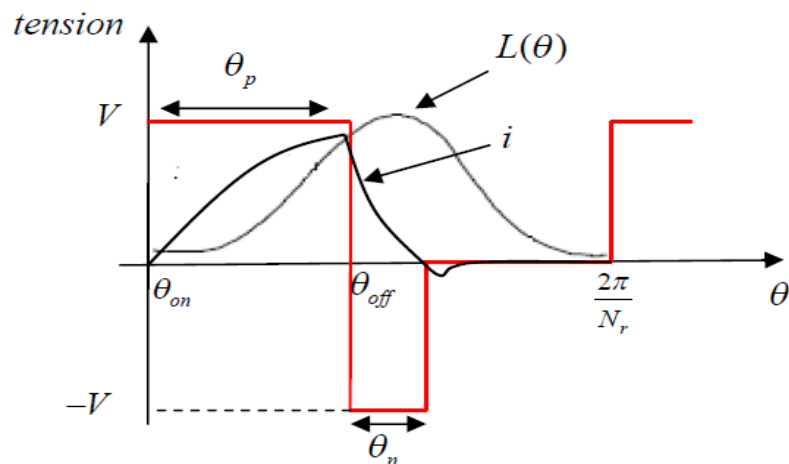


Figure I.11 : Forme de la tension et du courant pour une alimentation en pleine onde

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].

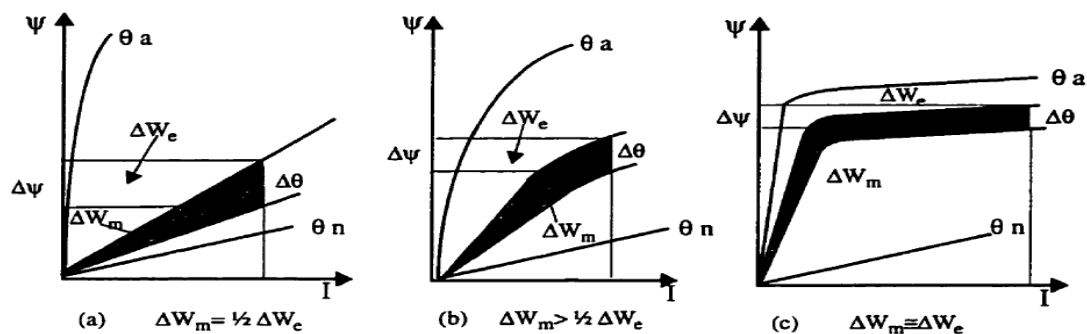


Figure I.12 : Répartition de l'énergie électrique : (a) circuit linéaire (b) circuit saturé (cas pratique) (c) cas idéal avec saturation extrême

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].

I.5 Commande sans capteur de la SRM

La commande d'une SRM nécessite la connaissance précise de la position du rotor. En effet, il a été mis en évidence dans la partie précédente que l'obtention d'un couple maximum exige l'excitation et la désexcitation des phases aux bonnes positions du rotor. La connaissance de la position peut être obtenue par une mesure directe avec un capteur de position. Dans ce cas la commande de la SRM est appelée commande avec capteur.

Néanmoins, la présence du capteur augmente l'encombrement du système de commande et réduit sa fiabilité. Pour parer à ce problème, le capteur de position peut être remplacé par un estimateur : C'est la commande sans capteur [4,12].

Plusieurs techniques d'estimation peuvent être utilisées dans ce cas :

- Les techniques basées sur la connaissance de l'inductance dynamique (instantanée).
- Les techniques basées sur les nouvelles théories de commande.

Le diagramme suivant illustre les différentes méthodes généralement utilisées pour l'estimation de la position [12] :

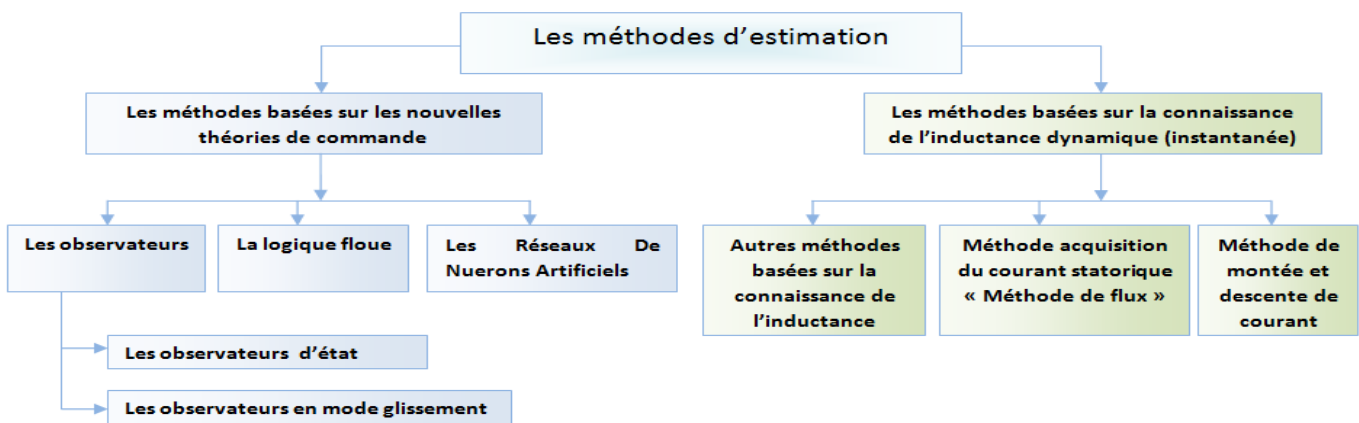


Figure I.13 : Méthodes d'estimation de la position

I.5.1 Méthodes basées sur la connaissance de l'inductance dynamique instantanée

Ce sont des méthodes qui se basent généralement sur la caractéristique magnétique unique de la machine $\psi(\theta, i)$. Cette caractéristique lie le flux au courant et à la position du rotor. Elle peut être déterminée expérimentalement ou par calcul en utilisant la méthode des éléments finis.

L'inductance dynamique est définie par la relation suivante :

$$L_d(\theta, i) = \frac{\psi(\theta, i)}{i}$$

Cette méthode nécessite, alors, la mesure des deux paramètres : l'inductance $L_d(\theta, i)$ et le courant.

I.5.2 Méthode de montée et descente du courant

Parmi les méthodes de mesure de l'inductance dynamique est la méthode de montée et descente du courant statorique. Pendant la période d'alimentation du SRM, le courant oscille autour de sa consigne avec une pente résolue par l'inductance dynamique de la phase. Si on suppose que pendant l'alimentation, la variation du courant est linéaire et la force contre électromotrice est constante, la connaissance de $I, \Delta I$, et t_{rise} (ou t_{fall}) permet de déterminer l'inductance et par la suite la position [11,12].

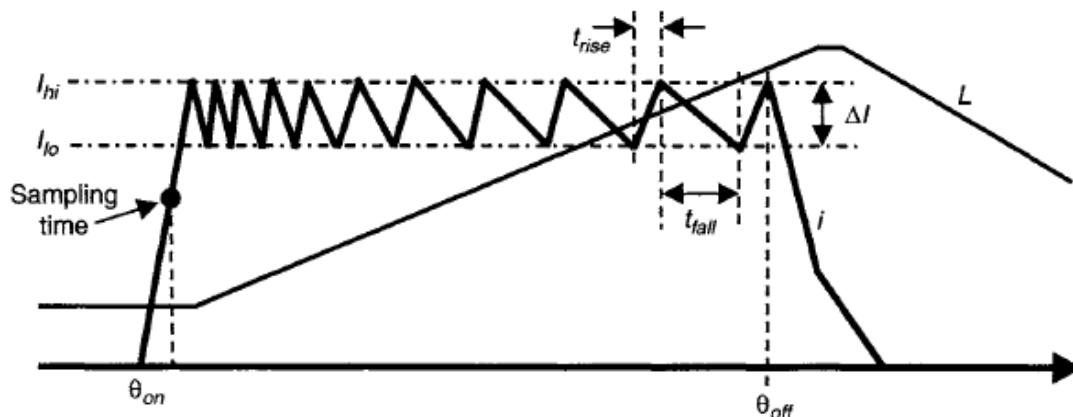


Figure I.14 : Monté et descente du courant statorique de la SRM

Cette méthode est incommodée par le problème de la force contre électromotrice, qui est aussi à déterminer. De plus, l'estimation est discrète avec une résolution qui dépend de la fréquence de hachage de convertisseur. En revanche, cette méthode est compétitive à haute vitesse, où les phases sont alimentées pendant un bref instant, ce qui permet la vérification des hypothèses citées auparavant [11,12].

I.5.3 Méthode d'estimation du flux (méthode d'acquisition du courant)

Dans tous les cas, la commande de la SRM nécessite la connaissance du courant statorique. On peut exploiter cette valeur du courant mesuré pour estimer le flux dans la machine. La position est déterminée par la comparaison du flux estimé au flux donné par la caractéristique magnétique « courbes de magnétisation » (flux, courant, position). L'idée d'utiliser le flux et non pas l'inductance est choisie pour éviter toute erreur causée par la négligence de la mutuelle inductance ou de la force contre électromotrice.

Cette méthode nécessite plusieurs capteurs autres que le capteur de position et qui existent déjà dans la chaîne de mesure. En fait, on doit capter les valeurs de courants et des tensions instantanées des phases afin d'avoir le flux réel. Ce dernier est calculé à partir de la formule suivante : $\psi = \int (V - R \cdot i) dt$. Cette méthode nécessite aussi une mémoire pour sauvegarder la caractéristique magnétique de la machine.

Le principe d'estimation de la position par cette méthode est expliqué dans le schéma suivant [11] :

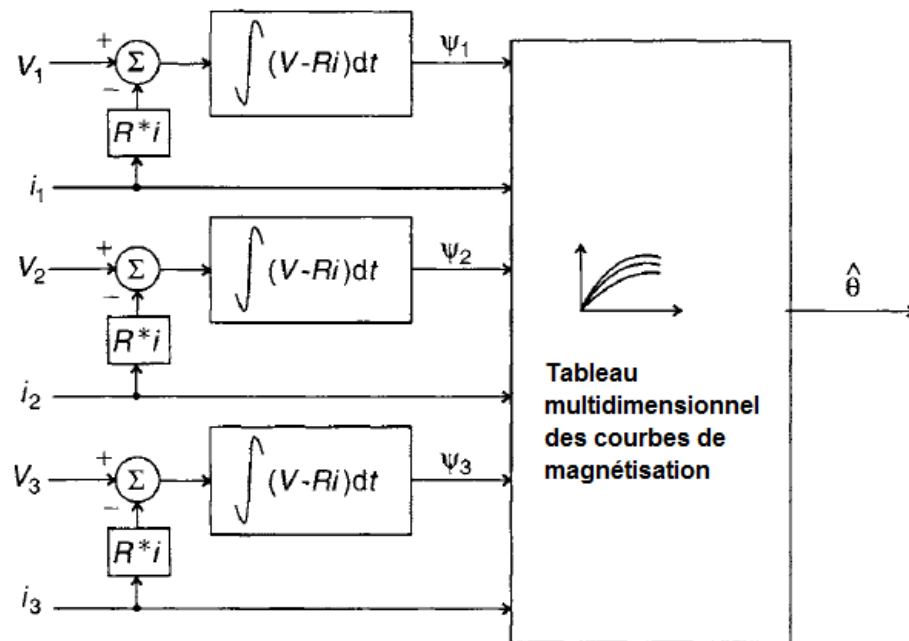


Figure I.15 : Schéma de principe de la méthode de flux

Cette méthode est l'une des techniques les plus utilisées pour l'estimation de la position dans le cas de la commande sans capteur de la SRM. L'avantage de cette technique est qu'elle permet l'estimation de la position à une seule condition qui est l'identification correcte de la résistance de chaque phase. Ce qui permet la facilité de contrôle du moteur ainsi que le fonctionnement sur une large gamme de vitesse.

Un inconvénient de cette méthode est la nécessité d'avoir une mémoire de taille importante pour atteindre une bonne précision d'estimation. Cela conduit à l'augmentation du coût de système de commande. En plus, la sensibilité de la résistance de la phase vis-à-vis la température engendre des erreurs d'estimation de la position ce qui affecte la qualité de la commande [11,12].

I.5.4 Méthodes basées sur les nouvelles théories de commande

Ces méthodes permettent l'implantation des systèmes de commande plus robustes. Ces systèmes de commandes sont destinés à l'estimation des paramètres de la machine (position / inductance, vitesse, courant / flux) ainsi que pour le contrôle du système d'entraînement. Parmi les techniques les plus utilisées [11]:

- Les Réseaux De Neurones Artificiels.
- La logique floue.
- Les observateurs (observateur d'état, observateur en mode glissant).

Il faut noter qu'il existe plusieurs autres méthodes d'estimation de la position (Estimation continues et discrètes). Certaines méthodes utilisent une phase inactive pour la mesure de l'inductance dynamique et la position. Ces méthodes, comme les autres méthodes, basées sur la connaissance de l'inductance offrent une faible précision à cause des perturbations dues à la négligence de l'inductance mutuelle et de la force contre électromotrice.

I.6 Conclusion

La SRM est une machine très simple à construire et très tolérante aux défauts. De plus, vu la nature de son alimentation en courants unidirectionnels, les convertisseurs exigés ne nécessitent qu'un nombre réduit de composants. Elles présentent des performances de vitesse plus intéressantes que celles des autres machines et elles peuvent être utilisées dans des environnements durs. Néanmoins cette machine présente quelques inconvénients tels que les ondulations de couple et le bruit. De plus, cette machine nécessite pour sa commande un capteur de position dont la présence augmente l'encombrement et réduit la fiabilité. La commande sans capteur est en général considérée en remplaçant le capteur de position par un estimateur.

Contrairement à la commande avec capteur de position qui assure une précision relativement élevée avec un coût et un taux d'encombrement élevés, les méthodes classiques d'estimation de la position dépassent ces inconvénients. Toutefois, la sensibilité de ces méthodes vis-à-vis le régime de fonctionnement (contraintes : magnétiques, thermiques et mécaniques) est une importante limitation pour ces méthodes. Ces limitations ont conduit vers l'utilisation des méthodes modernes (citées précédemment) qui offrent des commandes plus fiables et plus robustes.

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] :

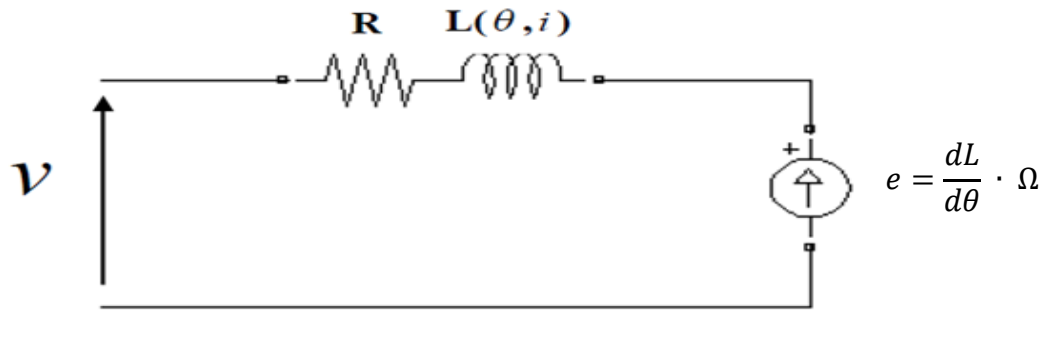


Figure II.1 : Schéma électrique équivalent d'une phase de la SRM

R : Résistance du bobinage de chaque phase, ψ 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 :

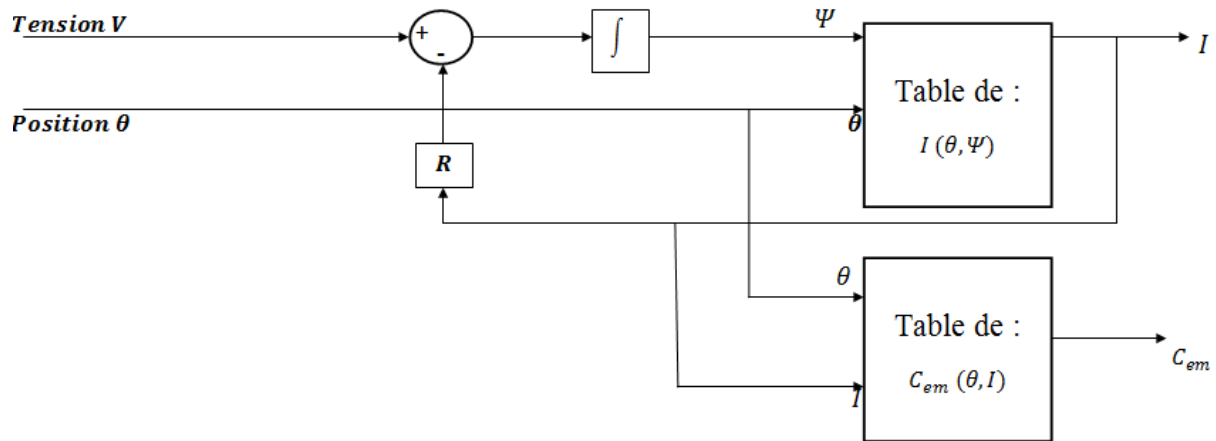


Figure II.2 : Schéma de principe de calcul du couple électromagnétique et du courant électrique

Les caractéristiques magnétiques utilisées sont présentées sur les figures suivantes:

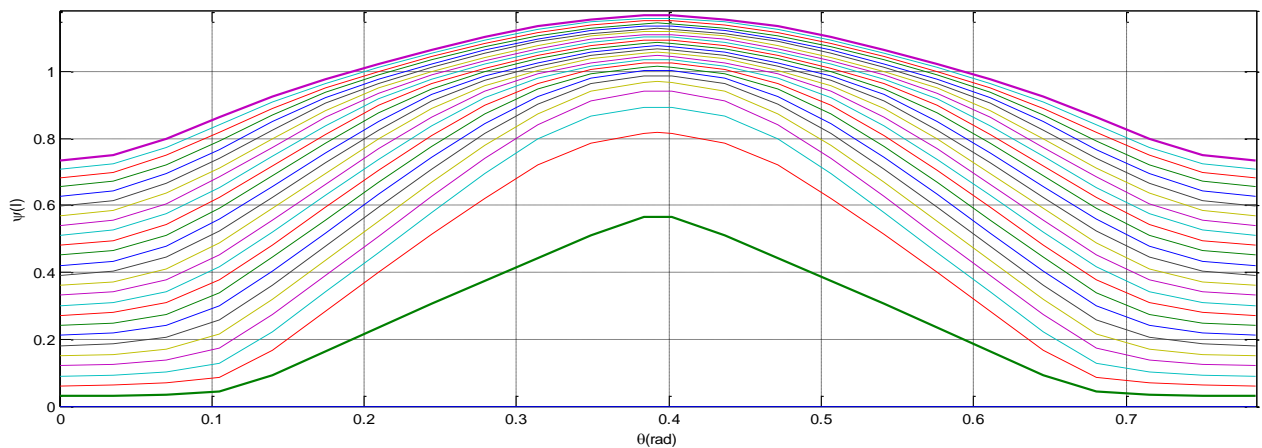


Figure II.3-a : Caractéristique magnétique de flux $\psi(\theta)$ pour différentes valeurs de courants « utilisées »

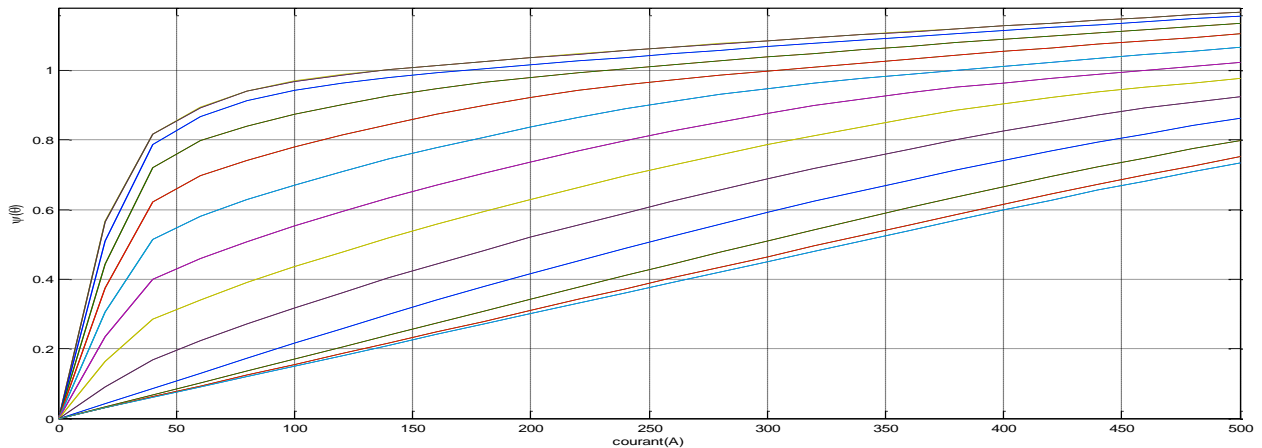


Figure II.3-b : Caractéristique magnétique de flux $\psi(I)$ pour différentes valeurs de position « utilisées »

