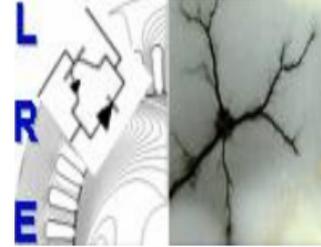


RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
École Nationale Polytechnique



Département d'Électrotechnique  
Laboratoire de Recherche en Électrotechnique  
Mémoire de projet  
de fin d'études pour l'obtention du diplôme d'  
**Ingénieur d'état en Électrotechnique**

# Commande sans capteur de position d'une machine à réluctance variable à double denture (SRM)

**DJAOUT Mouatez**  
**HAOUARA Amani**

Sous la direction de  
**Dr : H. SAHRAOUI**  
**PR : MO.MAHMOUDI**

Soutenu publiquement le 13/06/2017

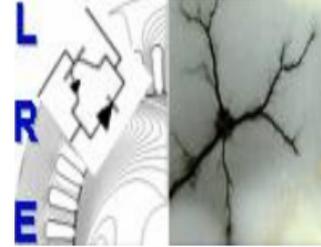
## Membres du Jury

Président	Mr. R. TAHMI,	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Promoteurs	Mme. H. SAHRAOUI, Mr. MO. MAHMOUDI,	Docteur Professeur	Ecole Nationale Polytechnique Ecole Nationale Polytechnique
Examineur	Mr. L. NEZLI,	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique

**ENP 2017**



RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
École Nationale Polytechnique



Département d'Électrotechnique  
Laboratoire de Recherche en Électrotechnique  
Mémoire de projet  
de fin d'études pour l'obtention du diplôme d'  
**Ingénieur d'état en Électrotechnique**

# Commande sans capteur de position d'une machine à réluctance variable à double denture (SRM)

**DJAOUT Mouatez**  
**HAOUARA Amani**

Sous la direction de  
**Dr : H. SAHRAOUI**  
**PR : MO.MAHMOUDI**

Soutenu publiquement le 13/06/2017

## Membres du Jury

Président	Mr. R. TAHMI,	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Promoteurs	Mme. H. SAHRAOUI, Mr. MO. MAHMOUDI,	Docteur Professeur	Ecole Nationale Polytechnique Ecole Nationale Polytechnique
Examineur	Mr. L. NEZLI,	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique

**ENP 2017**

**ملخص:** يتمثل هذا العمل في نمذجة تحكم مع وبدون وضعية استشعار لمحرك ذو مقاومة مغناطيسية متغيرة ثنائي الدرج SRM 12/8 مع أخذ ظاهرة التشبع المغناطيسي بعين الاعتبار وذلك في بيئة المحاكاة MATLAB/SIMULINK , قد تم اجراء نموذج لتقدير الوضعية بطريقة التدفق .

قمنا بنمذجة محاكاة للتحكم و التعديل في السرعة و ذلك باستخدام معدل من نوع PI و آخر من نوع IP بالإضافة الى معدل الوضع الانزلاقي حيث أن النتائج المتحصل عليها قد أثبتت نجاعته و صلابته خاصة وأن هذا النوع من المحركات يتميز بطبيعته الغير خطية , علاوة على ذلك , فقد قمنا بتحديد الخاصية المغناطيسية عن طريق دراسة تطبيقية على طاولة تجارب تحتوي على محرك SRM 12/8 , لقد تم اختبار النتائج المتحصل عليها عن طريق محاكاة لعملية النظام الدائم مع وبدون استشعار الوضعية وقد أعطت هذه العمليات نتائج جد مرضية .

**كلمات مفتاحية :** المحركات ذات المقاومة المغناطيسية المتغيرة , ماتلاب /سيمولينك , تقدير الوضعية , تحكم بدون وضعية استشعار , المعدل IP , المعدل PI ,التحكم الانزلاقي

**Abstract:** The aim of this work is a three phases SRM 12/8 modeling and control tacking in to account of saturation effect. The simulation of performances and control of this type of machine is done in MATLAB/SIMULINK environment. The estimation of the rotor position is performed using “flux estimation” method. A speed control has been performed by simulation using proportional integral (PI) and integral proportional (IP) controllers as well as the sliding mode regulator. An experimental study is done with the aim of identifying the magnetic characteristics of the SRM. The results were tested by a simulation of the steady state machine operation with and without sensor.

**Key words:** SRM, MATLAB/SIMULINK, Modeling, Sensorless, PI regulator, IP regulator sliding mode control.

**Résumé :** Ce travail consiste à la modélisation et la commande sans capteur de la machine à réluctance variables 12/8 en régime saturé en utilisant l’environnement MATLAB/SIMULINK. L’estimation de la position est réalisée à partir de la méthode d’estimation de flux. Une simulation de la régulation de vitesse a été réalisée en utilisant les régulateurs : proportionnel intégrale (PI) et intégrale proportionnel (IP) ainsi que le régulateur en mode glissant. Une étude expérimentale est réalisée sur une autre SRM dans le but d’identifier ses caractéristiques magnétiques. Les résultats obtenus ont été utilisés pour une simulation du fonctionnement de la machine en régime permanent avec et sans capteur de position.

**Mots clés :** SRM, MATLAB/SIMULINK, modélisation, Estimation de position, Commande sans capteur, régulateur PI, régulateur IP, mode glissant.

*Je dédie ce travail à ma très chère mère, dont le sacrifice, la tendresse, l'amour, la patience, le soutien, l'aide et l'encouragement sont l'essentiel de ma réussite. Sans elle je ne serai pas à ce stade aujourd'hui.}*

*A mes frères Amine et Seif. A ma sœur Ines pour leur soutien continue durant mon parcours.*

*A Abdou, Anes, Imad, Boka, Ahemd et Adel.*

*A Amani, Zineb et Lina.*

**M.DJAOUT**

*Je dédie ce modeste travail,*

*À mon cher papa et ma très tendre maman, aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que vous avez consentis pour mon instruction et mon bien être.*

*Que Dieu vous accorde santé, bonheur et longue vie.*

*Un grand merci à mes adorables frères Anis et Moncef, qui répondaient toujours présent pour moi,*

*A ma moitié, ma meilleur amie, mon inséparable Sœurette qui a toujours sue me remonter la morale, malgré la distance qui nous séparait, ta présence est plus qu'indispensable dans ma vie.*

*Un énorme merci a mes amies, Rania , Lyna ,Zineb , Lamia, Nana*

*A tata Houria , tonton Fawzi , Jihan*

*A ma très chère grand-mère, unique dans son genre.*

**A.HAOUARA**

# Remerciements

Nous remercions Dieu le tout puissant de nous avoir donné la force et le courage pour réaliser ce travail.

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du *Laboratoire de Recherche en Électrotechnique* de l'École Nationale Polytechnique.

Ce travail que nous présentons a été effectué sous la direction de Mme *H.SAHRAOUI*, Docteur à l'École Nationale Polytechnique, et Mr *MO.MAHMOUDI*, Professeur à l'École Nationale Polytechnique, qui ont suivi de très près ce travail, pour leur orientation pédagogique dans l'élaboration de ce mémoire.