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

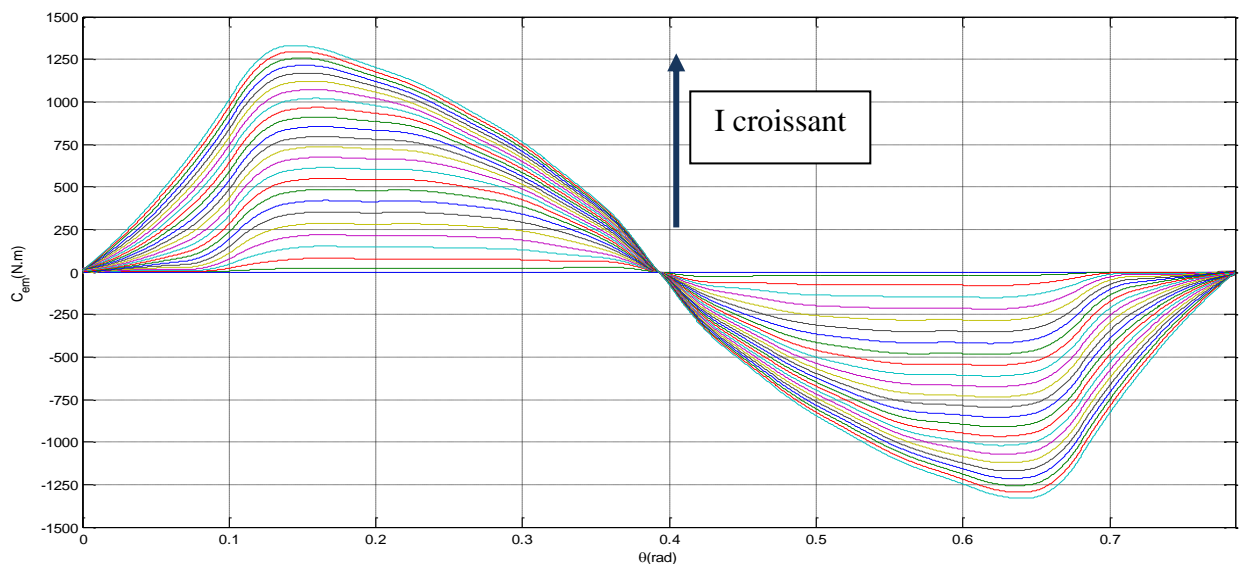


Figure II.3-c : Caractéristique de couple électromagnétique $C_{em}(\theta)$ pour différentes valeurs de courant « calculées »

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° 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 :

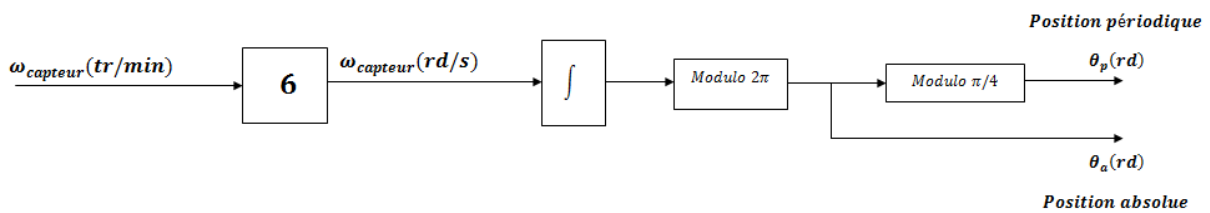


Figure II.4 : Schéma descriptif du modèle du capteur de position

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 :

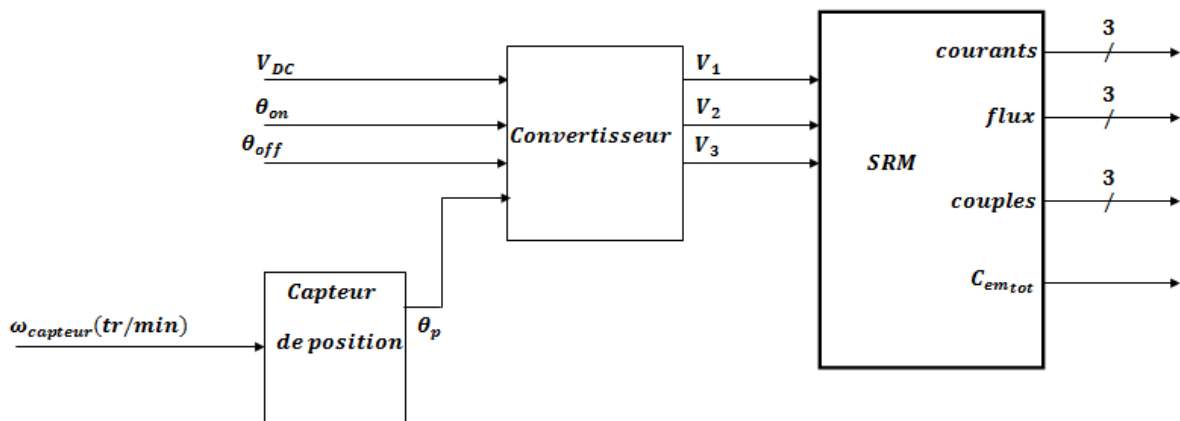


Figure II.5: Schéma de principe du modèle en régime permanent avec capteur de position

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° (de 0° à 15°).

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 « θ_{ref} » (issu de l'encodeur) et les angles d'attaques θ_{ON} et θ_{OFF} . Cette comparaison a comme but de passer à la sortie la valeur $+V_{DC}$ si « θ_{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 :

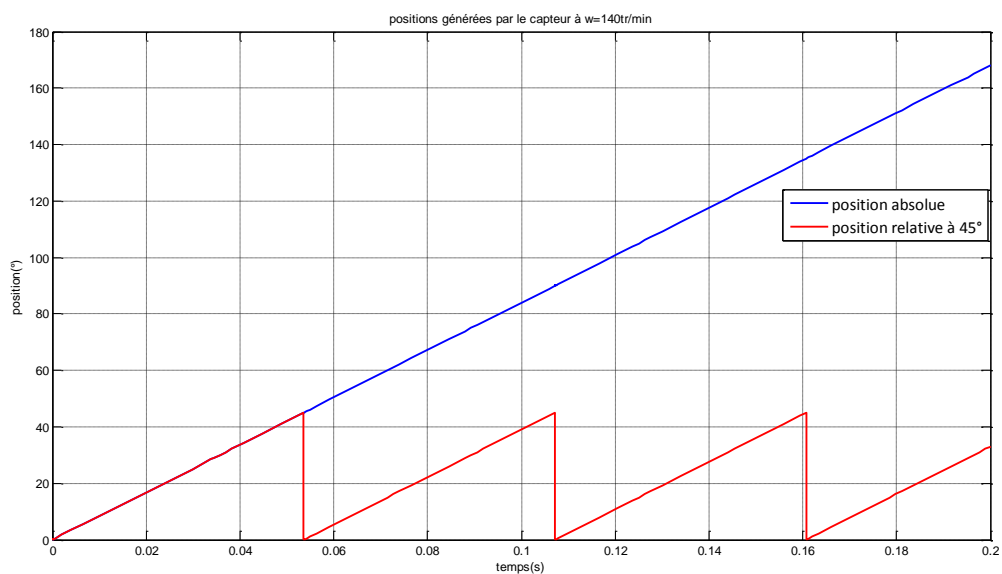


Figure II.6 : Positions périodique et absolue générées par le capteur de position

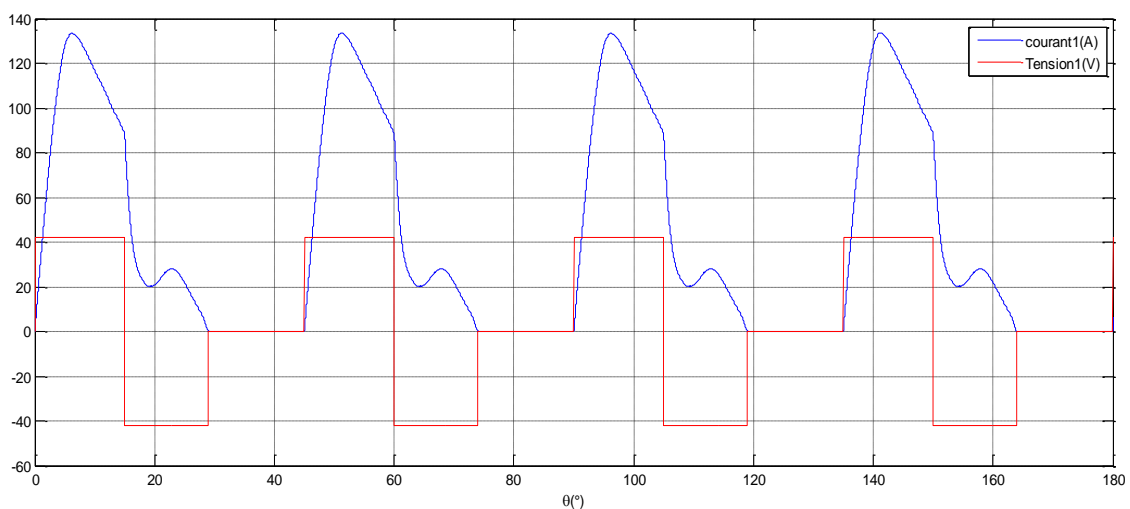


Figure II.7 : Courant et Tension de phase de la SRM

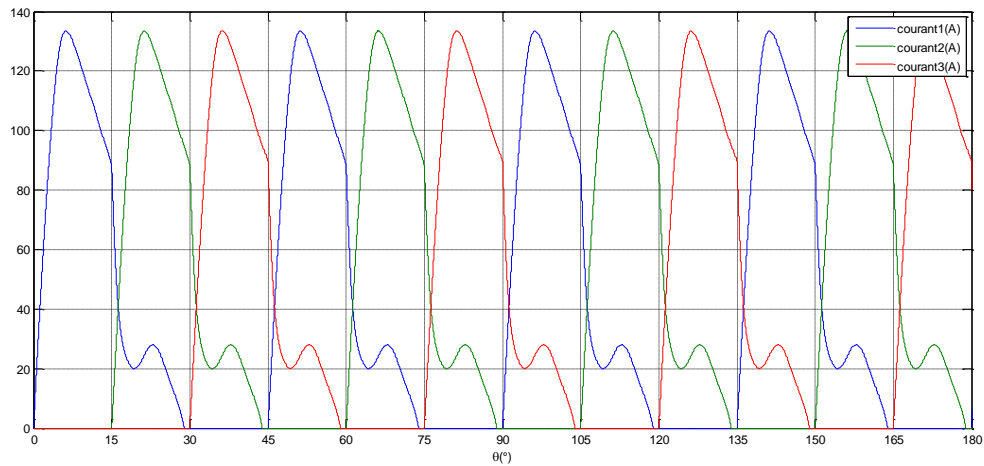


Figure II.8 : Courants des trois phases de la SRM

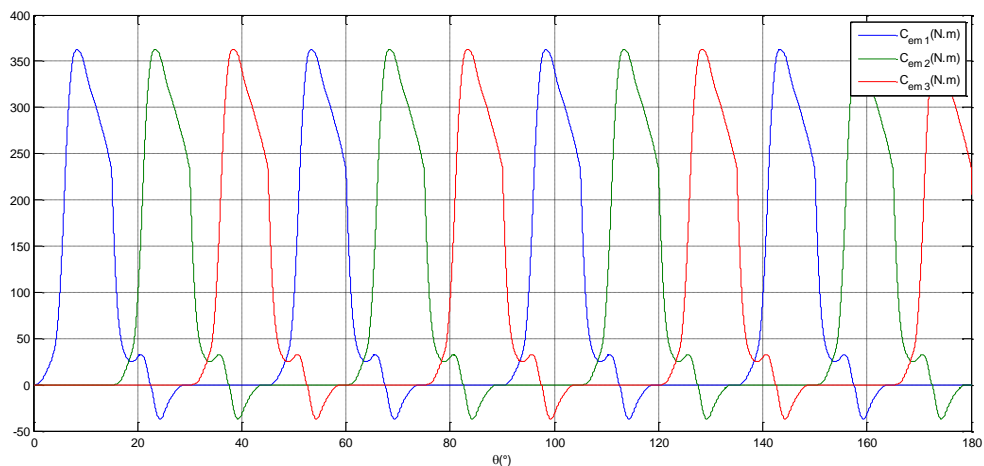


Figure II.9 : Les couples électromagnétiques produits par les trois phases de la SRM

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 θ_{ext} (angle d'extinction) qui est supérieure à θ_{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 θ_{ON} et θ_{OFF}) sont réalisées et les résultats sont présentés sur les figures suivantes ci-après :

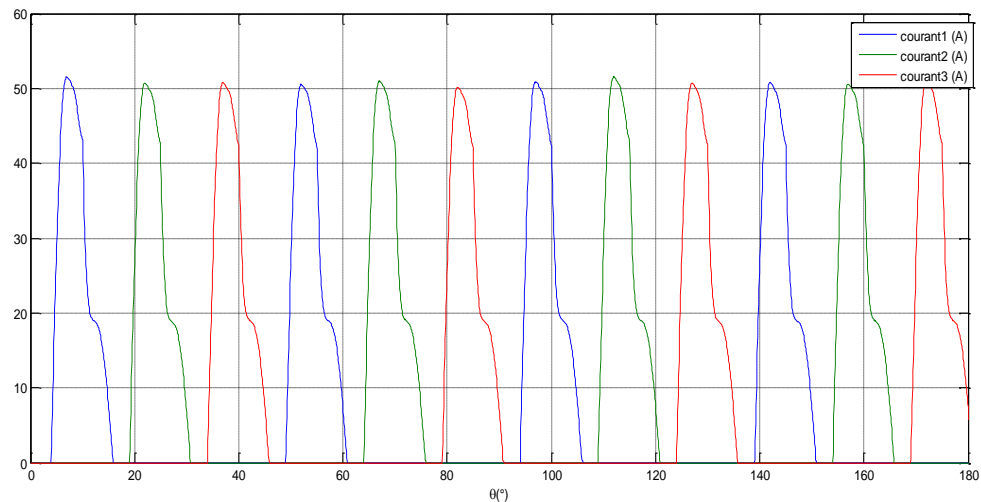


Figure II. 10-a : courants des phases pour $\theta_{ON} = 4^\circ, \theta_{OFF} = 10^\circ$

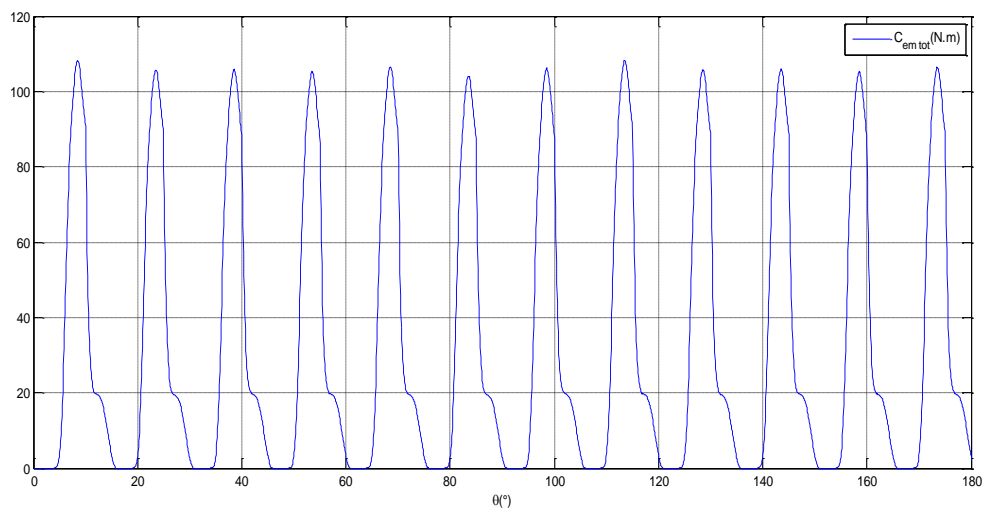


Figure II. 10-b : couple total pour $\theta_{ON} = 4^\circ, \theta_{OFF} = 10^\circ$

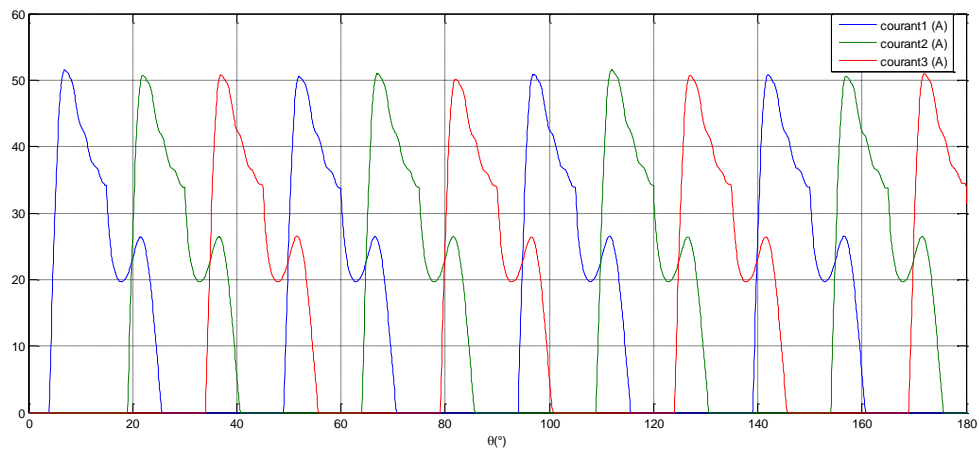


Figure II. 11-a : courants des phases pour $\theta_{ON} = 4^\circ, \theta_{OFF} = 15^\circ$

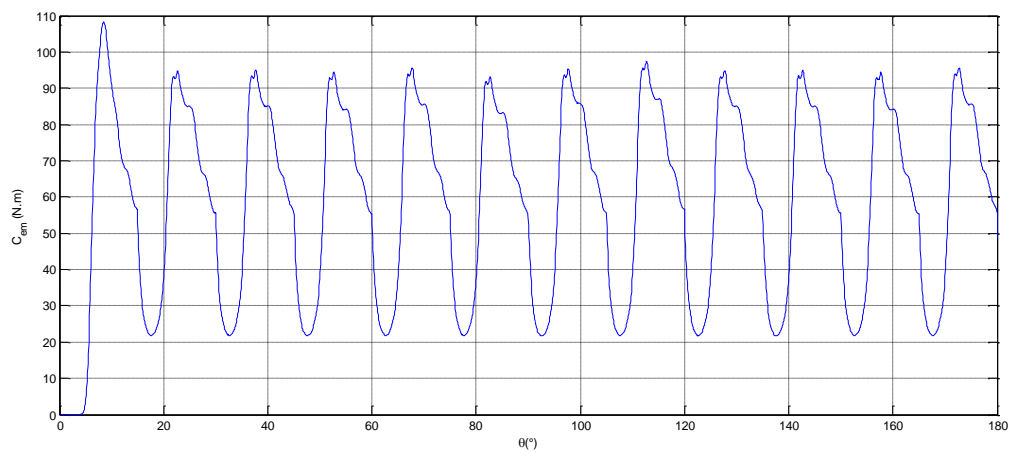


Figure II. 11-b : couple total pour $\theta_{ON} = 4^\circ, \theta_{OFF} = 15^\circ$

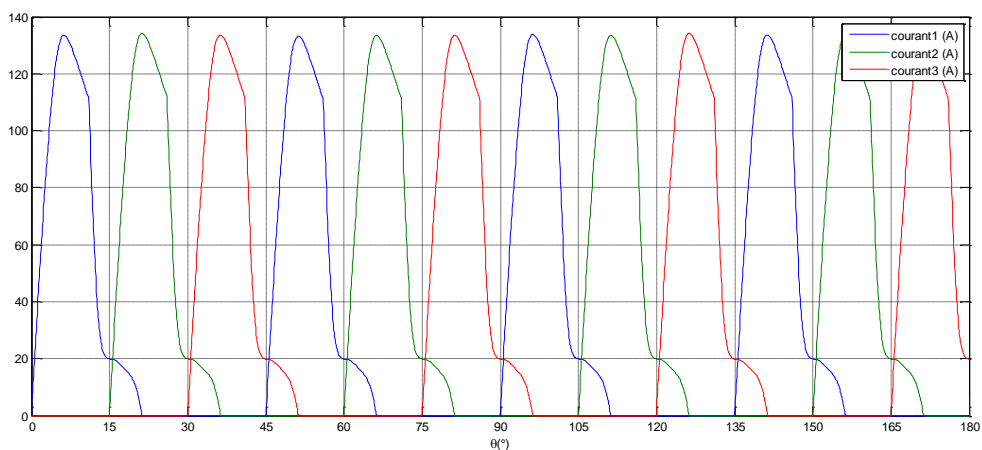


Figure II. 12-a : courants des phases pour $\theta_{ON} = 0^\circ, \theta_{OFF} = 11^\circ$

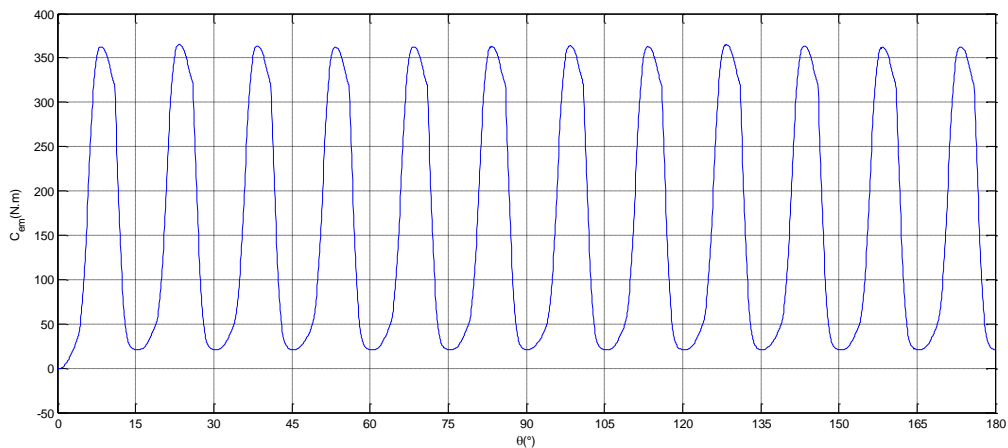


Figure II. 12-b : couple total pour $\theta_{ON} = 0^\circ, \theta_{OFF} = 11^\circ$

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 :

	θ_{ON}	θ_{OFF}	θ_{ON}	θ_{OFF}	θ_{ON}	θ_{OFF}	θ_{ON}	θ_{OFF}
Angles d'alimentation	0°	15°	4°	10°	4°	15°	0°	11°
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 θ_{ON} et θ_{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 MLI et 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 Simulation pour une alimentation MLI à porteuse triangulaire

Le modèle SIMULINK de l'alimentation par MLI est représenté sur la figure suivante :

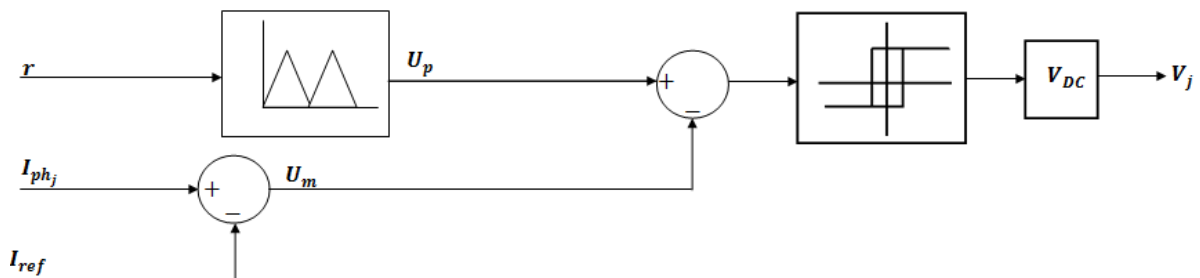


Figure II. 13 : Schéma descriptif du générateur de tension à MLI

La simulation est effectuée pour une vitesse de rotation de 40tr/mn, où l'alimentation par MLI à porteuse triangulaire est de fréquence 500Hz, d'amplitude $r=2A$ et les angles de commande : $\theta_{ON} = 0^\circ, \theta_{OFF} = 15^\circ$.

Les résultats de simulation sont présentés sur les figures suivantes :

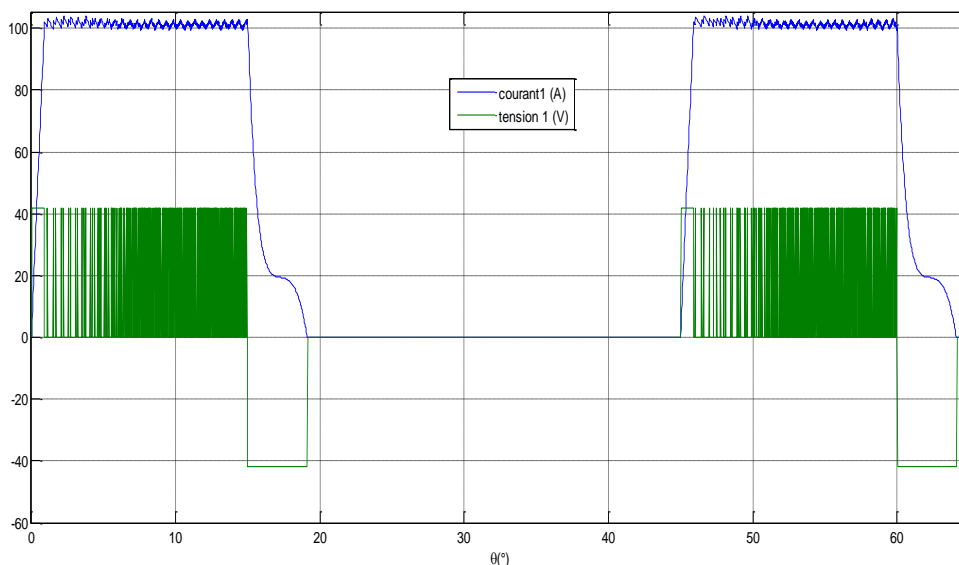


Figure II. 14: Courant et la tension d'une phase pour une alimentation MLI

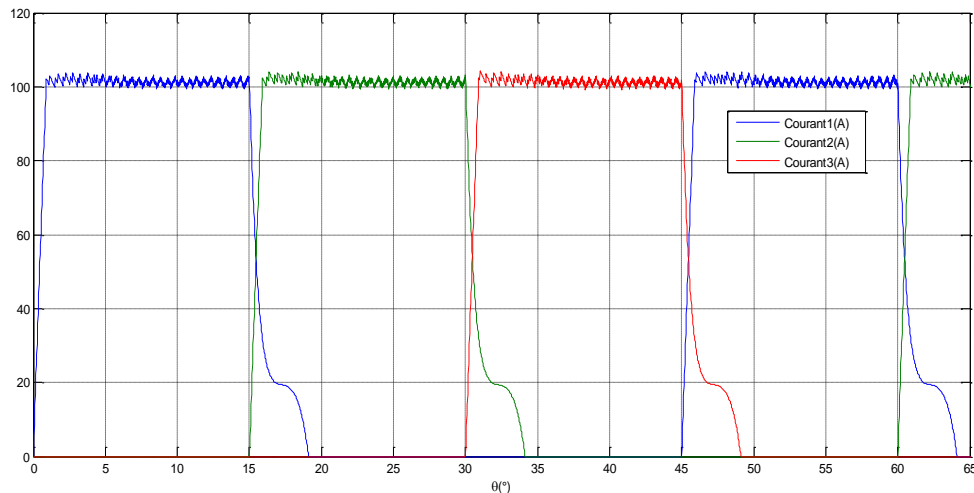


Figure II. 15 : Courants des phases régulée à100A à MLI

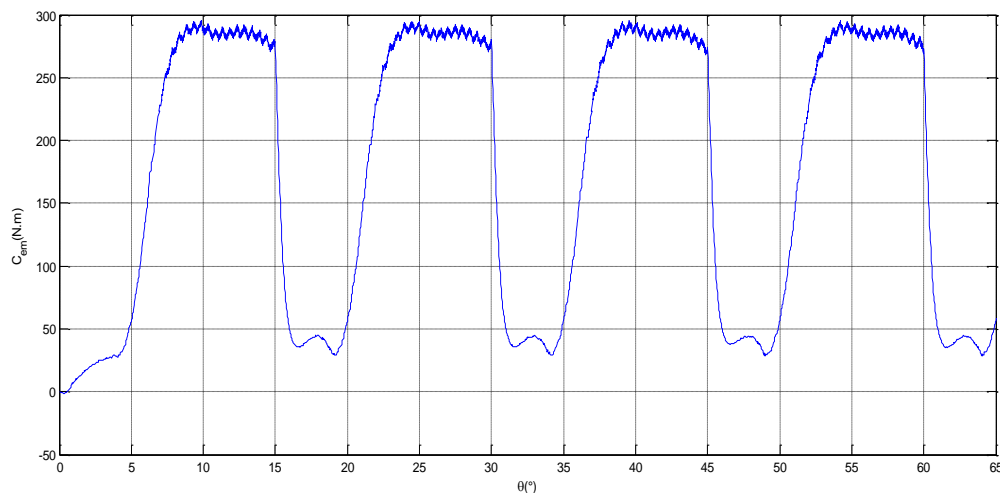


Figure II. 16 : Couple total pour une régulation MLI

On voit sur les résultats présentés que le courant de phase est bien régulé à 100 A, et le couple est presque constant durant la période d'alimentation. Les ondulations de couple sont essentiellement du à la commutation de phase.

II.3.2.2 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 :

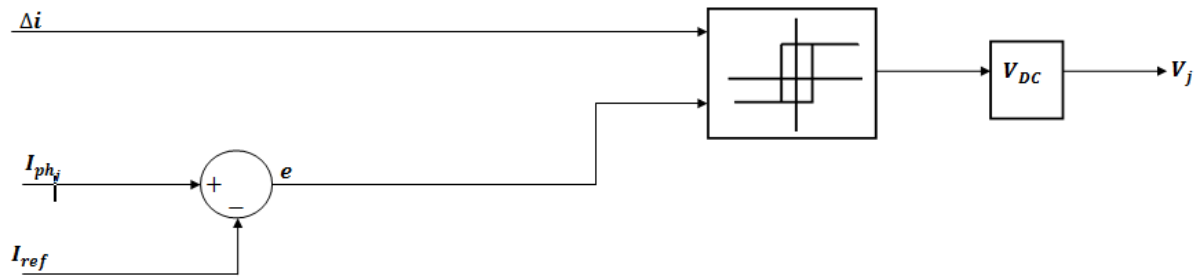


Figure II. 17 : Schéma de régulation de type Hystérésis

Les résultats de simulation sont présentés sur les figures suivantes :

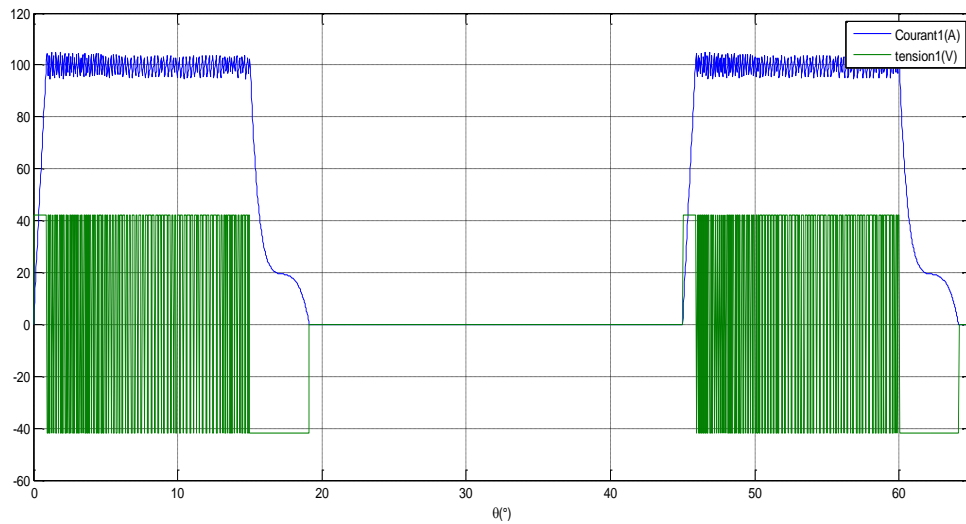


Figure II. 18 : Courant et la tension d'une phase pour une alimentation Hystérésis

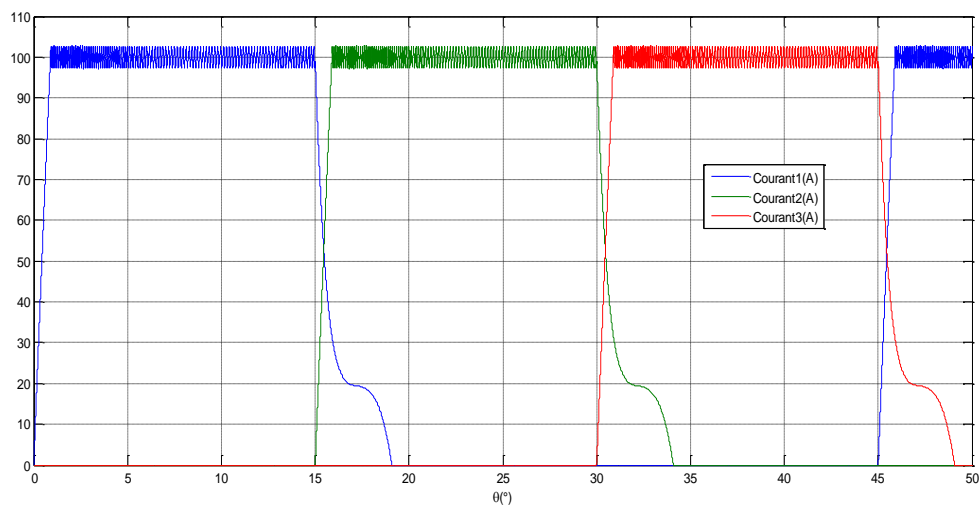


Figure II. 19 : Courants des phases régulée à100A par une alimentation à Hystérésis

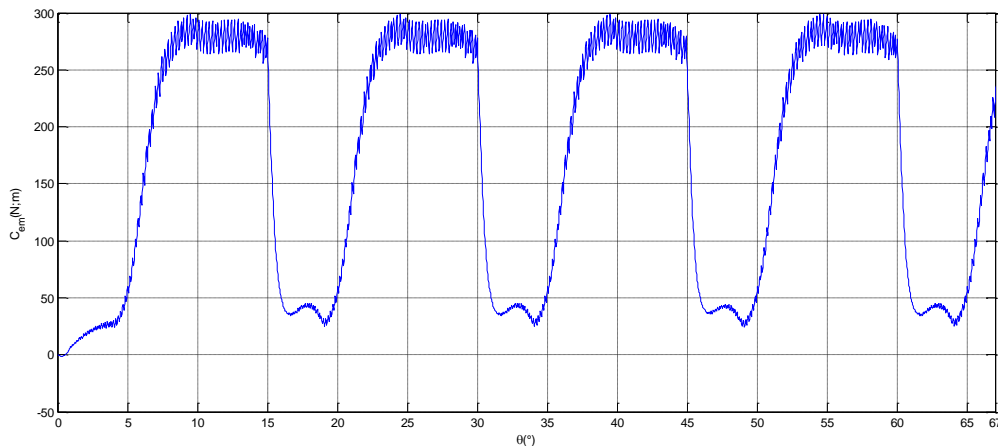


Figure II. 20 : Couple total pour une alimentation Hystérésis

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 et leur schéma de principe est présenté comme suit :

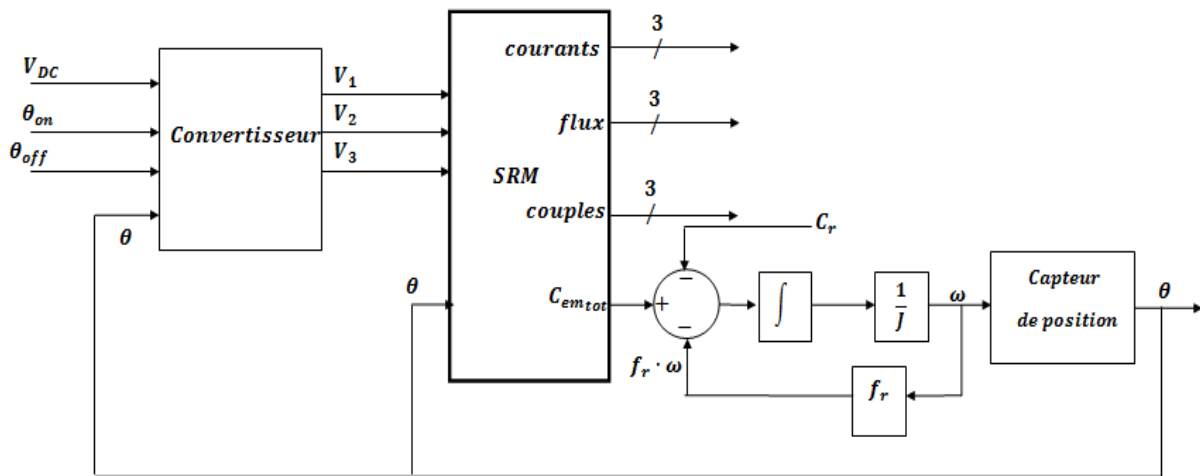


Figure II. 21 : Schéma de principe du modèle dynamique avec capteur de position

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 :

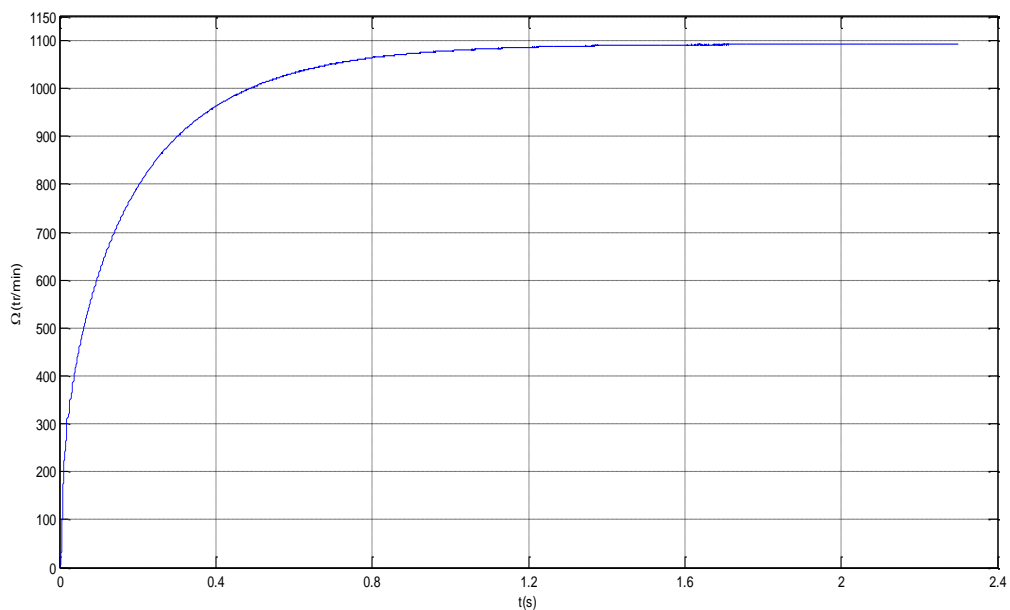


Figure II. 22 : Évolution de la vitesse de rotation à vide « avec capteur »