Nous tenons aussi à remercier Mr *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 tenons à remercier Mr *R.TAHMI*, Professeur à l'École Nationale Polytechnique, pour l'honneur qu'il nous fait de présider le jury de notre soutenance.

Que Mr *L.NEZLI*, Professeur à l'École Nationale Polytechnique, soit convaincu de notre sincère reconnaissance pour avoir accepté d'examiner et de critiquer ce mémoire.

Enfin, je tiens à remercier tous les gens qui ont contribué à ma réussite tout au long de mon parcours d'étude.

# Table des matières

Liste des tableaux

Liste des figures

Liste des abréviations

<b>Introduction Générale</b>	<b>12</b>
<b>1 Modélisation et simulation de la commande de la SRM avec capteur de position</b>	<b>14</b>
1.1 Introduction . . . . .	14
1.2 Modélisation et simulation du système de Commande de la SRM 12/8 . . .	14
1.2.1 Modélisation du moteur SRM . . . . .	15
1.3 Modèle Simulink . . . . .	17
1.3.1 Modélisation de capteur de position . . . . .	19
1.4 Simulation du système avec capteur de position . . . . .	19
1.4.1 Régime permanent . . . . .	19
1.4.2 Régime dynamique . . . . .	23
1.5 Conclusion . . . . .	25
<b>2 Simulation de la commande de la SRM sans capteur de position</b>	<b>26</b>
2.1 Introduction . . . . .	26
2.2 Modèle du Système de commande de la SRM sans capteur . . . . .	26
2.3 Simulation sans capteur de la SRM . . . . .	28
2.3.1 Régime permanent . . . . .	28
2.3.2 Régime dynamique . . . . .	30
2.4 Conclusion . . . . .	31
<b>3 Simulation de la régulation de vitesse sans capteur de la SRM par les régulateurs PI et IP</b>	<b>32</b>
3.1 Introduction . . . . .	32
3.2 Modèle des régulateurs PI et IP . . . . .	32
3.3 Détermination des paramètres des régulateurs PI et IP . . . . .	34
3.4 Application d'une charge . . . . .	35
3.5 Tests de robustesse . . . . .	36
3.6 Conclusion . . . . .	39
<b>4 Régulation de vitesse par mode glissant de la SRM</b>	<b>41</b>
4.1 Introduction . . . . .	41
4.2 Conception de la Commande par Mode de Glissement . . . . .	41
4.2.1 Choix de la surface . . . . .	42
4.2.2 Établissement de conditions d'existence . . . . .	42

4.2.3	Application pour la SRM . . . . .	43
4.2.4	Calcul de la loi de commande . . . . .	43
4.3	Fonctionnement en charge . . . . .	44
4.4	Tests de robustesse . . . . .	46
4.5	Étude comparative . . . . .	46
4.6	Conclusion . . . . .	47
<b>5</b>	<b>Étude expérimentale</b>	<b>48</b>
5.1	Introduction . . . . .	48
5.2	Description du banc d'essai expérimental . . . . .	48
5.3	Caractéristiques du flux magnétique . . . . .	49
5.3.1	Méthode du courant alternatif . . . . .	49
5.4	Méthode de l'échelon . . . . .	51
5.5	Simulation de la machine en régime permanent . . . . .	53
5.5.1	Fonctionnement avec capteur de position . . . . .	53
5.5.2	Fonctionnement sans capteur de position . . . . .	54
5.6	Conclusion . . . . .	55
	<b>Conclusion Générale</b>	<b>56</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>60</b>
	<b>Annexe A</b>	<b>61</b>
	<b>Annexe B</b>	<b>62</b>

# Liste des tableaux

3.1	Paramètres des régulateurs PI . . . . .	34
3.2	Paramètres des régulateurs IP . . . . .	34
1.1	Caractéristique de la SRM utilisée en simulation . . . . .	61
2.1	Caractéristique de la SRM expérimentale . . . . .	62

# Liste des figures

1.1	Schéma synoptique de la machine associée à son convertisseur et son capteur de position . . . . .	15
1.2	Caractéristiques $\psi(\theta, i)$ et $C(\theta, i)$ . . . . .	15
1.3	Modèle de la machine pour une seule phase. . . . .	17
1.4	Modèle de la machine pour les 3 phases. . . . .	17
1.5	Convertisseur demi-pont asymétrique à 3 phases. . . . .	18
1.6	Modèle de la MLI pour une seule phase. . . . .	18
1.7	Modèle de la commande par hystérésis pour 1 phase. . . . .	19
1.8	Modèle du capteur de position. . . . .	19
1.9	Modèle global de la SRM associée au capteur de position . . . . .	20
1.10	Courants des 3 phases, $\Omega = 250tr/min$ . . . . .	20
1.11	Tensions d'alimentation pour $\Omega = 250tr/min$ . . . . .	20
1.12	Couples des 3 phases, $\Omega = 250tr/min$ . . . . .	20
1.13	Couple électromagnétique, $\Omega = 250tr/min$ . . . . .	20
1.14	Courants des 3 phases, $\Omega = 40tr/min$ . . . . .	21
1.15	Couples instantanés, $\Omega = 40tr/min$ . . . . .	21
1.16	Couple électromagnétique pour $\Omega = 40tr/min$ . . . . .	21
1.17	Tension d'alimentation pour $\Omega = 40tr/min$ . . . . .	21
1.18	Courant des 3 phases $\Omega = 40tr/min$ alimentation en hystérésis $\Delta i = 4A$ . . . . .	22
1.19	Couples instantanés, $\Omega = 40tr/min$ , $\Delta i = 4A$ . . . . .	22
1.20	Couple électromagnétique, $\Omega = 40tr/min$ avec $\Delta i = 4A$ . . . . .	22
1.21	Tension d'alimentation, $\Omega = 40tr/min$ avec $\Delta i = 4A$ . . . . .	22
1.22	Modèle global en régime dynamique . . . . .	23
1.23	Courants des 3 phases à vide. . . . .	23
1.24	Couple électromagnétique total à vide . . . . .	23
1.25	Couple phase à vide. . . . .	24
1.26	Vitesse de rotation à vide. . . . .	24
1.27	Courants des 3 phases, en charge $C_c = 5N.m$ . . . . .	24
1.28	Couple électromagnétique, en charge, $C_c = 5N.m$ . . . . .	24
1.29	Vitesse, en charge, $C_c = 5N.m$ . . . . .	24
1.30	Couple de la phase 1, en charge, $C_c = 5N.m$ . . . . .	24
2.1	Schéma synoptique de la SRM sans capteur . . . . .	26
2.2	Modèle de l'estimateur . . . . .	27
2.3	Position réelle et estimée . . . . .	28
2.4	Schéma Simulink sans capteur en régime permanent . . . . .	28
2.5	Alimentation pleine onde, sans capteur, $\Omega = 250tr/mn$ . . . . .	29
2.6	Fonctionnement régulé en courant, sans capteur, $\Omega = 40tr/mn$ , $\Delta i = 4A$ . . . . .	29
2.7	Schéma Simulink de la SRM sans capteur en régime dynamique . . . . .	30
2.8	Courants des 3 en régime dynamique, sans capteur . . . . .	30
2.9	Couple électromagnétique en régime dynamique, sans capteur . . . . .	31
2.10	Vitesse de rotation en Régime dynamique, sans capteur . . . . .	31