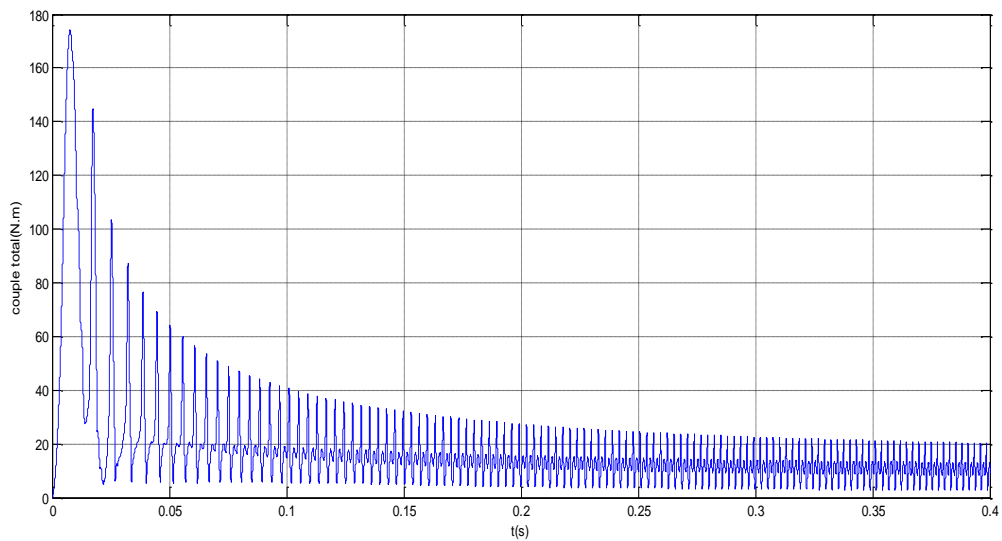


Figure II. 23: Évolution du couple électromagnétique à vide « avec capteur »

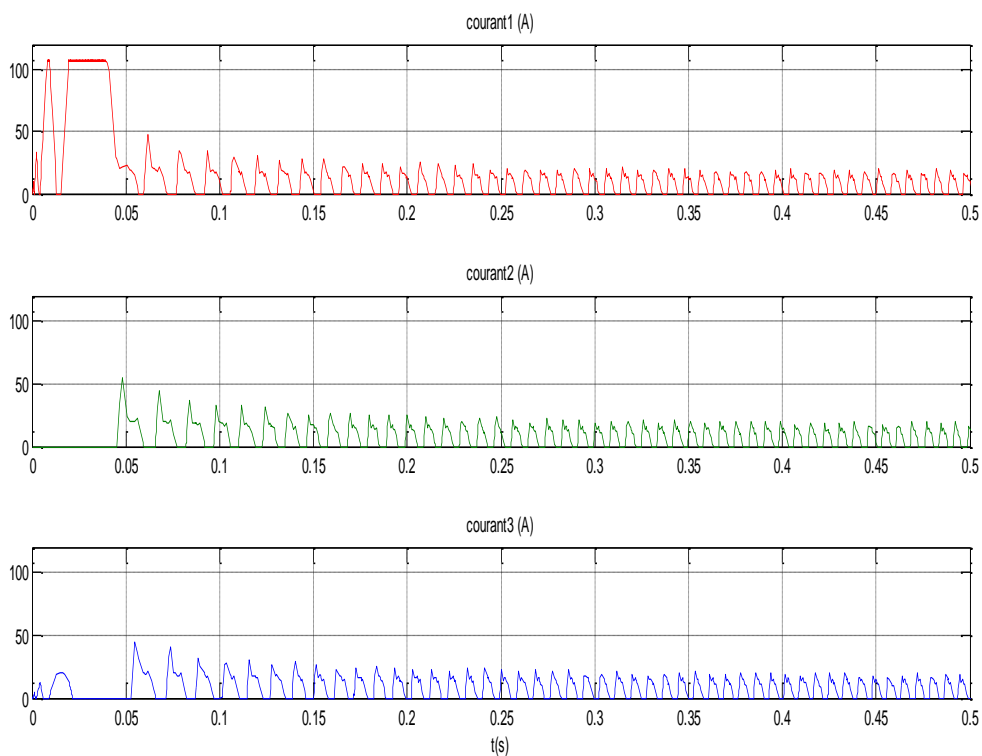


Figure II. 24 : Évolutions des courants dans les phases à vide

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 Modèle dynamique sans capteur de position

Dans cette partie, la commande sans capteur de la SRM a été simulée. La méthode d'estimation choisie est la méthode d'estimation du flux présentée au chapitre 1 et qui se base sur l'utilisation de la caractéristique magnétique de la machine $\psi(\theta,i)$.

Le modèle d'estimation de la position est représenté par le schéma suivant :

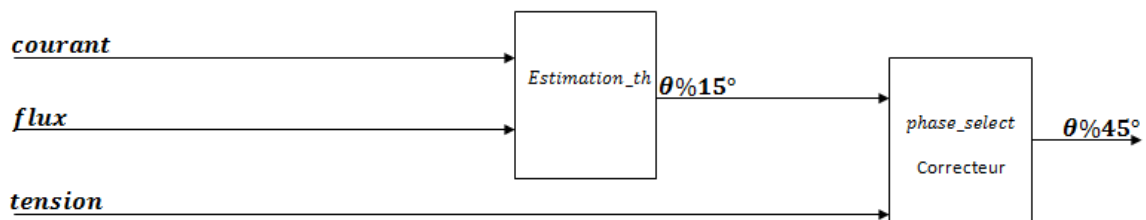


Figure II. 25 : Schéma de principe de l'estimation de la position

Ce modèle est composé de deux blocks. Chaque block présente une fonction particulière, les deux blocks sont :

Le block « estimaion_th »

Ce block fait l'interpolation de la table de la position à partir de la table de courant et de flux. Cependant, l'estimation de la position par ce block n'est possible que sur les 22.5° où le flux est croissant. A cet effet, la position obtenue par ce block est corrigée dans le deuxième block.

Le block « fonction_phase_select »

Ce block contient une fonction écrite en utilisant l'environnement Matlab. Cette fonction détermine à partir des formes de tensions la phase alimentée. En fonction de cette information, la position estimée par le block précédent est corrigée pour avoir la position réelle de la machine. Cette position qui utilisée par le convertisseur pour alimenter la machine.

L'estimateur de position est d'abord testé seul. Une comparaison entre la position estimée et la position générée à partir d'une vitesse donnée par un capteur est présentée sur la figure II.26 ci après.

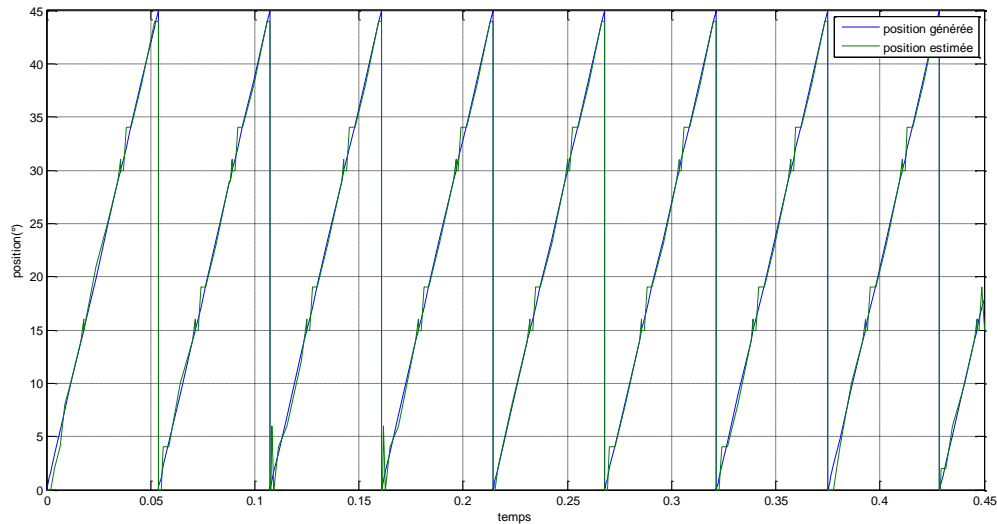


Figure II. 26 : Comparaison des positions de l'estimateur et du capteur de position

On remarque que la position estimée se superpose bien sur la position générée. Ce qui nous permet d'affirmer que notre estimation de la position est suffisamment correcte.

On peut donc, remplacer le capteur de position par cet estimateur de position dans le modèle de la machine. Ce qui nous donne le modèle « sans capteur » de la machine présenté sur la figure suivante :

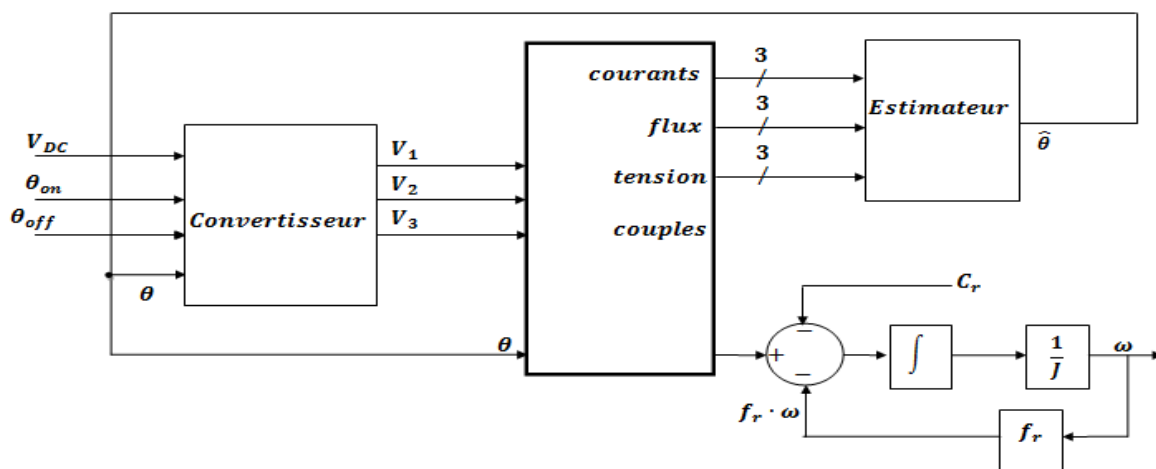


Figure II. 27 : Schéma de principe du modèle dynamique sans capteur de position

II.5.1 Simulation de démarrage à vide de la machine

La simulation de démarrage à vide de la machine est testée dans les mêmes conditions que précédemment, et les résultats sont donnés sur les figures suivantes :

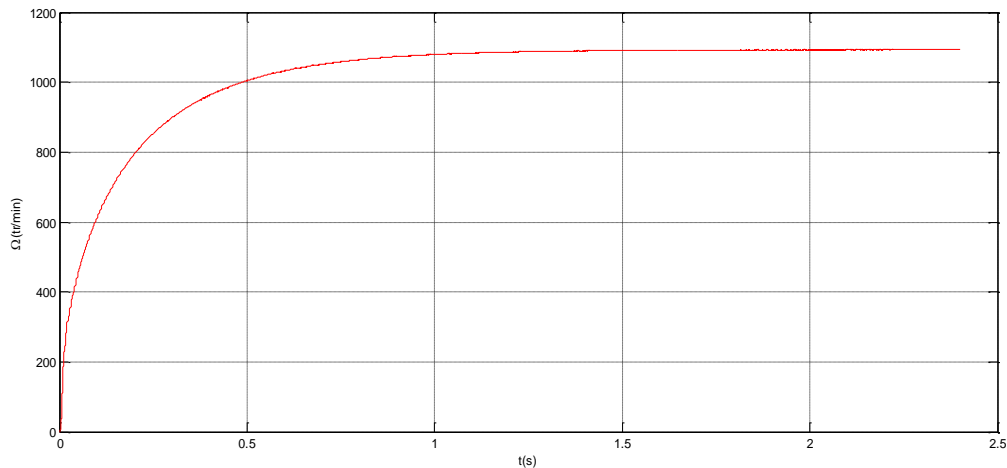


Figure II. 28 : Évolution de la vitesse de rotation à vide « sans capteur »

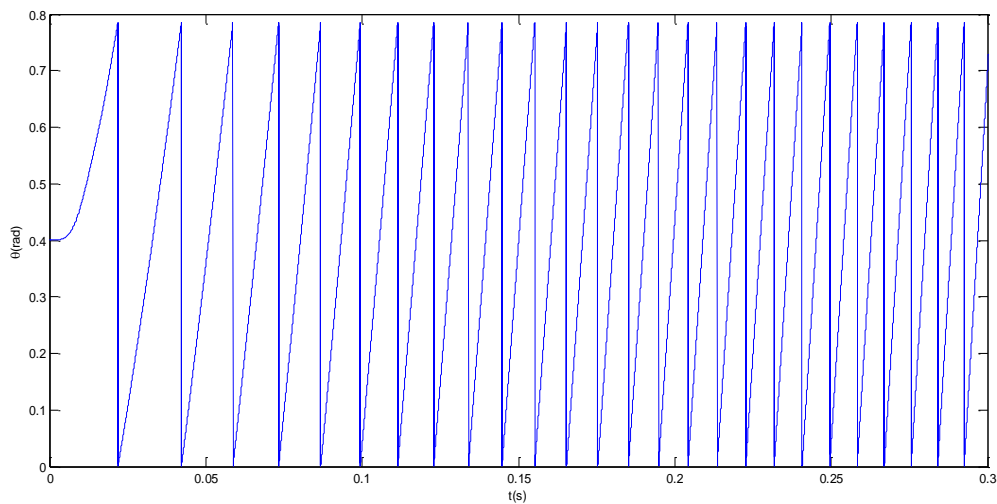


Figure II. 29 : Position estimée

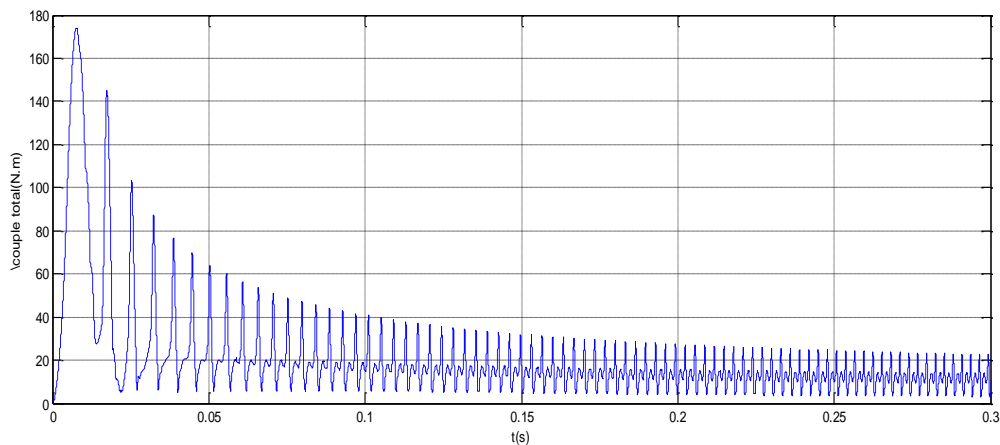


Figure II. 30 : Évolution du couple électromagnétique à vide « sans capteur »

Les courants de phase au démarrage sont représentés par les figures suivantes :

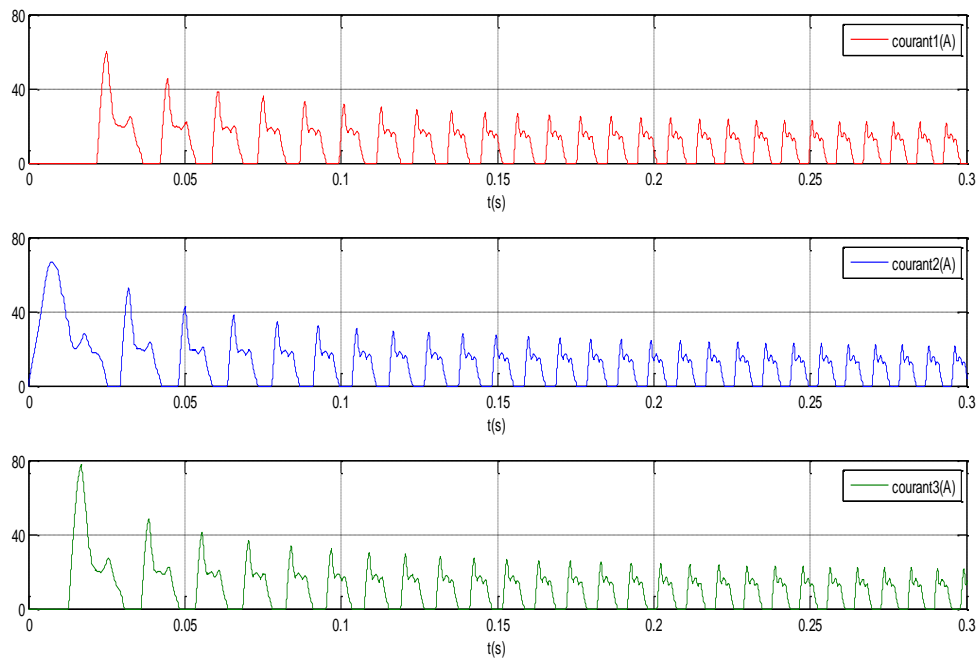


Figure II. 31 : Évolutions des courants des phases à vide « sans capteur »

Les résultats obtenus dans ce cas sont presque identiques aux résultats de simulation avec capteur de position. Ce qui confirme le bon fonctionnement de l'estimateur de position pour le régime dynamique.

II.5.2 Simulation de chargement de la machine après le démarrage à vide

On se propose de simuler le fonctionnement de la machine lorsqu'on la de charge avec un couple résistant de $C_r=120$ N.m après 2.7s du démarrage. Le courant étant régulé à 100A.