3.1	Structure du régulateur PI . . . . .	32
3.2	Structure du régulateur IP . . . . .	33
3.3	Schéma Simulink de régulation de la vitesse, régulateur PI . . . . .	33
3.4	Schéma Simulink de régulation de la vitesse, régulateur IP . . . . .	33
3.5	Démarrage à vide, régulateur PI, $\Omega = 200tr/min$ . . . . .	34
3.6	Démarrage à vide, régulateur IP, $\Omega = 200tr/min$ . . . . .	34
3.7	Réponse de vitesse, à vide $\Omega = 200tr/min$ . . . . .	35
3.8	Réponse de vitesse en charge, $\Omega = 200tr/min$ . . . . .	35
3.9	Réponse du couple électromagnétique en charge, $\Omega = 200tr/min, C_c = 5N.m$ . . . . .	36
3.10	Réponse des courants en charge, $\Omega = 200tr/min, C_c = 5N.m$ . . . . .	36
3.11	Réponse de la vitesse en présence des défauts à vide, $\Omega = 200tr/min$ . . . . .	36
3.12	Réponse des courants en présence des défauts à vide, $\Omega = 250tr/min$ . . . . .	37
3.13	Réponse du couple total en présence des défauts à vide, $\Omega = 200tr/min$ . . . . .	37
3.14	Réponse de la vitesse en présence des défauts en charge, $\Omega = 200tr/min, C_c = 5N.m$ . . . . .	38
3.15	Réponse du couple total en présence des défauts en charge, $\Omega = 200tr/min, C_c = 5N.m$ . . . . .	38
3.16	Réponse des courants en présence des défauts en charge, $\Omega = 200tr/min, C_c = 5N.m$ . . . . .	39
4.1	Principe de la commande par mode glissant. . . . .	42
4.2	Surface de commutation . . . . .	43
4.3	Schéma Simulink de la commande par mode glissant . . . . .	45
4.4	Évolution de la vitesse en charge, $C_c = 5N.m$ . . . . .	45
4.5	Évolution du couple total en charge, $C_c = 5N.m$ . . . . .	45
4.6	Évolution de la vitesse en présence des défauts . . . . .	46
4.7	Évolution du couple total en présence des défauts . . . . .	46
4.8	Erreur de vitesse entre la régulation par mode glissant et le régulateur IP . . . . .	47
5.1	Banc d'essai de la SRM . . . . .	48
5.2	Schéma d'une phase . . . . .	49
5.3	Caractéristique $L(\theta, i)$ . . . . .	50
5.4	Caractéristiques du flux . . . . .	50
5.5	Caractéristique $C(\theta, i)$ . . . . .	51
5.6	Circuit d'alimentation. . . . .	51
5.7	Courant et tensions mesurés . . . . .	52
5.8	Schéma Simulink du calcul du flux. . . . .	52
5.9	Caractéristique du flux. . . . .	52
5.10	Fonctionnement à grandes vitesses $\Omega = 1000tr/min$ . . . . .	53
5.11	Fonctionnement à faibles vitesses $\Omega = 300tr/min$ . . . . .	53
5.12	Position réelle et estimée . . . . .	54
5.13	Fonctionnement à grandes vitesses, sans capteur, $\Omega = 1000tr/min$ . . . . .	54
5.14	Fonctionnement à faibles vitesses, sans capteur, $\Omega = 300tr/min$ . . . . .	54

# Liste des abréviations

*SRM* : Switched Reluctance Machine.

$\psi_j$  : Flux de phase.

$\theta$  : Position du rotor.  $i_j$

: Courant de phase.  $C$  :

Couple de phase.  $W_c$  :

Co-énergie.

$V_j$  : Tension de phase.

$R_s$  : Résistance de phase.

$J$  : Moment d'inertie.

$\Omega$  : Vitesse de rotation.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique total.

$f_r$  : Coefficient de frottement visqueux.

$C_r$  : Couple résistant.

*MLI* : Modulation de largeur d'impulsion.

$f.c.e.m$  : Force contre électromotrice.

$C_c$  : Couple de charge.

$PI$  : Proportionnel Intégral.

$IP$  : Intégral Proportionnel.

$\Omega_{ref}$  : Vitesse de référence.

$K_p$  : Action proportionnelle.

$K_i$  : Action intégrale.

$SMC$  : Sliding mode control.

$S$  : Surface de commutation.

$\dot{X}$  : Vecteur d'état.

$e(x)$  : Écart de la variable  $x$ .

$r$  : Degré relatif.

$V(x)$  : Fonction de LYAPONOV.

$L$  : Inductance de phase.

$Z$  : Impédance de phase.

# Introduction Générale

La SRM occupe de plus en plus une place dans le domaine des entraînements à vitesse variable tel que l'électroménager et la traction électrique[1, 2, 3, 4, 5, 6] ainsi que dans le domaine de la production d'énergie tel que la génératrice éolienne[1, 2]. En effet, cette machine, devenue concurrente aux machines classiques habituellement utilisées, est caractérisée particulièrement par une architecture simple, un coût réduit et sa possibilité de fonctionner dans de larges gammes de vitesses. De plus, la SRM est connue pour sa robustesse et sa tolérance aux défauts[7, 8, 9, 10].

Cependant, les ondulations du couple et la complexité de sa commande dues à son caractère fortement non linéaire font que la machine est plus connue dans le domaine de la recherche que dans le domaine industriel. En effet, beaucoup de travaux de recherches sur la minimisation des ondulations de couple[1, 3, 10, 9] et sur l'application de nouvelles techniques de commande font l'objet de cette machine.

Avec le développement des microcontrôleurs et l'application des nouvelles techniques de commande, la commande de la SRM devient de moins en moins complexe. En effet, la commande de la SRM qui nécessite une connaissance précise de la position du rotor et qui est assurée par un capteur mécanique peut être remplacé aisément par un estimateur et nous évite ainsi les inconvénients du capteur.

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la commande de la SRM 12/8 sans capteur en utilisant un estimateur de position basé sur la méthode d'estimation de flux. Ce travail a donc été structuré en cinq chapitres.

Le premier chapitre est consacré à l'étude de la modélisation et de la simulation du système de commande de la SRM 12/8 avec capteur de position. Un modèle tenant compte des non linéarités de la SRM dues à la double saillance et à la saturation est élaboré. Ce modèle est basé sur la connaissance des caractéristiques électromagnétiques de la machine. La simulation du fonctionnement de la machine pour une alimentation tension et une alimentation régulée en courant nous permet d'étudier les performances de la SRM pour les faibles et grandes vitesses en régime permanent et dynamique.

Dans le deuxième chapitre, le capteur de position est remplacé par un estimateur. Celui-ci est basé sur la méthode de l'estimation de flux qui utilise la caractéristique du flux en fonction de la position et du courant. Cette technique permet d'obtenir l'information sur la position du rotor en effectuant le calcul de flux de chaque phase à partir de mesures directes de la tension et du courant. La position est, alors, déduite de la table du flux, position et courant. Afin d'étudier les performances du système sans capteur, une simulation du fonctionnement en régime permanent dynamique est réalisée dans les mêmes conditions que pour la commande avec capteur.