Les résultats de simulation sont présentés sur les figures suivantes :

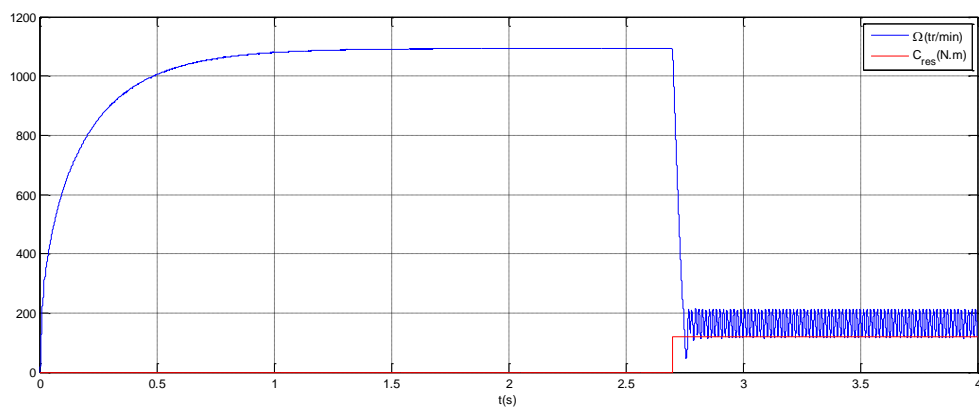


Figure II. 32 : Évolution de la vitesse de rotation en charge « sans capteur »

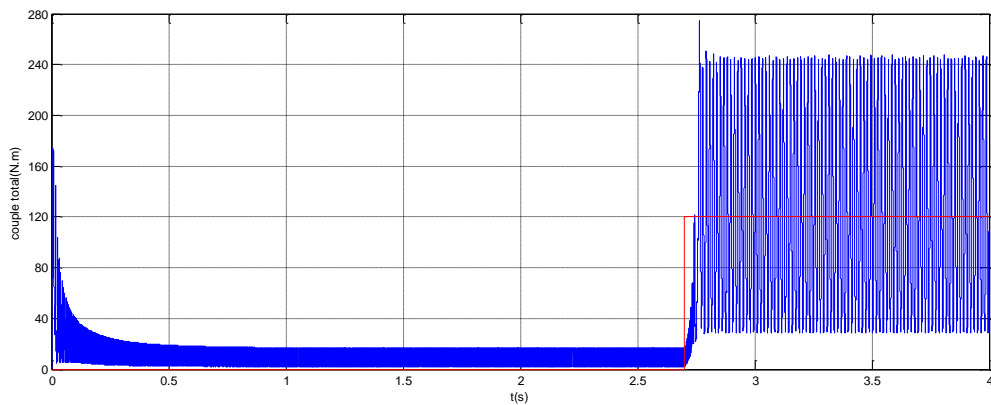


Figure II. 33 : Évolution du couple électromagnétique en charge « sans capteur»

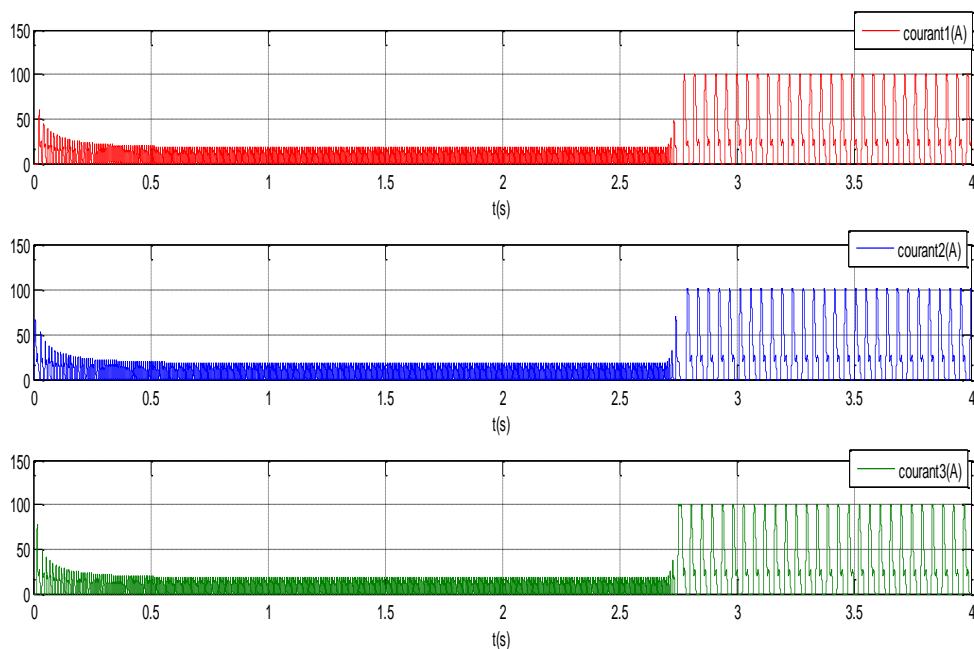


Figure II. 34 : Évolutions des courants électriques en charge « sans capteur»

On constate clairement la réaction de la machine à l'augmentation du couple résistant. En effet la vitesse diminue rapidement pour atteindre 180tr/mn. Quant au courant et au couple électromagnétique, ils augmentent pour atteindre les valeurs imposées par la charge. Néanmoins, la vitesse devient assez ondulée avec la charge, ce qui peut être néfaste pour le bon fonctionnement de la machine. La régulation de la vitesse est alors nécessaire pour améliorer les performances en vitesse de la SRM en fonction des variations de la charge entraînée.

Conclusion

Dans ce chapitre, une modélisation non linéaire de la SRM en régime permanent et en régime dynamique est présentée. La commande avec capteur et sans capteur de position ont été considérées dans ce cas, et l'estimateur de flux a été utilisé pour l'estimation de la position.

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, et ils nous ont montré que l'estimateur de position choisi est correct.

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.

Les performances de vitesse ont été analysées pour le régime dynamique et nous ont montré la nécessité de la régulation de la vitesse pour les entraînements à charge variable. Ceci fera l'objet du chapitre suivant.

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 apparait 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 PI

La boucle de régulation modélisée est la boucle classique où la vitesse de la machine (issue du modèle dynamique) est comparée à la vitesse de référence. Le régulateur PI reçoit la différence entre les deux vitesses et donne la valeur du couple de référence.

Contrairement à la modélisation linéaire où le courant de référence est obtenu par une simple multiplication du couple par une constante. Pour la modélisation non linéaire, l'obtention du courant de référence se fait à partir des tables de $I(C_{em}, \theta)$. Ces dernières sont reproduites par inversion des tables $C_{em}(I, \theta)$ calculées précédemment (Voir chapitre II) en utilisant l'information sur la position qui est obtenue à partir de l'estimateur de position (commande sans capteur). Les courants de références que la table donne sont utilisés par le générateur de tension (MLI ou Hystérésis) pour alimenter la machine.

Le système de commande en utilisant un régulateur PI est représenté par le schéma de la figure III.1.

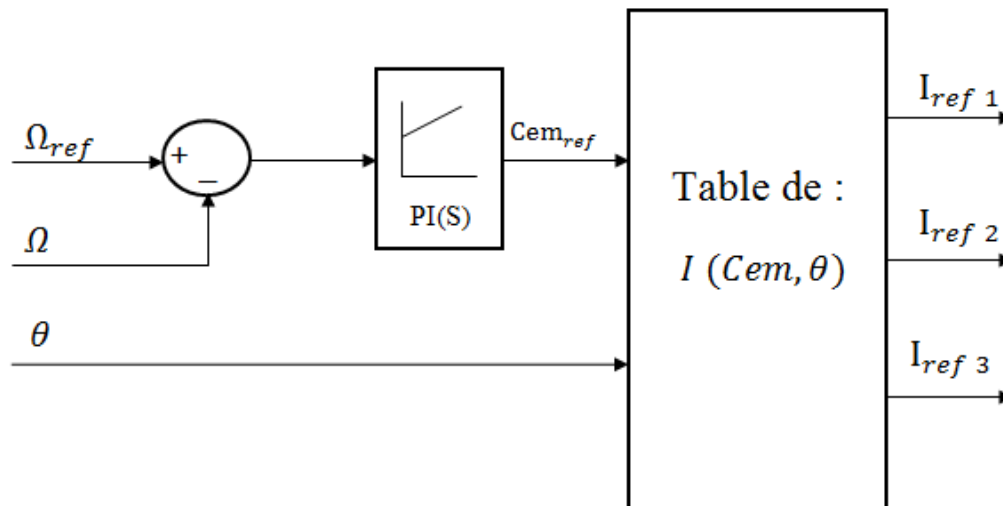


Figure III.1 : Schéma synoptique de la régulation de type PI

La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par la formule suivante :

$$H(S) = K_p + \frac{1}{s.T_i} \quad (\text{III.1})$$

Où K_p est la constante de proportionnalité.

T_i est la constant de temps intégrale.

K_p et T_i sont des coefficients d'ajustement du régulateur.

Dans notre cas, ces coefficients sont choisis comme suit [4] :

$$K_p = 0.5 \quad \text{et} \quad T_i = 0.9.$$

Dans le but de tester ce régulateur, on a effectué une simulation de fonctionnement en charge de la machine. La vitesse de référence précisée au régulateur est 160 tr/mn.

La simulation a donné les résultats suivants :

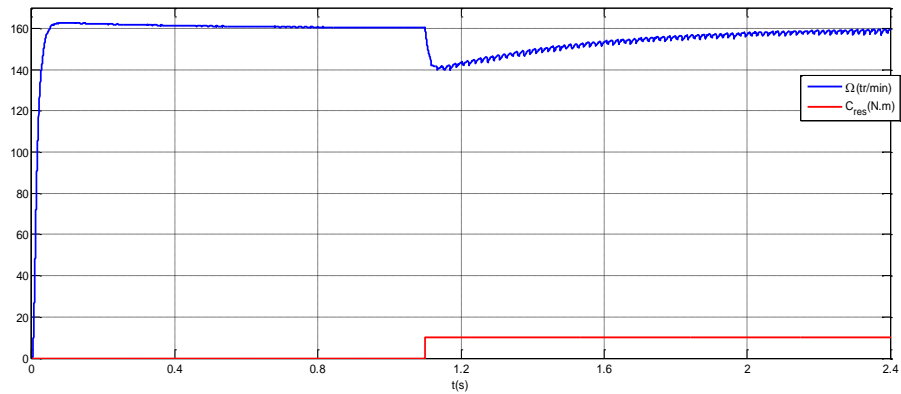


Figure III.2 : Évolution de la vitesse de rotation « régulation PI »

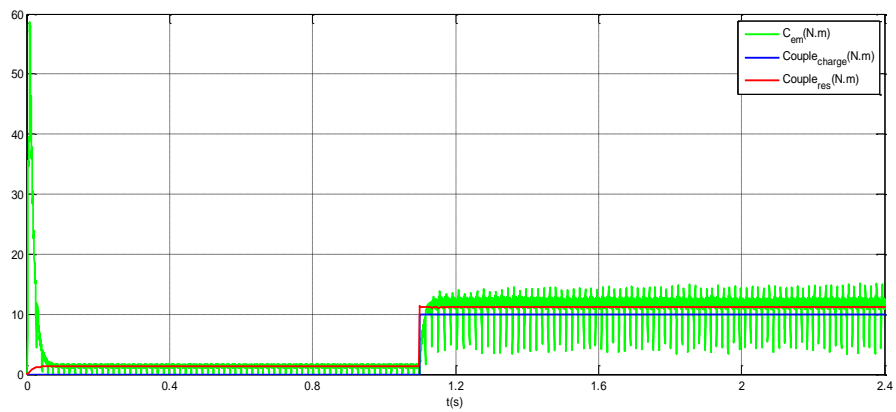


Figure III.3 : Évolution du couple électromagnétique « régulation PI »

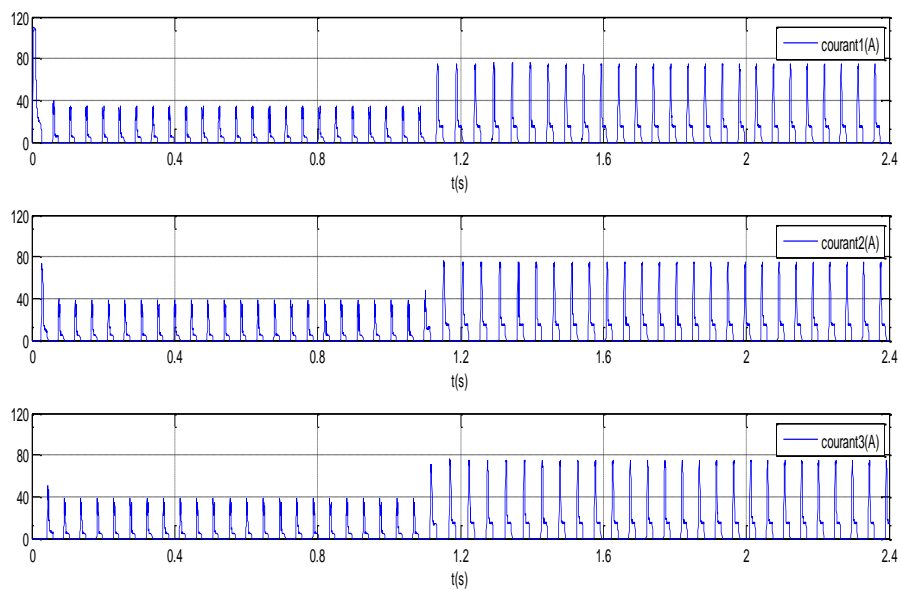


Figure III.4 : Évolution du courant dans les phases « régulation PI »

A partir des résultats obtenus on constate, que le régulateur PI utilisé impose une vitesse de consigne affichée. Cependant le rejet de perturbation est lent, avec un dépassement constaté à la première montée de la vitesse. Aussi, on remarque que la vitesse oscille autour de la vitesse de référence en régime permanent. Ces limitations sont dues au fait que les paramètres du régulateur dépendent des paramètres du modèle non linéaire de la SRM. On propose donc un autre type de régulateur plus robuste, qui est le régulateur par mode de glissement.

III.3 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.3.1 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 tout en assurant la convergence des variables d'états vers les valeurs de consignes voulues. Cette équation est de la forme suivante [14] :

$$S(x) = \left(\frac{\delta}{\delta x} + \lambda_x\right)^r e(x) \quad (\text{III.2})$$

Avec :

x : variable à réguler.

$e(x)$: l'écart de la variable à réguler $e(x) = x_{\text{ref}} - x$

λ_x : Constante positive.

r : degré relatif = plus petit entier positif tel que $\frac{\delta S}{\delta x} \neq 0$

où $\frac{\delta S}{\delta x} \neq 0$ assure la commandabilité.

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] :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.3})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x).S(x) \quad (\text{III.4})$$

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.3.2 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 :

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J} (C_{em_{total}}(\theta, I) - f_r \cdot \Omega - C_r) \quad (III.5)$$

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

$$S = e = \Omega - \Omega_{ref} \quad (III.6)$$

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

On remplace Ω par $e + \Omega_{ref}$:

$$\dot{S} = \dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref} = \frac{1}{J} [(C_{em}(\theta, I)) - f_r \cdot e - f_r \cdot \Omega_{ref} - C_r] - \dot{\Omega}_{ref} \quad (III.7)$$

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.

$$(C_{em_{ref}})_q = C_r + f_r \cdot \Omega_{ref} + J \cdot \dot{\Omega}_{ref} + f_r \cdot e \quad (III.8)$$

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:

$$(C_{em_{ref}})_n = -C_1 \cdot \text{Signe}(e) \quad (III.9)$$

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

$$(Cem_{réf})_n = -C_1 \cdot e \quad (III.10)$$

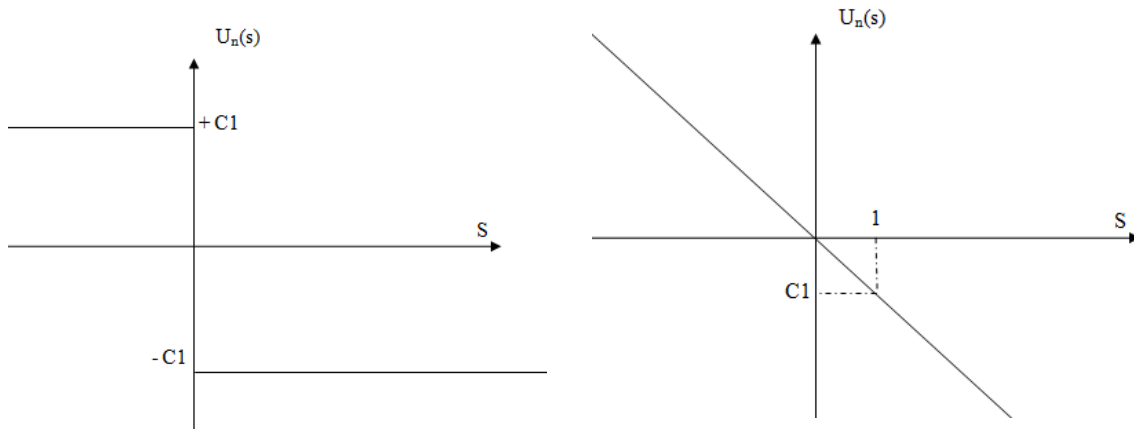


Figure III.5 : Commande en relais (à gauche) et commande adoucie (à droite)

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 :

$$Cem_{réf} = (Cem_{réf})_q + (Cem_{réf})_n \quad (III.11)$$

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 :

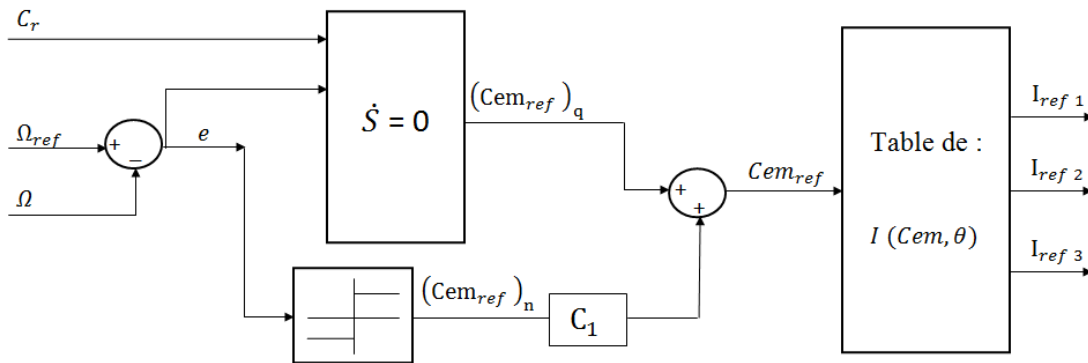


Figure III.6 : Schéma synoptique du régulateur par mode de glissement

III.3.4 Résultats de simulation

Simulation de fonctionnement en charge de la machine

La commande choisie ici est la commande ordinaire où le couple de référence de commutation a la forme :

$$(Cem_{réf})_n = -C_1 \cdot \text{Signe}(e) \quad \text{Avec } C_1 = 1.2 .$$

Le couple résistant est de 10 N.m , appliqué à $t = 0.6s$. La vitesse de référence imposée est 160tr/mn.

La simulation à donné les résultats suivants :

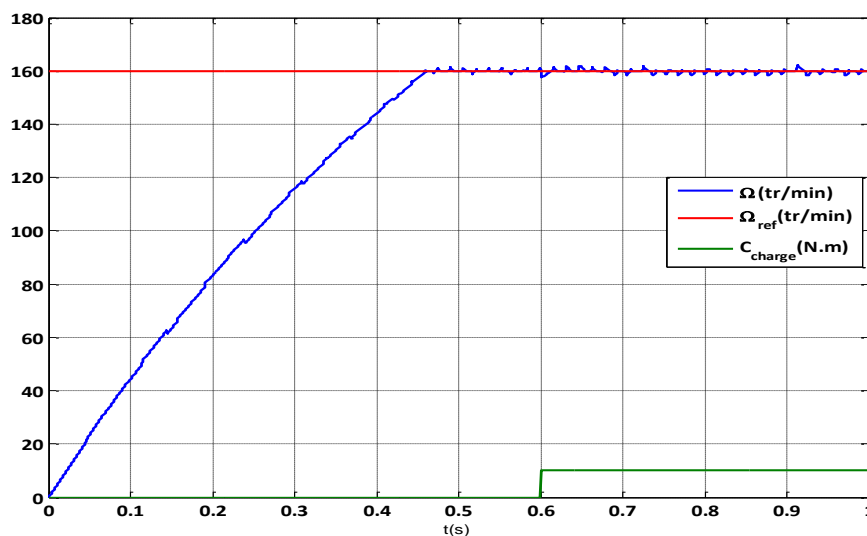


Figure III.7 : Évolution de la vitesse de rotation « commande par mode de glissement »

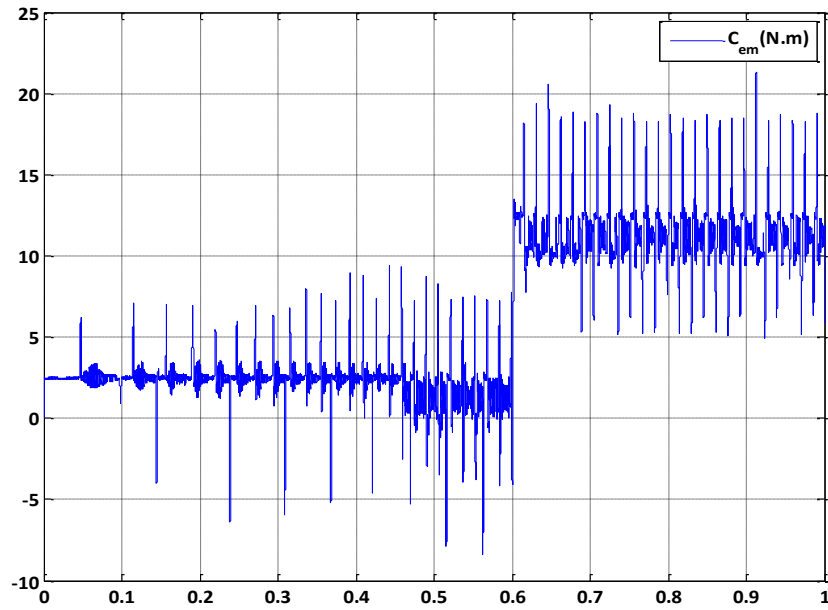


Figure III.8 : Évolution du couple électromagnétique total produit « commande par mode de glissement»

Par rapport aux résultats obtenus en utilisant le régulateur PI, On remarque une nette amélioration au niveau de la compensation de la perturbation. En effet, le temps de démarrage se réduit en une valeur inférieure à la moitié de celui engendré par un régulateur PI. Aussi, malgré l'augmentation du couple résistant la vitesse reste presque inchangée. Les oscillations après la phase de démarrage sont aussi beaucoup plus réduites. Ces résultats mettent bien en évidence l'apport des régulateurs par mode glissant dans le domaine de la régulation des systèmes non linéaires.

III.3.5 Influence de la commande adoucie

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

$(C_{em_ref})_n = -C_1 \cdot e$ avec $C_1 = 1.2$, a donné le résultats suivants :

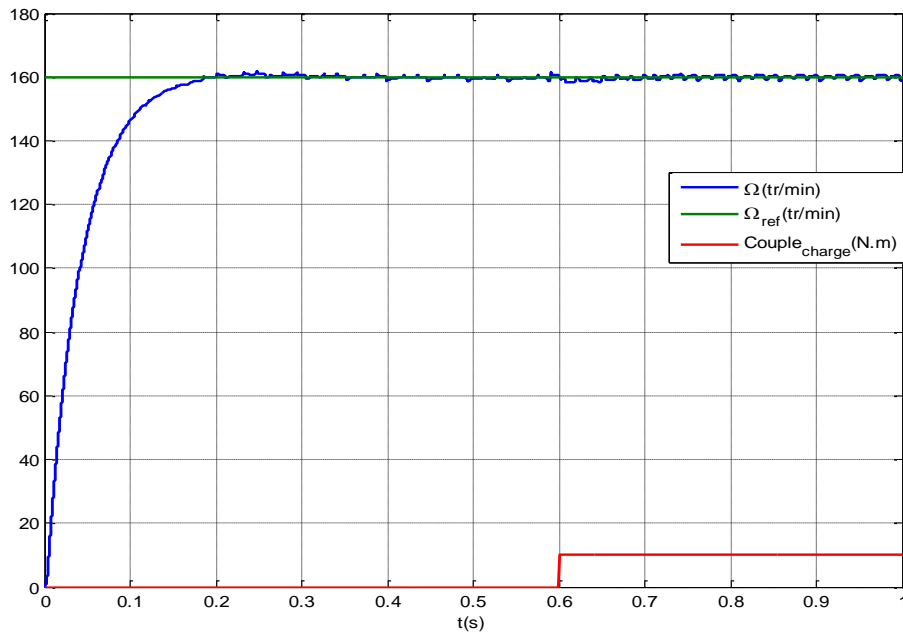


Figure III.9 : Évolution de la vitesse de rotation « commande mode de glissement adoucie »

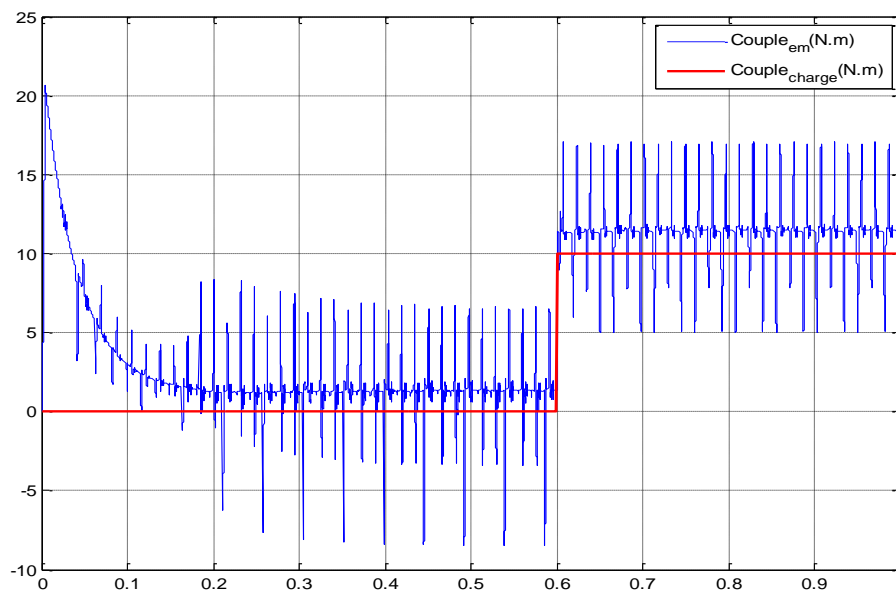


Figure III.10 : Évolution du couple électromagnétique total produit « commande mode de glissement adoucie »

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.3.6 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 $1.5 \cdot R$).

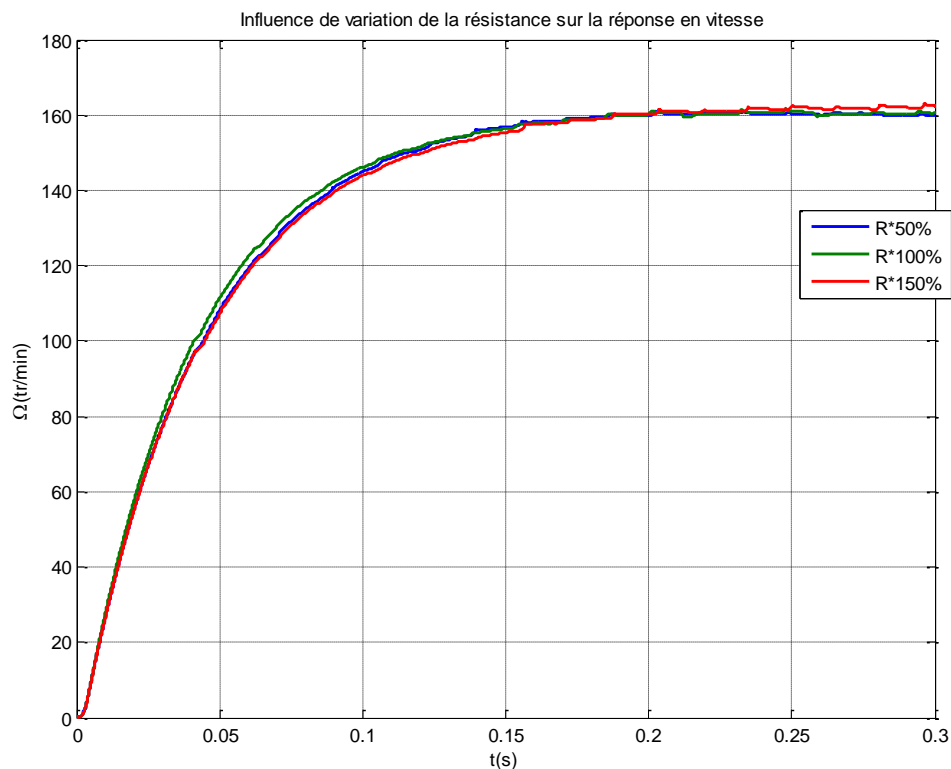


Figure III.11 : Réponses en vitesse pour différentes valeurs de R. « commande mode de glissement »

Influence de J

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

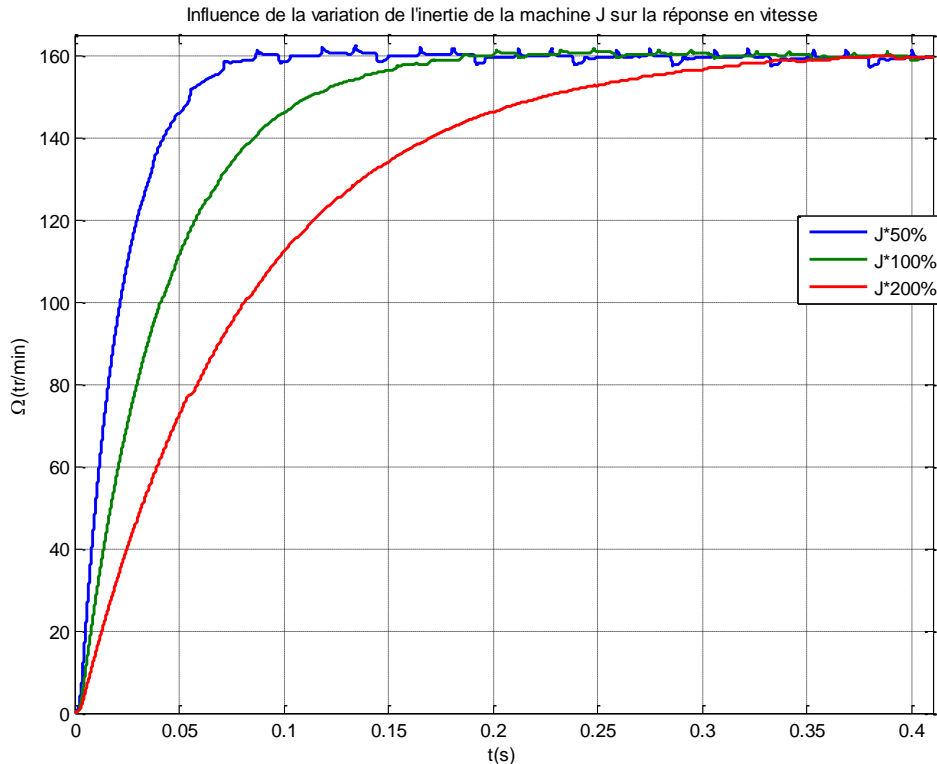


Figure III.12 : Réponses en vitesse pour différentes valeurs de J « commande mode de glissement »

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 :

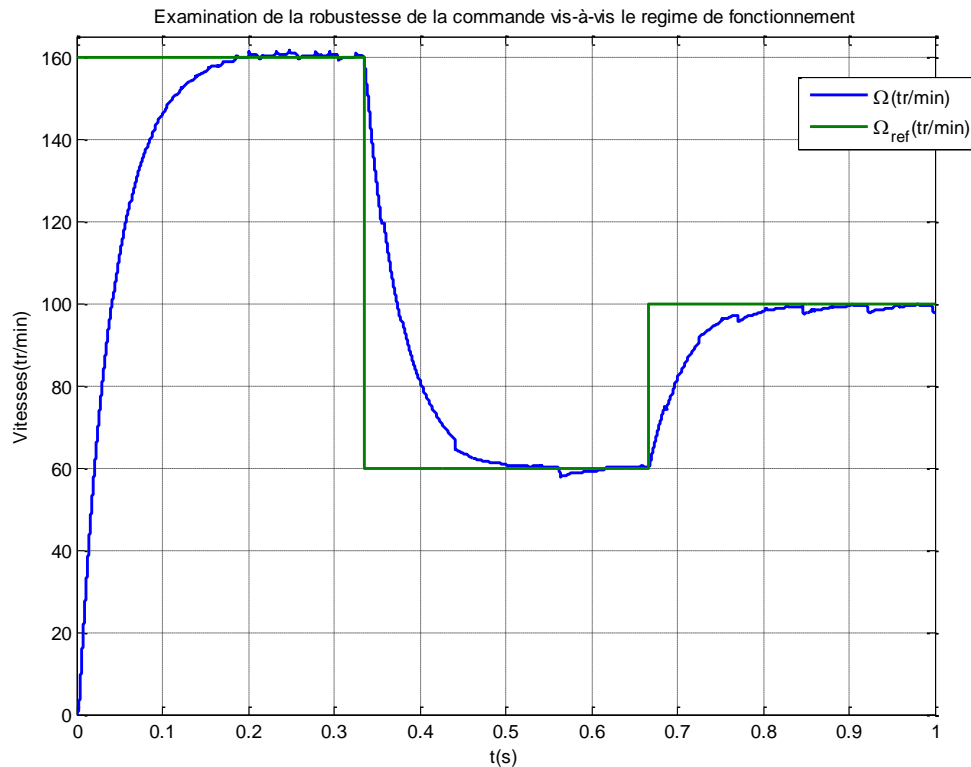


Figure III.13 : Réponse en vitesse pour l'essai de freinage/accélération « commande mode de glissement adoucie »

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

D'après les résultats présentés, on conclut que le régulateur PI n'est pas convenable pour la SRM. En effet, le rejet de perturbation de ce régulateur présente plusieurs limitations. Par contre, 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.

IV.1 Introduction

Le développement de l'électronique de puissance et de l'informatique industrielle a rencontré un important intérêt dans les systèmes d'entraînement électrique. Particulièrement pour la SRM, la commande numérique permet l'amélioration des performances de la machine et réduit la complexité de sa commande [2].

Dans ce chapitre, une étude expérimentale sur une SRM triphasée 12/8 est présentée. Une programmation sur le microcontrôleur TMS 320F28335 est effectuée dans le but de commander la machine. Cette étude a été effectuée au laboratoire d'Électronique de Puissance à L'USTHB.

IV.2 Description du banc d'essai

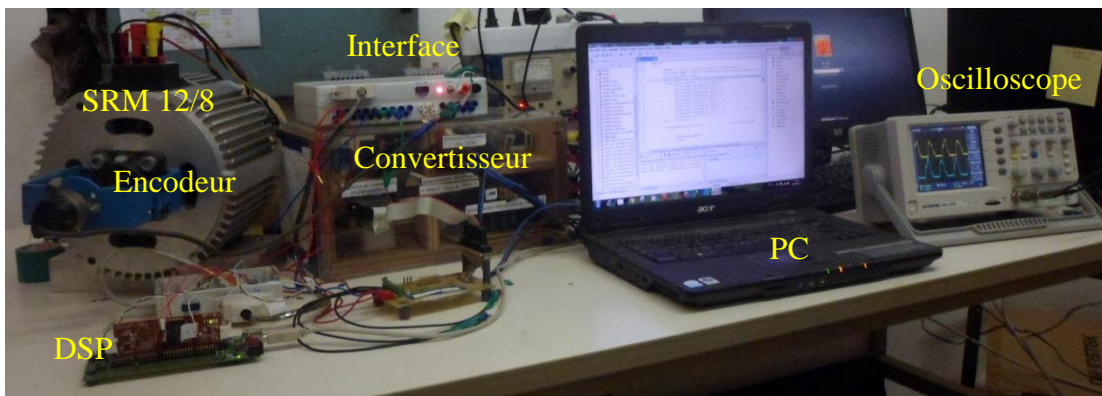


Figure IV.1 : Banc d'essai utilisé

Le banc d'essai expérimental utilisé est présenté sur la figure IV.1 est constitué de :

- Prototype d'une SRM 12/8.
- Le microcontrôleur TMS320F28335.
- Un ordinateur (PC).
- Un capteur de position lié à l'arbre du moteur.
- Un circuit d'alimentation de phase ou convertisseur.
- Une alimentation continue.
- Une interface adaptative.
- Un GBF.
- Un oscilloscope numérique pour la mesure.

La machine utilisée est une SRM 12/8 triphasée, munie d'un capteur de position incrémental. L'alimentation de la machine est assurée par un convertisseur en demi-pont asymétrique. Le capteur de position génère un signal carré donnant une information sur la vitesse et la position du rotor.

Le convertisseur en amont des phases est équipé par des capteurs à effet Hall qui mesurent les courants au niveau de chaque phase. Les interrupteurs électroniques (IGBTs) du convertisseur sont commandés par les signaux de commande générés par le microcontrôleur. Une interface permet d'adapter les différents niveaux de tension dans le banc d'essai.

Ci-dessous un schéma synoptique du banc d'essai utilisé :

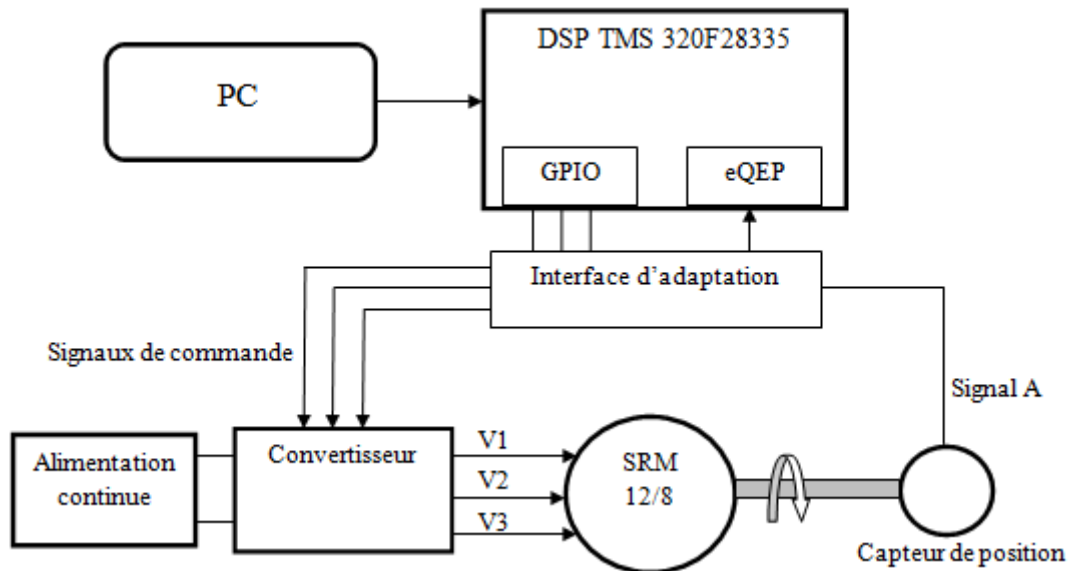


Figure IV.2 : Schéma descriptif du Banc d'essai utilisé

IV.2.1 Codeur incrémental

Le codeur qu'on a utilisé a une résolution $r=1000$ imp/tr. L'acquisition de la position se fait par comptage des impulsions du signal de la voie A du capteur [16,17].

Dans notre cas, on a procédé par comptage des fronts montants et descendant du signal issu du capteur. Par conséquent, la résolution du capteur a doublé à 2000 imp/tr.

IV.2.2 Architecture du TMS320F28335

Le TMS320F28335 est un microcontrôleur DSP de traitement des signaux qui fonctionne en virgule fixe et en virgule flottante [18]. Son architecture est conçue spécifiquement pour le traitement de signal en temps réel. Il se caractérise par ses performances élevées et son cout réduit. Les signaux traités par le F28335 sont à 32bits. L'horloge de ce DSP est générée par un oscillateur extérieur de fréquence de 30MHz qui est petite par rapport à la fréquence interne de DSP qui peut atteindre « 150MHz ». L'espace mémoire du F28335 est divisée en 4G mots de mémoire de données, et 4M mot en mémoire de programmation. Les bus de système qui assurent le contact entre les blocs fonctionnels du système se basent sur l'architecture « HARVARD » qui offre une meilleure flexibilité de fonctionnement [18].

Le microcontrôleur est géré par un code appelé : «Code Composer Studio ». Il permet d'effectuer des opérations à l'intérieur du microcontrôleur, comme Saisir le programme en langage « C », le compiler, le charger sur le DSP et l'exécuter.

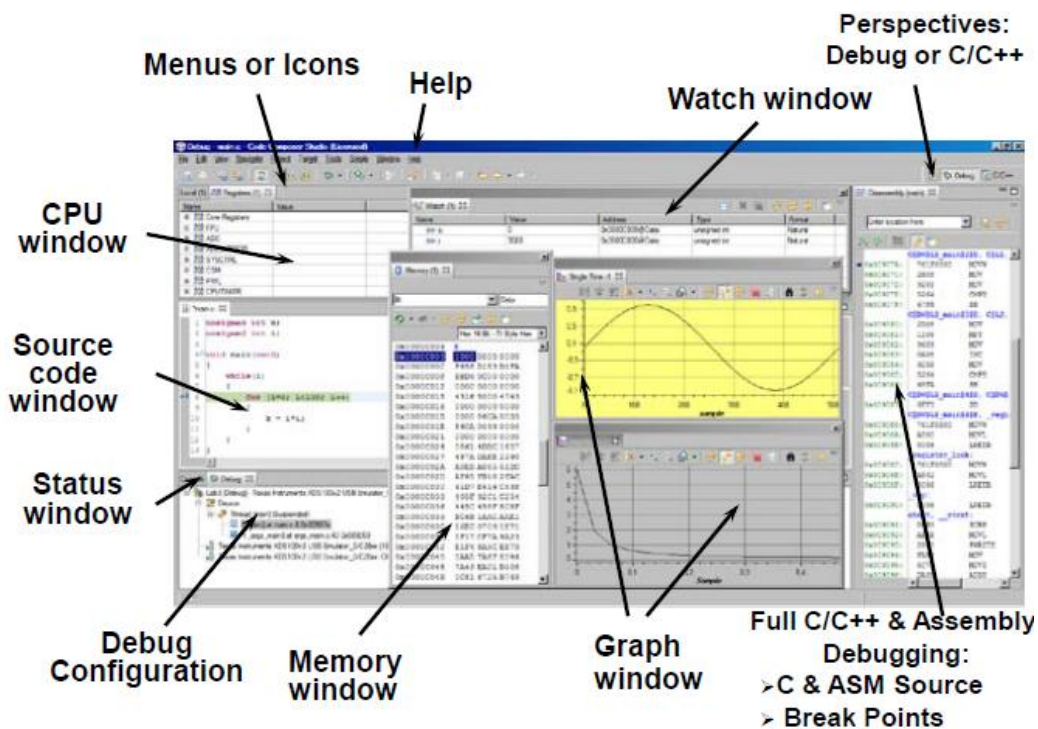


Figure IV.3 : L'environnement « Code Composer Studio » [18]

Le microcontrôleur F28335 comprend plusieurs unités (périphériques intégrés). Chaque unité est dédiée à la réalisation d'une fonction précise.