---

Le troisième chapitre est consacré à la régulation de vitesse de la machine en utilisant les régulateurs classiques PI et IP appliqués souvent dans les systèmes linéaires. Une fois, les coefficients des régulateurs choisis, et afin de tester leurs performances plusieurs tests de robustesses et de tolérances aux défauts ainsi que des tests de variation de charge sont effectués. Ces performances sont comparées afin de choisir le régulateur à adopter dans cette régulation.

Au quatrième chapitre, la technique de commande par mode glissant est appliquée pour la régulation de vitesse pour le système sans capteur. Cette technique est choisie car elle est adaptée pour les systèmes fortement non linéaires et pour sa robustesse. La simulation est effectuée pour les mêmes essais que ceux effectués précédemment, afin de tester les performances de cette technique. Une comparaison des performances avec celle de la technique précédente est alors effectuée afin de mettre en évidence l'intérêt de la technique du mode glissant.

Le cinquième chapitre est consacré à une étude expérimentale sur une autre machine SRM 12/8. L'objectif est d'appliquer les modèles élaborés pour cette machine. A cet effet, une identification de la machine est effectuée pour déterminer les caractéristiques magnétiques de la machine. Deux méthodes de mesure de l'inductance en fonction du courant et de la position sont utilisées : la méthode de l'échelon et la méthode du courant alternatif. Les résultats ont été appliqués aux deux modèles avec et sans capteur et nous permettent de simuler le fonctionnement de la machine en régime permanent.

# Chapitre 1

## Modélisation et simulation de la commande de la SRM avec capteur de position

### 1.1 Introduction

Les SRM sont des machines à champs pulsé, fortement non linéaire dont le fonctionnement nécessite une présence du capteur de position dans la chaîne de mesure. Ce dernier présente un rôle primordial dans le sens où il délivre les impulsions qui permettent le calcul des angles de conduction et l'ordre d'alimentation des phases.

la modélisation de la SRM nécessite la connaissance des caractéristiques magnétiques de flux en fonction de la position et du courant afin de tenir compte des effets de la double saillance et de la saturation. Ces caractéristiques peuvent être déterminées soit expérimentalement ou par calcul Numérique.

Dans ce chapitre, nous proposons un modèle de la SRM 12/8, en utilisant les caractéristiques du flux et du couple en fonction de la position et du courant. L'environnement Matlab/Simulink est utilisé pour modéliser les différents éléments du système de commande et nous permet d'évaluer ses performances en régime permanent et dynamique pour les faibles et grandes vitesses de fonctionnement de la machine.

### 1.2 Modélisation et simulation du système de Commande de la SRM 12/8

La commande de la SRM est assurée par un microcontrôleur qui génère les signaux de commandes pour l'alimentation successive des phases à travers un convertisseur de puissance de type demi-pont asymétrique. Ces signaux de commande dépendent des signaux envoyés par le capteur de position et de la stratégie de commande adoptée. Un schéma synoptique du système de commande avec capteur est présenté sur la figure 1.1

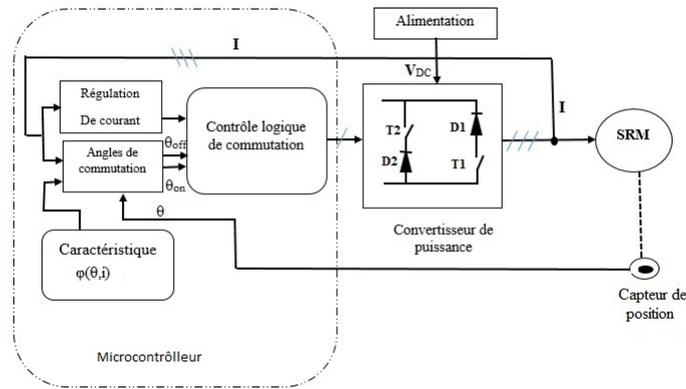


FIGURE 1.1: Schéma synoptique de la machine associée à son convertisseur et son capteur de position

### 1.2.1 Modélisation du moteur SRM

Le modèle de la machine constitue l'ensemble du modèle électromagnétique et le modèle mécanique afin de tenir compte du fonctionnement du régime permanent et dynamique.

Le caractère fortement non linéaire de la SRM, produit par la double saillance de sa structure ainsi que la saturation au régime nominal, nécessite une connaissance précise des caractéristiques magnétiques de la machine.

La modélisation de la SRM est alors réalisée en utilisant les caractéristiques du flux  $\psi(\theta, i)$ , et du couple en fonction de la position et du courant  $C(\theta, i)$  prises de la bibliographie (Voir Annexe 1)[7, 5] et représentées sur les figures 1.2a et 1.2b. Ces caractéristiques sont interpolées afin de construire des tables  $\psi(\theta, i)$ , et  $C(\theta, i)$  nécessaires pour élaborer le modèle numérique. leurs interpolations sont représentés sur les figures 1.2c et 1.2d.

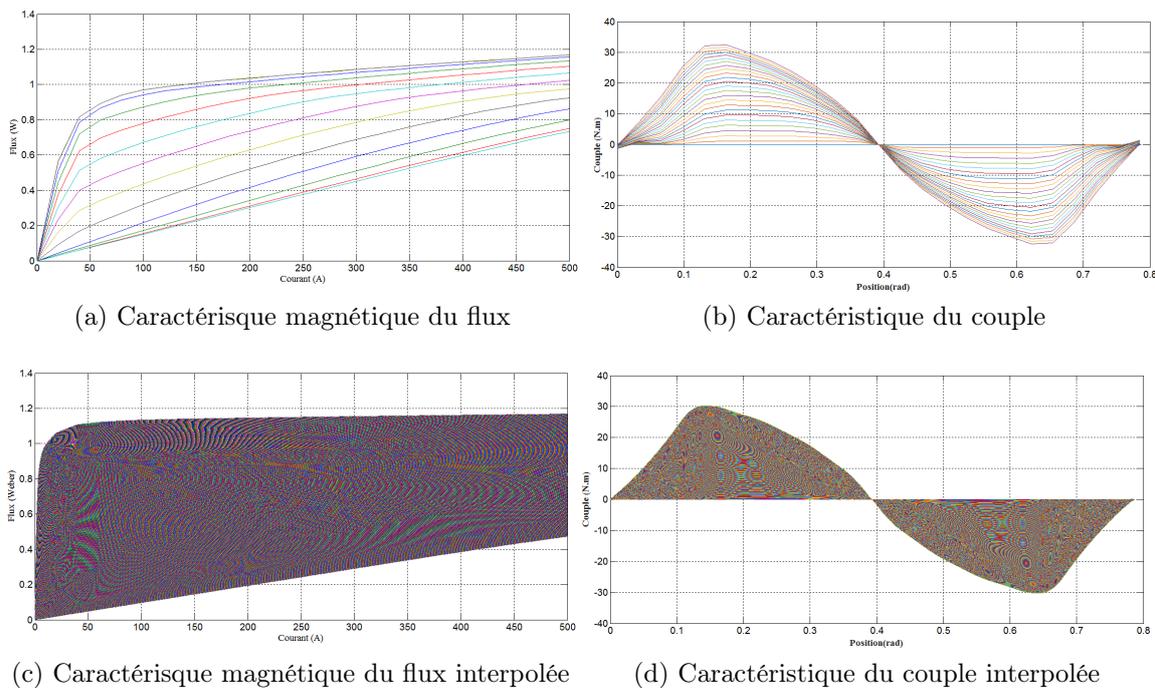


FIGURE 1.2: Caractéristiques  $\psi(\theta, i)$  et  $C(\theta, i)$

L'ensemble des caractéristiques du flux est limité par les deux courbes obtenues à la position d'opposition et la position de conjonction.