Dans le cas de ce travail, on s'est intéressés uniquement aux unités suivantes :

IV.2.2.1 Unité des Entrés / Sorties numériques (Digital I/O unit)

Tout les Entrés / Sorties numériques sont groupées ensemble en ports nommés GPIO-A, B et C. Le F28335 possède 88 pins d'entré/sortie appelés GPIO0 à GPIO87 [18].

Le programmeur choisit la fonction de chaque pin ainsi que sa direction (entré/sortie) par configuration des registres correspondants.

IV.2.2.2 Le module QEP

Le module eQEP « enhanced Quadrature Encoder Pulse » de dispositif F28335 est généralement utilisé comme une interface directe entre le DSP et le capteur de position incrémental afin d'extraire une information sur la position ou la vitesse d'un dispositif d'entraînement électrique. Cette unité dispose d'un compteur incrémental nommé « POSCNT » qui compte les impulsions du signal issu du capteur. C'est la valeur donné par ce compteur qu'on utilise pour extraire l'information sur la position [18].

Selon la précision souhaitée, le module eQEP peut être configuré à tous les types possibles de comptage des impulsions issues de l'encodeur. Dans notre cas, c'est l'utilisation des fronts montants et descendants de la voie A seule.

IV.2.2.3 Les interruptions

Une interruption est définie comme un événement asynchrone généré par une unité matérielle interne ou externe. Cet événement fait que le microcontrôleur interrompt l'exécution du programme courant et commence un service de routine dédié à cet événement. Après l'exécution du service de routine, le microprocesseur revient à l'exécution du programme interrompu.

Le système d'interruption du F28335 comprend 96 sources d'interruption réparties sur 16 lignes d'interruption; deux lignes (RESET, NMI) sont dites non-masquables et les 14 autres sont masquables. Cela veut dire que le programmeur peut activer ou désactiver les interruptions de ces 14 lignes.

Les 16 lignes sont connectées à une table de vecteurs d'interruption qui consiste en une mémoire de 32 bits par interruption. Dans le cas du F28335 la table de vecteurs d'interruption se trouve dans une mémoire ROM et elle chargée par des adresses de la RAM définies par Texas Instrument. Le programmeur doit mettre ses instructions dans des adresses mémoires bien définies [18].

IV.2.3 L'interface d'adaptation

L'excitation des transistors du convertisseur asymétrique requière l'envoi d'un signal de tension de 5V. Le codeur incrémental ainsi que le GBF envoient des signaux de 5V, alors que le microcontrôleur envoi et reçoit des signaux de 3,3V. L'interface permet d'adapter les différents niveaux de tensions dans le banc d'essais. Elle possède un autre rôle très important dans la protection des différents instruments sensibles aux défauts imprévisibles de connexions ou de surtensions.

IV.3 Programmation

Deux programmes sont élaborés sur le microcontrôleur. Le premier programme permet de réaliser le fonctionnement en pas à pas, et le deuxième consiste en un programme d'acquisition de la position et de génération des signaux de commande en vue de l'alimentation en pleine onde de la machine (avec capteur de position).

IV. 3.1 Programme de fonctionnement en pas à pas (sans acquisition de la position)

Ce programme consiste à configurer les sorties GPIO0, GPIO2, et GPIO4 pour générer 3 signaux logiques de rapport cyclique de 1/3 et de fréquence désirée. Ces 3 signaux sont décalés entre eux par le tiers de leur période. Ces sorties logiques excitent directement les transistors du convertisseur.

L'organigramme expliquant ce programme est donné sur la figure suivante :

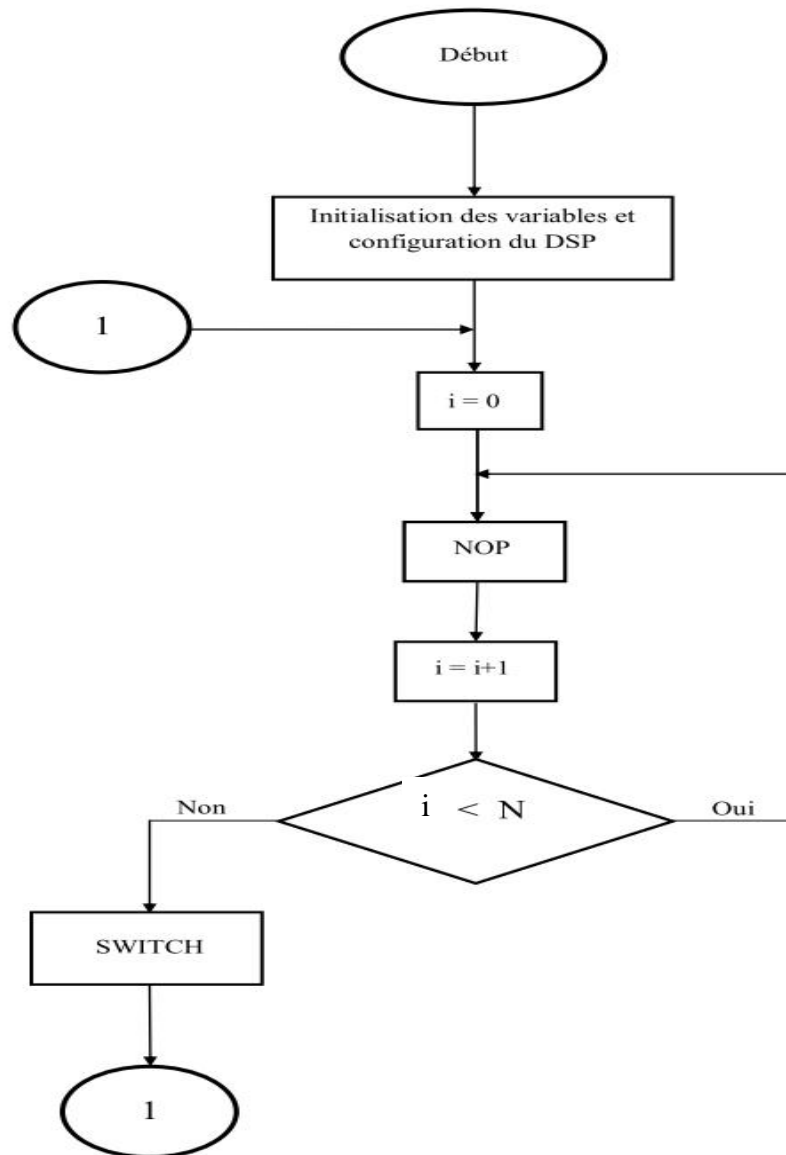


Figure IV.4 : Organigramme du programme de fonctionnement en pas à pas

Il résulte que la période T d'excitation de chaque phase est :

$$T = N \cdot T_{\text{NOP}} \text{ avec } T_{\text{NOP}} : \text{ la période d'exécution de la commande NOP.}$$

La valeur de « N » qui donne une fréquence « f » désirée est donc donné par la formule suivante :

$$N = \frac{f}{3 \cdot T_{\text{NOP}}} \quad (\text{IV.1})$$

IV.3.2 Programme d'acquisition de la position et de génération des signaux de commande

Les tâches principales réalisées par ce programme sont :

- L'acquisition de la position par comptage des impulsions du signal venant de l'encodeur.
- La génération des signaux de commande des interrupteurs pour la commutation des phases chaque 15° (Pas incrémental de la SRM 12/8).

Le programme est constitué principalement de deux parties :

IV.3.2.1 Initialisation du microcontrôleur et configuration des différents modules utilisés

Le programme débute par une initialisation des différents registres du DSP ainsi que les constantes et les variables, suivi de la configuration des différents modules utilisés.

IV.3.2.1.1 Configuration des entrées sorties logiques (GPIO)

La technique d'alimentation consiste à appliquer une tension $+V_{DC}$ pendant les 15° d'excitation et une tension $-V_{DC}$ pour la désexcitation. Par conséquent, les deux transistors en série de la phase reçoivent le même signal de commande. D'où l'utilisation des trois pins GPIO6 GPIO7 GPIO8 qui sont configurés comme sortie logiques (0 ou 1) pour exciter les gâchettes des transistors en série de chaque phase. Le pin GPIO20 est configuré comme entrée pour recevoir les signaux issus de l'encodeur.

IV.3.2.1.2 Configuration du module eQEP

Le module eQEP est configuré de telle façon qu'il utilise les fronts montants et descendants de la voie A seule. Ainsi on établit par un simple calcul la relation qui lie la fréquence de sortie de codeur à la vitesse de rotation de la machine :

$$\Omega(tr/min) = \frac{f_{encodeur} \times 60}{r} \quad (IV.2)$$

IV.3.2.1.3 Configuration des interruptions

Notre programme utilise principalement deux interruptions :

- Une interruption d'échantillonnage « SINT » : C'est une interruption temporisée dont le service de routine s'exécute chaque $100\ \mu s$. Ce service de routine consiste en la surveillance de la valeur de la position ainsi que sa sauvegarde dans une variable.
- Une interruption liée au module eQEP (POSINT) : C'est une interruption dont le service de routine s'exécute chaque fois que la position dépasse les 15° . Ce service routine consiste en la désexcitation de la phase alimentée et l'excitation de la phase suivante.

IV.3.2.2 Programme principal

A chaque demande d'interruption d'échantillonnage « SINT » (chaque $100\ \mu s$), le programme calcul la différence de « OLDPOS » et « NEWPOS ». Le résultat de la soustraction est sauvegardé dans la variable « DX ». La demande d'interruption liée au module « eQEp » s'effectue quand la valeur de « DX » dépasse la valeur correspondante à 15° (83 impulsions). A l'arrivé de cette interruption le microprocesseur exécute la fonction de commutation entre les phases appelée « SWITCH », il sauvegarde la valeur de la variable « NEWPOS » dans « OLDPOS » et revient à l'attente de l'interruption de l'échantillonnage.

L'organigramme de cet algorithme est présenté sur la figure IV.5 sur la page suivante.

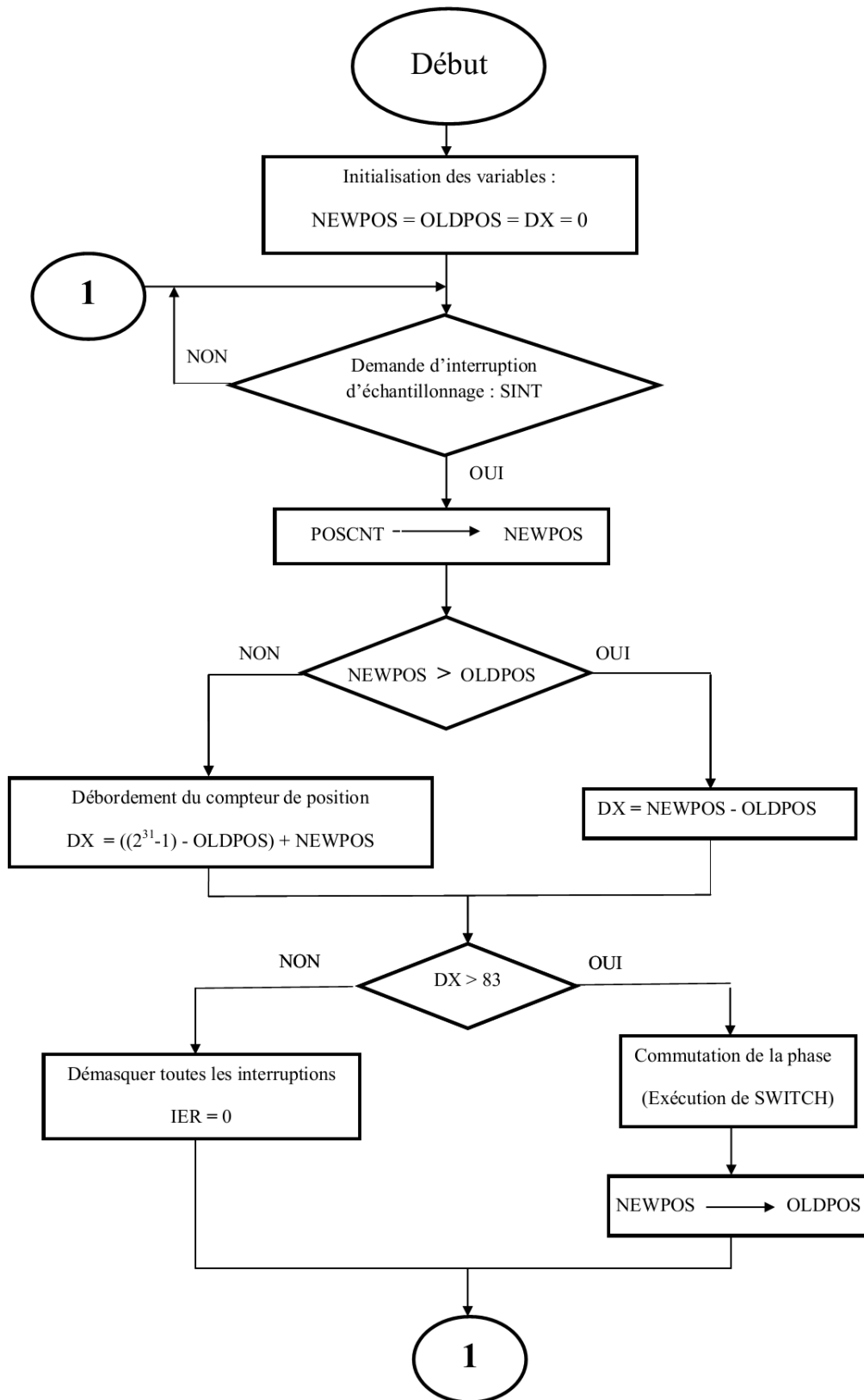


Figure IV.5 : Organigramme de l'algorithme principal

La fonction « SWITCH » reçoit le nombre de la phase alimentée qui est dans la variable « m_phs », et elle bascule l'alimentation à la phase suivante. Étant donné que la machine est triphasée, « m_phs » = {1, 2, 3}. Les deux transistors de la phase 1,2 et 3 sont excités respectivement par les pins GPIO6, GPIO7 et GPIO8 du microcontrôleur.

Ci-dessous l'organigramme de cette fonction:

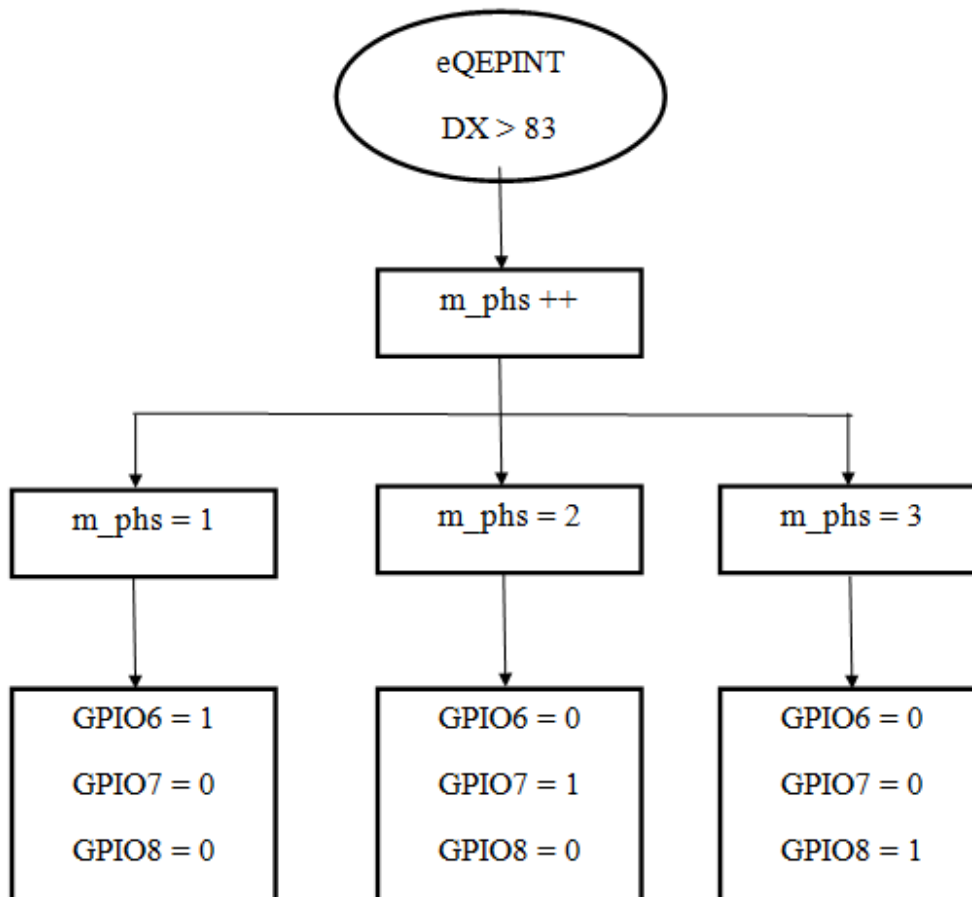


Figure IV.6 : Organigramme de la fonction SWITCH

IV.4 Essais effectués et résultats obtenus

IV.4.1 Essai en pas à pas

Le but de cet essai est de confirmer que les signaux envoyés par le microcontrôleur à travers l'interface arrivent aux gâchettes des transistors avec les formes, fréquences et amplitudes désirées. Aussi cet essai permet de vérifier la séquence d'alimentation des phases de la machine ainsi que les qualités mécaniques de cette dernière.

L'exécution du premier programme a donné les résultats suivants :

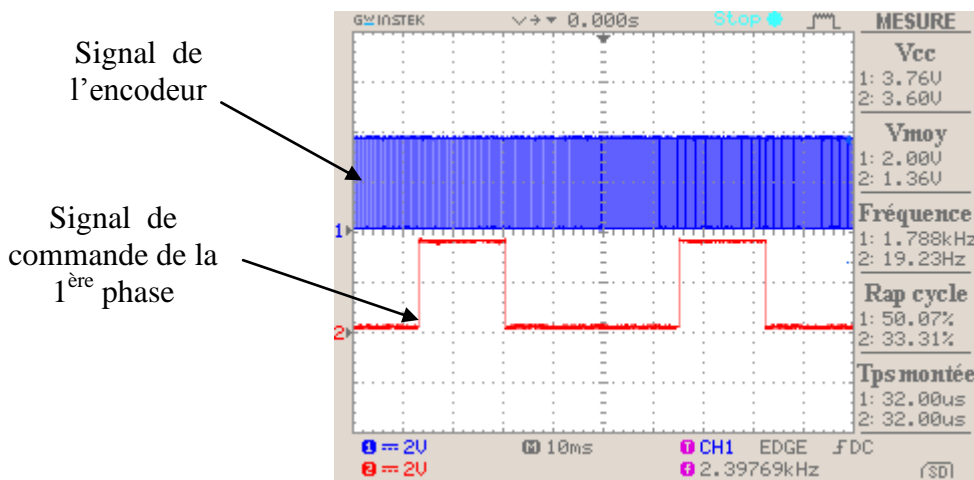


Figure IV.7 : Signal de commande de la 1^{ère} et signal de l'encodeur

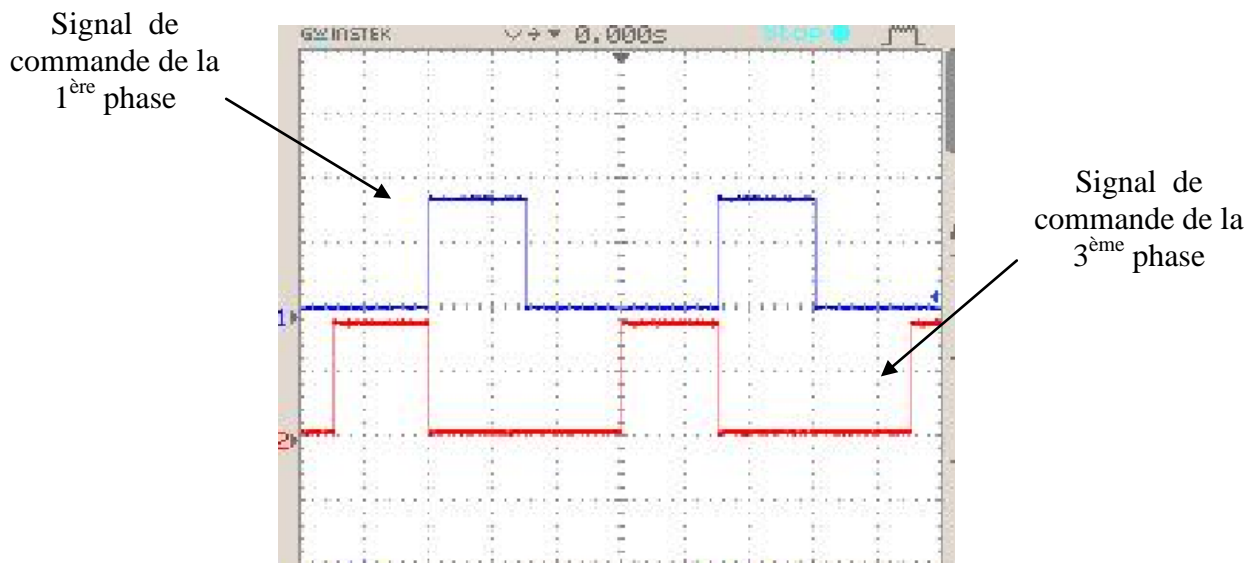


Figure IV.8 : Signal de commande de la 1^{ère} et la 3^{ème} phase

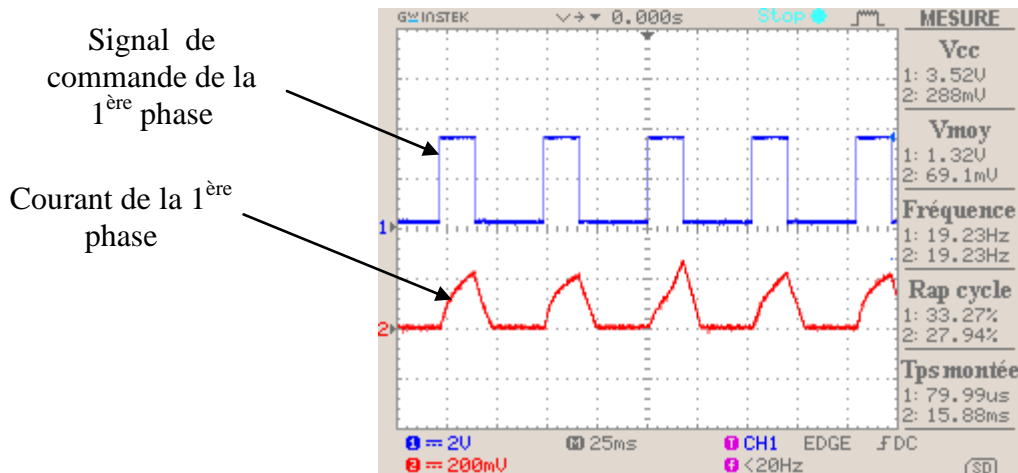


Figure IV.9 : Signal de commande et courant de la 1^{ère} phase

La machine a tourné à une vitesse de 110 tr/min (mesurée avec un tachymètre). La vitesse de la machine peut être calculée à partir de la fréquence du signal de l'encodeur en utilisant la formule IV.2 :

$$\Omega(tr/min) = \frac{1788}{16,66} = 107 \text{ tr/min}$$

On constate que les signaux de commande sont bien positionnés les uns par rapport aux autres. En effet, on voit qu'il n'y a pas de chevauchement ou une différence d'amplitude ou de fréquence entre ces signaux. Aussi, les formes de tension et du courant sont similaires aux signaux théoriques. Cela montre la justesse du programme établi.

IV.4.2 Essai en pas à pas en utilisant un GBF

Ce deuxième essai consiste à simuler le capteur de position par un GBF (générateur à basses fréquences). Le programme d'acquisition de la position est la génération des signaux de commande est chargé sur le microcontrôleur. Le module eQEP du DSP reçoit le signal de GBF et commute l'alimentation chaque 15 impulsions. Le but de ce travail est de vérifier que notre programme commute la phase après le comptage du nombre d'impulsions affiché.

Aussi, cet essai permet de varier la fréquence des signaux de commandes des interrupteurs par variation de la fréquence du signal de GBF. En utilisant cette procédure, on a pu déterminer la vitesse de rotation limite que la machine peut atteindre en fonctionnement pas à pas (sans acquisition de la position du rotor).

L'exécution du programme a donné les résultats suivants :

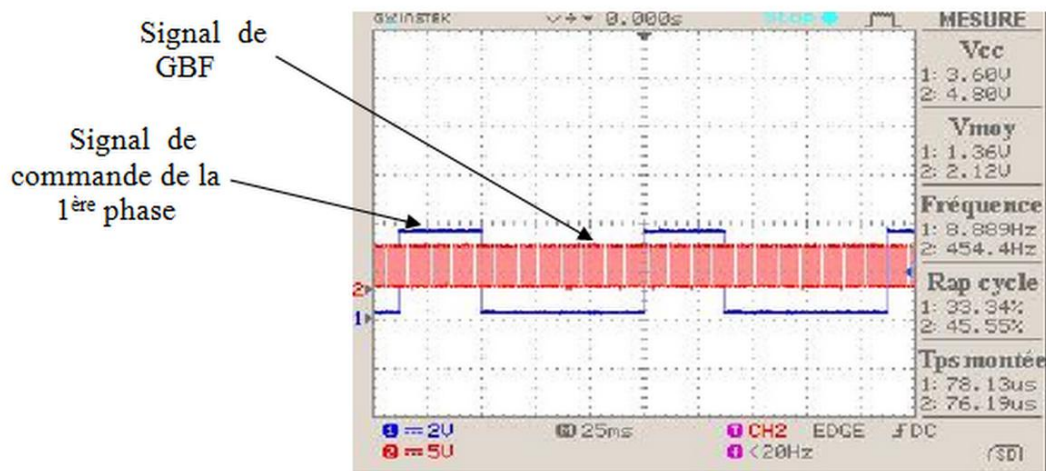


Figure IV.10 : Résultat du test d'essai en pas à pas avec GBF

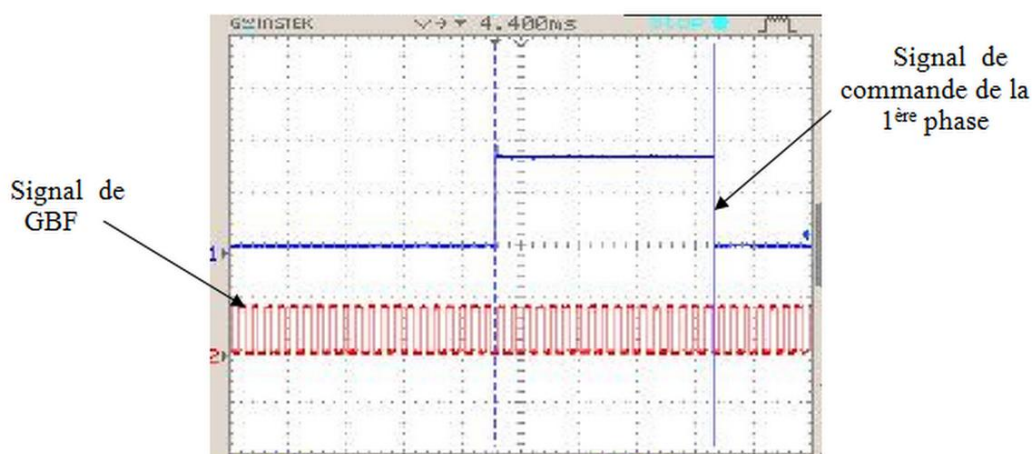


Figure IV.11: Signal de sortie du GBF et signal de commande de la 1^{ère} phase

Discussion

Amplitudes Le signal de commande est mesuré à la sortie de DSP (en amont de l'interface), son amplitude est proche de 3.6V. Le signal de GBF est capté aussi en amont d'interface, son amplitude est autour de 5V. Ces mesures confirment que les amplitudes des signaux sont bonnes.

Rapport cyclique Il apparaît sur la figure précédente que le rapport cyclique des signaux de commande est de 33.34% qui est la valeur désirée. (Voir la 4^{ème} case :Rap Cycle).

Il est apparait sur la figure IV.11 que le signal de commande commute après 16 complètes impulsions de signal GBF. Une erreur d'une impulsion par rapport à la valeur précisée est constatée. Cette différence est une erreur due à l'échantillonnage. Elle diminue en augmentant la fréquence d'échantillonnage «SINT». Cette erreur sera négligeable avec l'utilisation du capteur de position qui est de résolution élevée.

On conclut que le programme élaboré génère des signaux de commande corrects et avec la durée d'excitation désirée.

La plus grande vitesse qu'on a pu atteindre en fonctionnement pas à pas est 140 tr/min, ce qui correspond à une fréquence de GBF de 1,17 kHz. Pour des fréquences supérieures à 1,17 kHz le moteur ne tourne plus correctement. Cela est expliqué par le fait que les signaux de commande ne sont plus synchronisés avec le profil de l'inductance de la machine. Ce qui est du à l'absence de l'information sur la position réelle du rotor de la machine.

IV.4.3 Essai avec capteur de position bouclé au DSP

Cet essai a pour objectif d'analyser le fonctionnement de la SRM et d'examiner les performances du moteur pour la stratégie d'alimentation en pleine onde. A cet effet, une commande numérique du moteur en boucle ouverte a été mise en œuvre en utilisant le programme d'acquisition de la position et de génération des signaux de commandes.

Un essai à vide a été réalisé en exécutant le programme développé sous une tension $V_{DC}=5V$. Le moteur démarre, et la vitesse de rotation se stabilise à une valeur proche de 250 tr/min.

Les résultats de l'essai sont représentés sur les figures suivantes :

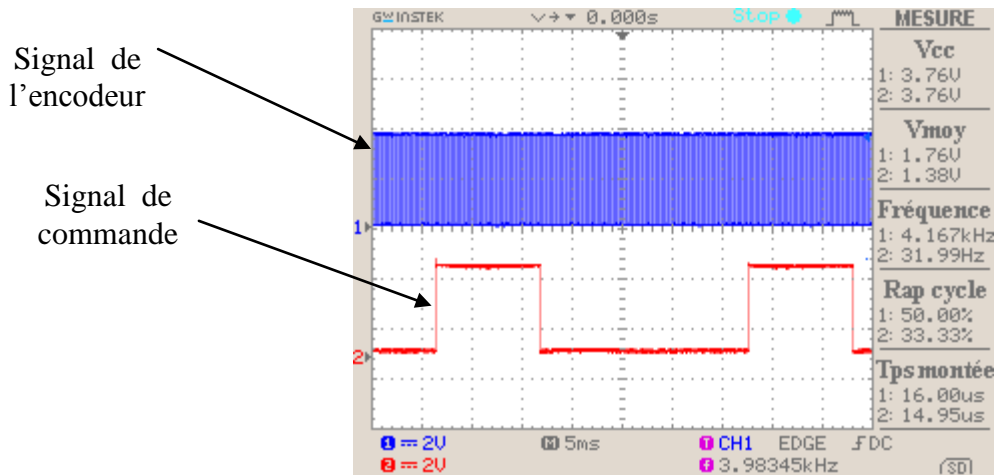


Figure IV.12 : Le signal de commande d'une phase et le signal de l'encodeur

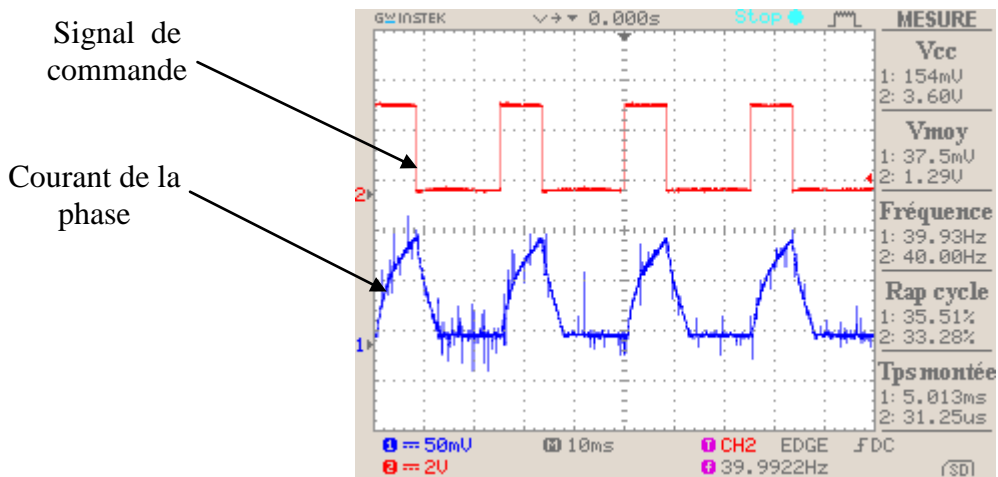


Figure IV.13 : Signal de commande et courant de la 1^{ère} phase

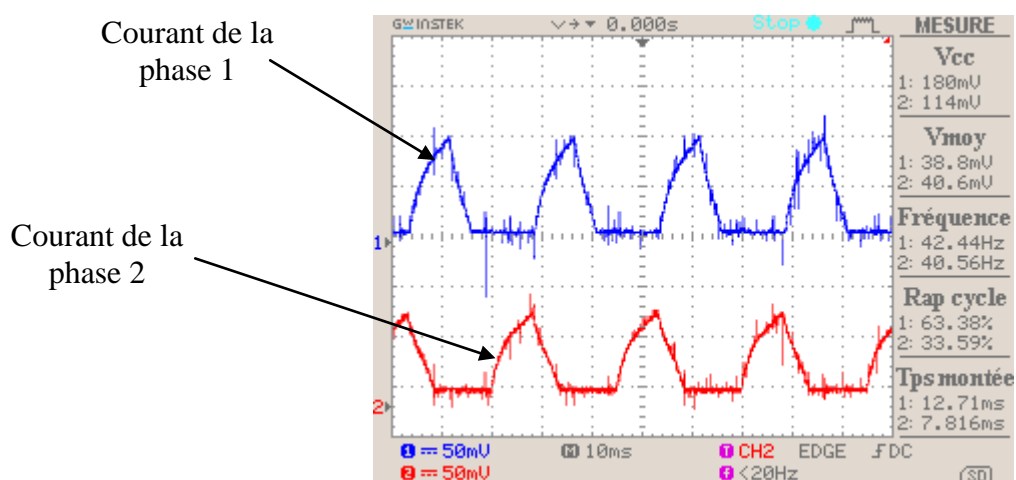


Figure IV.14 : Courant de la 1^{ère} et de la 2^{ème} phase

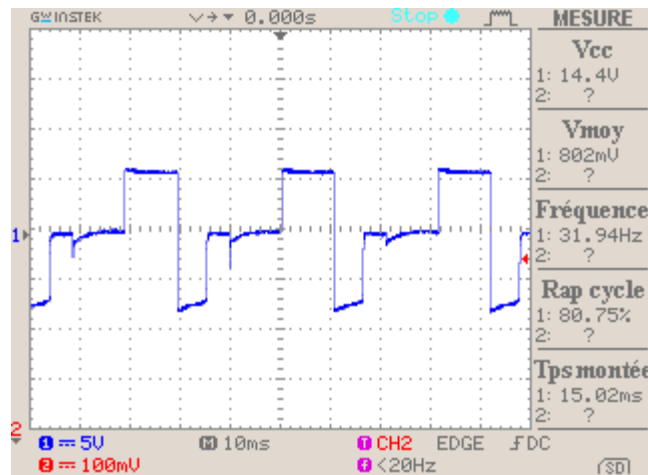


Figure IV.15 : Tension d'alimentation de la première phase

A partir de l'analyse des résultats présentés, nous constatons une commutation correcte des transistors de puissance sur deux séquences. Dans la première séquence les deux transistors se ferment pendant l'excitation de la phase, par conséquent la tension est égale à V_{DC} (5V) et le courant est croissant. Dans la deuxième séquence les diodes de roue libre entrent en conduction et la tension s'inverse à $-V_{DC}$, le courant décroît jusqu'à l'extinction où les diodes de roue libre se bloquent et la tension s'annule.

Malgré que les capteurs à effet Hall ne soient pas étalonnés ce qui a empêché la mesure du courant et son analyse quantitative, on constate que la forme de courant obtenu correspond bien à l'alimentation pleine onde utilisé dans ce cas.

Il est possible de retrouver la vitesse de rotation de la machine en utilisant la fréquence du signal de l'encodeur à partir de la formule IV.2. Etant donné que la fréquence de l'encodeur est de 4,17 kHz (voir la figure IV 13), la vitesse de rotation est :

$$\Omega(tr/min) = \frac{f_{codeur}}{16,66} = 250 tr/min.$$

V.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une programmation sur microcontrôleur TMS320F a été initiée. Deux programmes de commande ont été développés et testés sur un banc d'essai expérimental comprenant un SRM triphasé 12/8. Les programmes élaborés nous ont permis d'effectuer des essais en pas à pas et avec capteur de position. Les résultats obtenus sont satisfaisants et concordent avec la théorie présentée au premier chapitre.

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. Les estimateurs de position qui remplacent le capteur de position améliorent la fiabilité et réduisent le coût et l'encombrement du système commande. Les estimateurs basés sur les nouvelles méthodes de commande sont plus robustes que ceux qui utilisent les méthodes basées sur le calcul de l'inductance dynamique.

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 et sans capteur de position en régime permanent et dynamique. Ceci en comparant qualitativement les résultats de simulation avec ceux donnés par d'autres auteurs.

La forte non linéarité du modèle de la SRM a fait que sa régulation en vitesse par un régulateur de type PI ne donne pas les réponses désirées. Par contre, 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.

Conclusion Générale

L'étude expérimentale, nous a permis de se familiariser avec un microcontrôleur qui est devenu un élément incontournable de toutes les commandes numériques. Deux programmes ont été élaborés et testés sur le banc d'essai : un programme de commande en pas à pas et un programme tenant compte des signaux du capteur. Ces programmes nous ont permis de vérifier le bon fonctionnement du banc d'essai et de déterminer les caractéristiques de la SRM. En effet, les signaux de commande et les formes de courants et des tensions relevés sont similaires à ceux présentés dans l'étude théorique. Par ailleurs, le DSP TMS320F28335 de Texas instrument a présenté une bonne efficacité et une grande flexibilité de fonctionnement.

D'autres essais peuvent être effectués en modifiant uniquement le programme de commande :

- Variation des angles de commande.
- Alimentation par régulation de courant.
- Elimination du capteur de position et commande par estimation de la position.
- Commande en vitesse en programmant un régulateur PI ou un régulateur par mode glissant.

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 ²)	0.05
Coefficient de frottement (N.m/ (rd /s))	0.0764
Nombre de phases	3

Annexe 2

Les caractéristiques du moteur utilisé dans la partie expérimentale

Nom des paramètres	Données
Courant nominal	4 A
Tension d'alimentation	24 V
Lmin (mH)	10
Lmax (mH)	50
Résistance d'une phase (Ohm)	2,5
Nombre de phases	3

- [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-effecient 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.

Références Bibliographiques

- [13]: **Y.NESSAB, M.TAKARLI**, « Modélisation et commande par mode glissement d'une MRV utilisée en alerno-démarreur pour véhicule », PFE ENP d'Alger 2011.
- [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.
- [17] :**R.PLUYAUT**, « les capteurs de position », Cours TS2, Lycée B.Palissy de Saintes, 2002.
- [18] : **TEXAS INSTRUMENT**, « DSPs the TMS320F2833x, architecture & peripherique », technical reference .