La position d'opposition est caractérisée par une variation linéaire du flux, Lorsque le rotor s'approche de sa position de conjonction, la variation n'est plus linéaire.

Le modèle étant non linéaire, pour le simplifier, on adopte les hypothèses simplificatrices suivantes : [11, 3]

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

L'équation donnant la tension aux bornes de chaque phase excitée est exprimée par :

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

Expression où :

$R_s$  : La résistance du bobinage de chaque phase du moteur .

$\psi_j$  : Flux magnétique total par phase.

$i_j$  : Courant passant à la jème phase.

Le flux  $\psi(\theta, i_j)$  est donné par :

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

Avec :

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

On trouve donc :

$$V_j = R_s i_j + \frac{d\psi_j}{i_j} \frac{di_j}{dt} + e \quad (1.4)$$

$e$  étant la f.c.é.m du moteur :

$$e = \Omega \frac{d\psi_j}{d\theta} \quad (1.5)$$

Le couple produit par chaque phase est exprimé par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{dW_c(\theta, i)}{d\theta} = \frac{d}{d\theta} \int_0^{I_0} \psi(\theta, i) di \quad (1.6)$$

$W_c$  étant la co-énergie magnétique.

L'équation mécanique de la SRM s'exprime par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_r \Omega - C_c \quad (1.7)$$

$J$  : Moment d'inertie du rotor.

$\Omega$  : Vitesse angulaire.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique totale.

$f_r$  : Coefficient de frottement visqueux.

$C_c$  : Couple de charge.

## 1.3 Modèle Simulink

le modèle Simulink du système de commande est réalisé sous forme de blocs où chaque bloc représente le modèle d'un élément du système

### Bloc machine

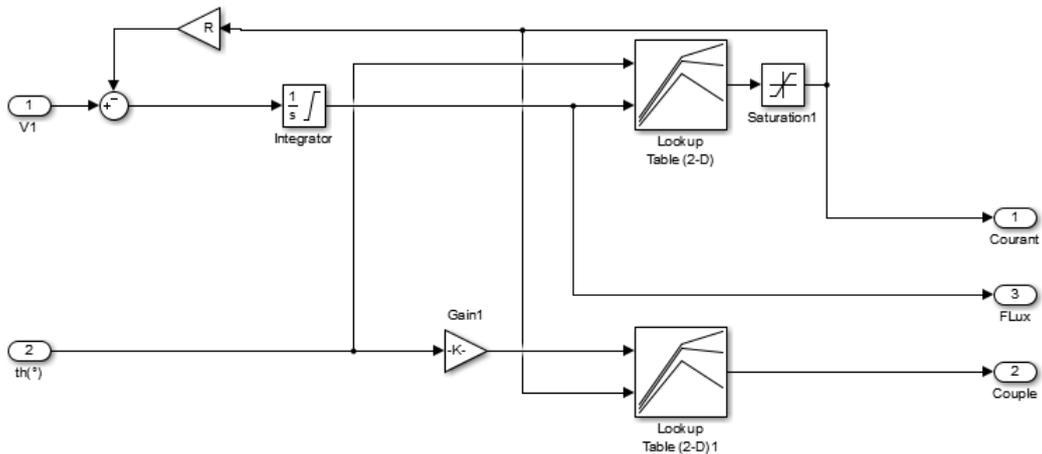


FIGURE 1.3: Modèle de la machine pour une seule phase.

Ce bloc permet d'extraire les courants, les couples, à partir des Tables de flux et et de couple.

Le modèle Simulink pour les trois phases est représenté sur la figure 1.4.

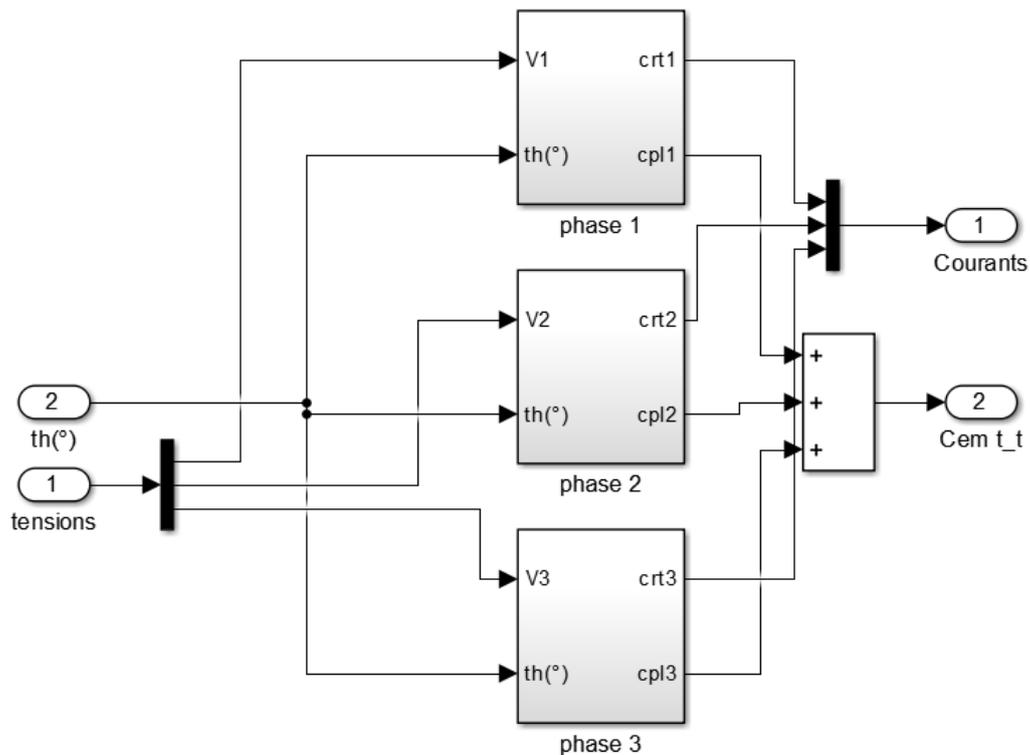


FIGURE 1.4: Modèle de la machine pour les 3 phases.

### Bloc convertisseur

La SRM 12/8 à 3 phases est alimentée par un convertisseur à demi-pont asymétrique de structure donnée sur la figure 1.5. Ce convertisseur est prévu pour une alimentation en tension, pleine onde ou une alimentation en Courant.

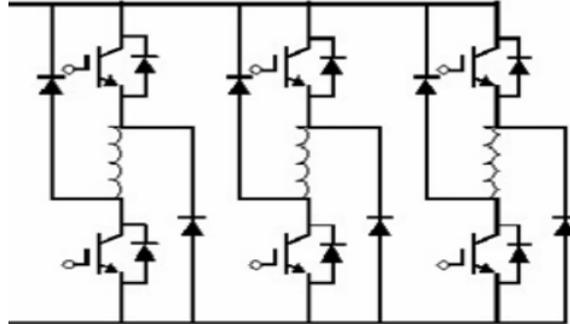


FIGURE 1.5: Convertisseur demi-pont asymétrique à 3 phases.

Deux techniques de régulation de courant peuvent être associées à ce convertisseur : la technique MLI, et la technique à hystérésis.

### Technique MLI

Les signaux d'attaque des transistors sont obtenus par la comparaison de la porteuse qui est un signal triangulaire et la modulante qui représente l'erreur entre le courant de phase et celui de référence.

La porteuse est de fréquence  $f = 1kHz$  et d'amplitude  $r = 2A$ . Les angles de commandes :  $\theta_{on} = 0$ ,  $\theta_{off} = 15$ .

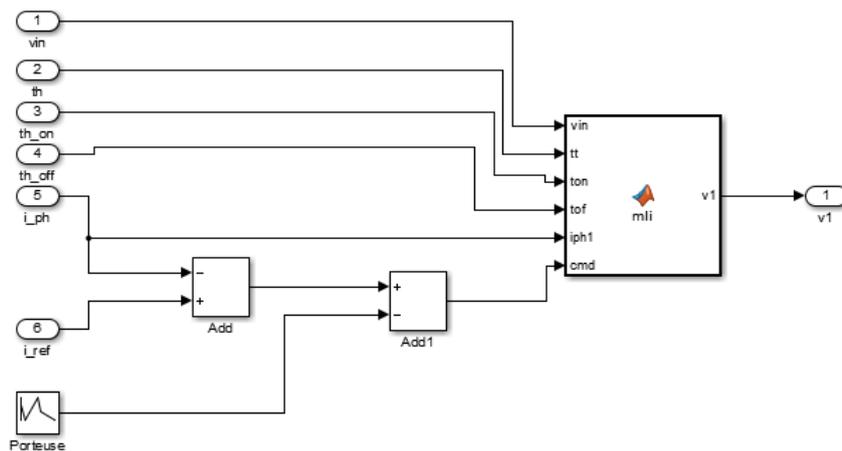


FIGURE 1.6: Modèle de la MLI pour une seule phase.

### Technique à hystérésis

Cette technique consiste à limiter le courant dans une bande  $\Delta i$  autour d'une valeur de référence  $I_{ref}$ . les deux interrupteurs sont commandés pour la régulation de courant et pour l'excitation et la désexcitation de la phase.

Le courant de référence est égal à  $I_{ref} = 100A$ . La bande  $\Delta i = 4A$

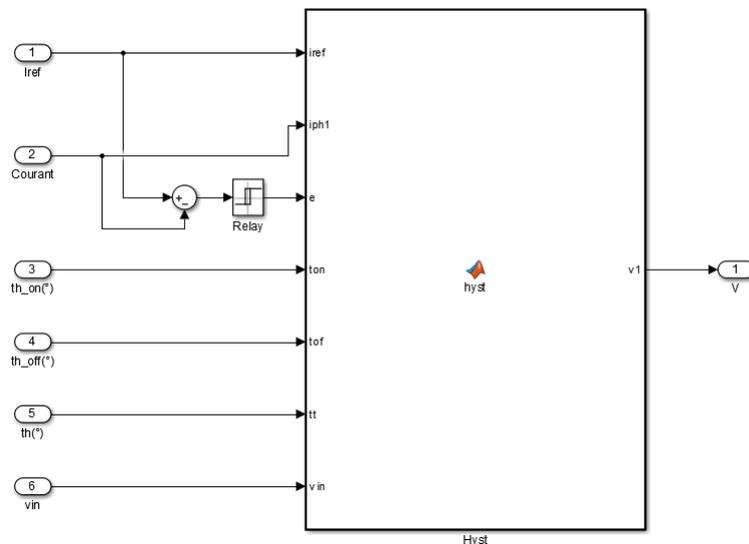


FIGURE 1.7: Modèle de la commande par hystérésis pour 1 phase.

### 1.3.1 Modélisation de capteur de position

Ce bloc permet de calculer la position à partir de la vitesse. il est représenté par le modèle simulink de la figure 1.8.

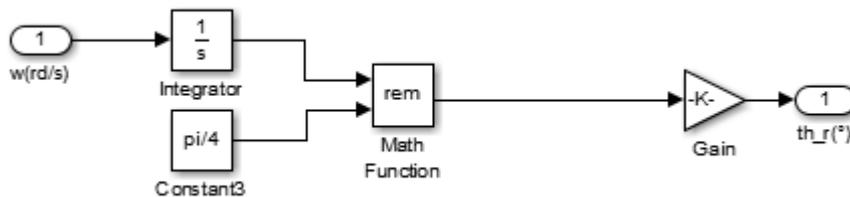


FIGURE 1.8: Modèle du capteur de position.

## 1.4 Simulation du système avec capteur de position

Les différents modèles Simulink présentés sont programmés séparément en utilisant l'environnement Matlab. Tous les programmes sont associés à un programme d'initialisation où tous les paramètres de la machine et de commande sont introduits. Le programme global nous permet d'effectuer les différentes simulations.

La simulation de la commande de la SRM est effectuée, en régime permanent et dynamique, afin d'analyser ses performances à faibles et grandes vitesses.

### 1.4.1 Régime permanent

La simulation est effectuée pour les grandes et faibles vitesses correspondant respectivement à l'alimentation pleine onde et l'alimentation régulée en courant.

La figure 1.9 représente le modèle Simulink de la SRM associée au capteur de position.

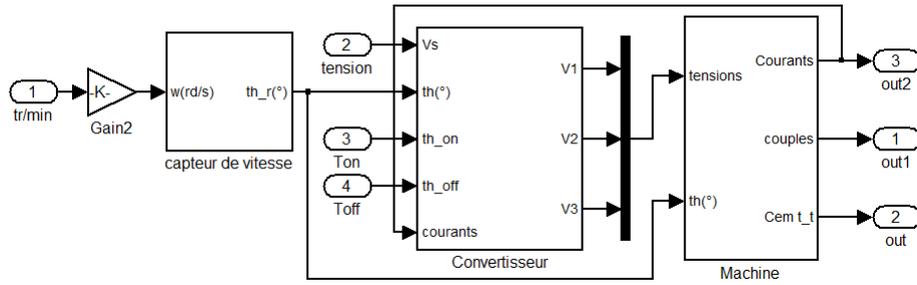


FIGURE 1.9: Modèle global de la SRM associée au capteur de position

**-Grandes vitesses (  $\Omega = 250tr/min$  )**

La simulation est effectuée pour une tension nominale de la machine et pour une vitesse supérieure à la vitesse de base. les résultats de simulation sont présentés ci-dessous.

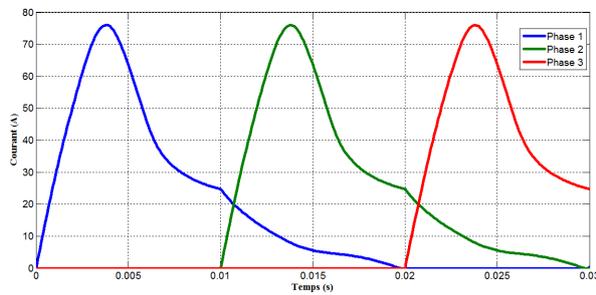


FIGURE 1.10: Courants des 3 phases,  $\Omega = 250tr/min$ .

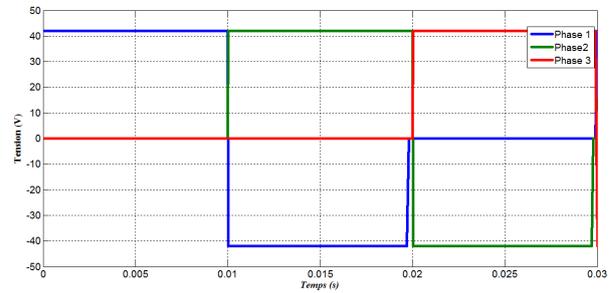


FIGURE 1.11: Tensions d'alimentation pour  $\Omega = 250tr/min$

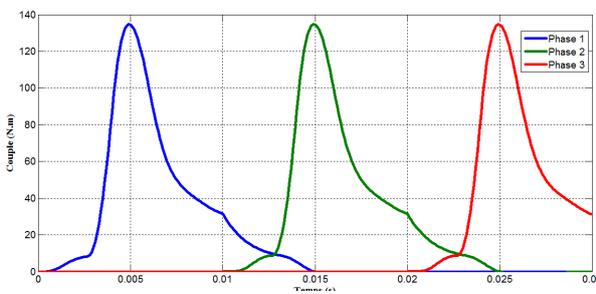


FIGURE 1.12: Couples des 3 phases,  $\Omega = 250tr/min$

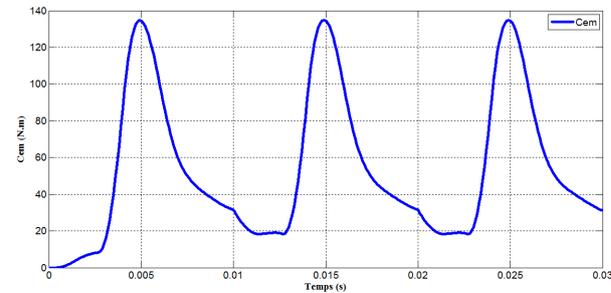


FIGURE 1.13: Couple électromagnétique,  $\Omega = 250tr/min$

Les formes des courants obtenus sont conformes au fonctionnement en pleine onde où la vitesse dépasse la vitesse de base. Ce qui entraîne une augmentation de la f.c.é.m de la machine et empêche le courant d'atteindre sa valeur nominale. De plus, ces courants génèrent un couple électromagnétique avec un taux d'ondulation élevé (voir figure 1.13).

**-Faibles vitesses (  $\Omega = 40tr/min$  )**

La simulation à faible vitesse peut être réalisée par une alimentation régulée en courant pour les techniques MLI et hystérésis.

**-Alimentation en MLI**

Les résultats de simulation sont présentés dans les figure 1.14,1.15,1.16,1.17.

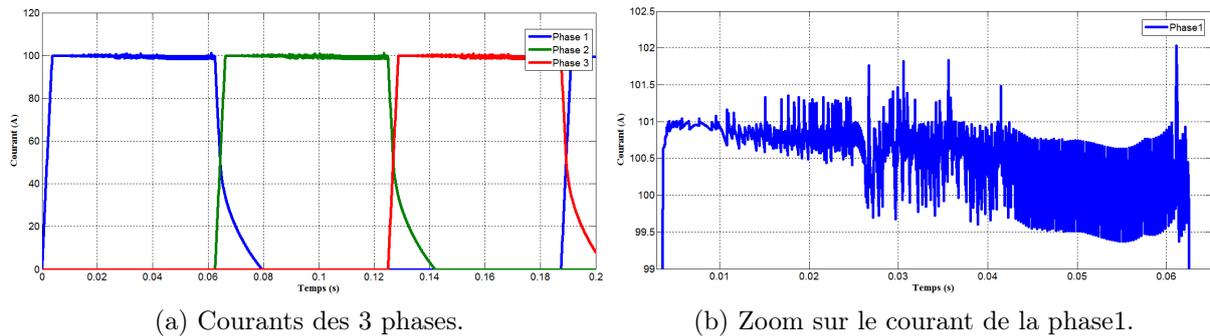


FIGURE 1.14: Courants des 3 phases,  $\Omega = 40tr/min$ .

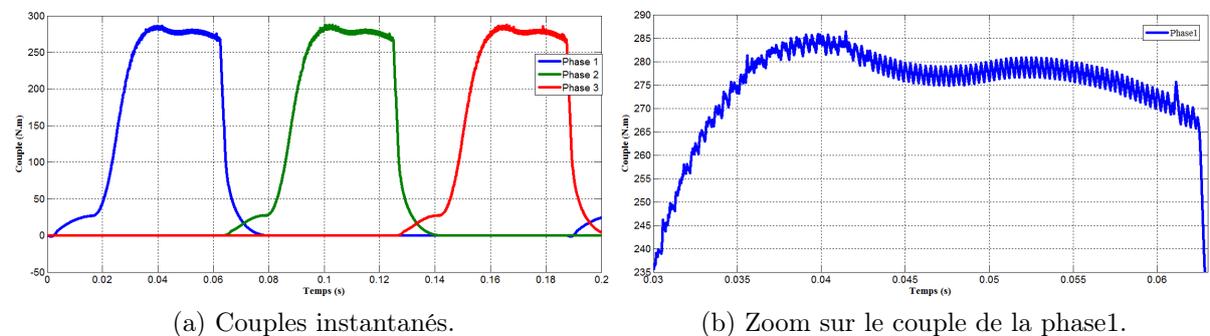


FIGURE 1.15: Couples instantanés,  $\Omega = 40tr/min$ .

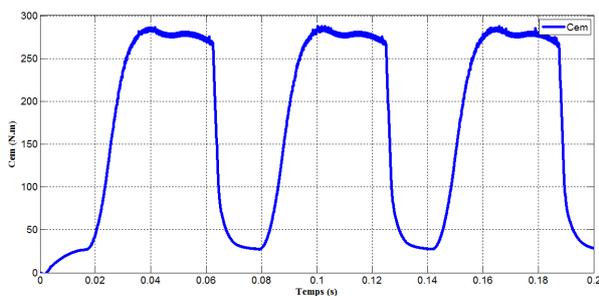


FIGURE 1.16: Couple électromagnétique pour  $\Omega = 40tr/min$

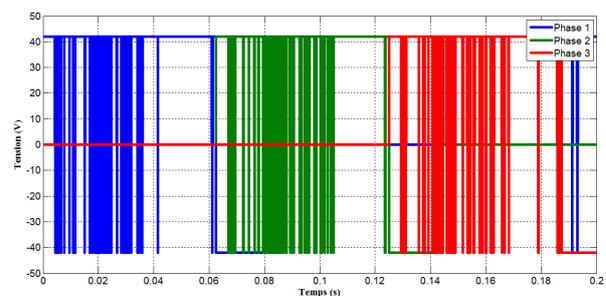


FIGURE 1.17: Tension d'alimentation pour  $\Omega = 40tr/min$

**Alimentation en hystérésis.**

La simulation est effectuée en introduisant une régulation de courant par hystérésis autour du courant de référence avec une bande de  $\Delta i = 4A$ . les résultats de simulations sont présentés sur les figures 1.18 à 1.21

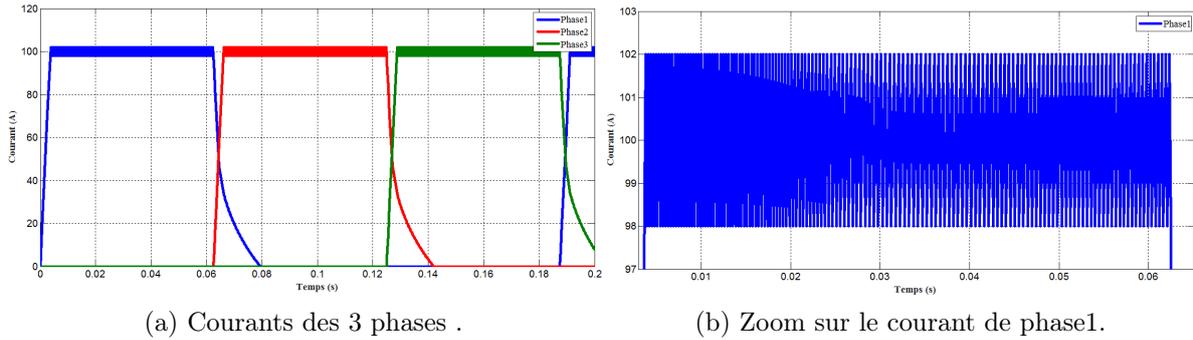


FIGURE 1.18: Courant des 3 phases  $\Omega = 40tr/min$  alimentation en hystérésis  $\Delta i = 4A$ .

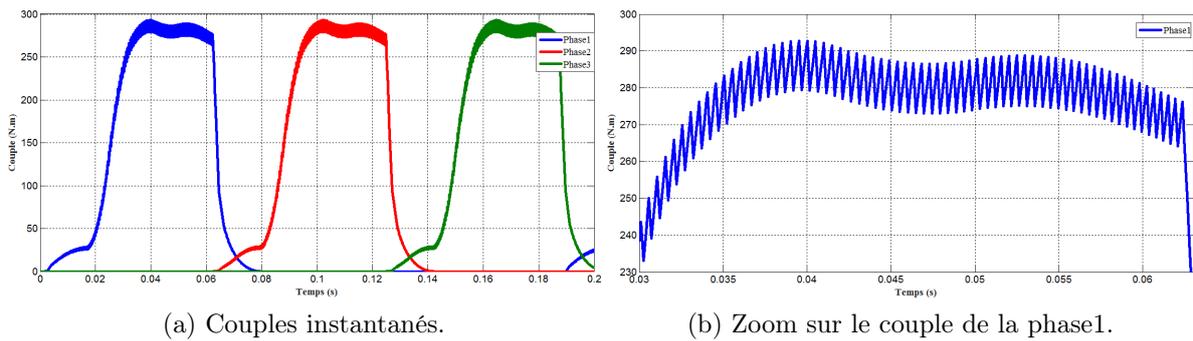


FIGURE 1.19: Couples instantanés,  $\Omega = 40tr/min$ ,  $\Delta i = 4A$ .

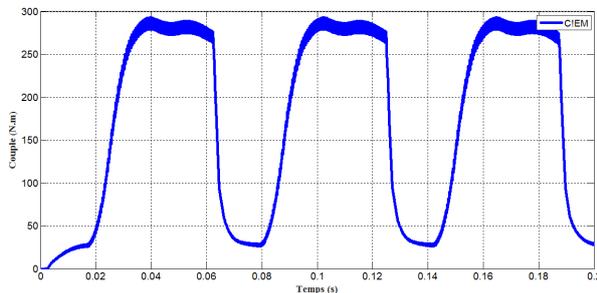


FIGURE 1.20: Couple électromagnétique,  $\Omega = 40tr/min$  avec  $\Delta i = 4A$

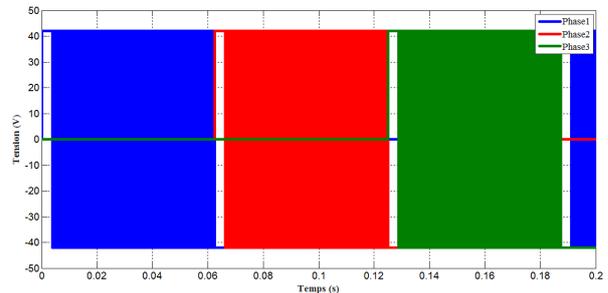


FIGURE 1.21: Tension d'alimentation,  $\Omega = 40tr/min$  avec  $\Delta i = 4A$

Dans ce cas, le courant s'établit dans la phase et reste presque constant durant la période de conduction, ce qui génère un couple presque constant. Dans le cas de la régulation par hystérésis, le courant présente des variations uniformes dans sa bande de régulation ce qui génère un couple plus important avec le moins d'ondulation que pour la régulation par MLI.

## 1.4.2 Régime dynamique

La figure 1.22 montre le schéma Simulink de la machine au régime dynamique :

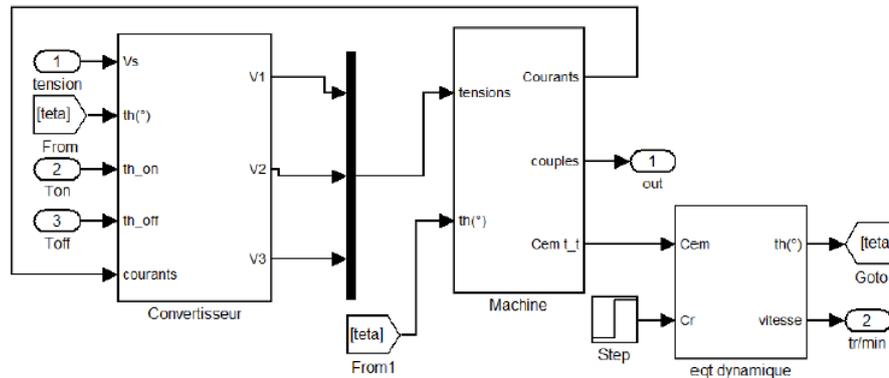


FIGURE 1.22: Modèle global en régime dynamique

Les performances de la machine en régime dynamique sont évaluées en effectuant la simulation de deux tests : le test de démarrage à vide et le test de démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge. Les résultats de simulation sont présentés sur figures 1.23, 1.24, 1.25 et 1.26

### Démarrage à vide

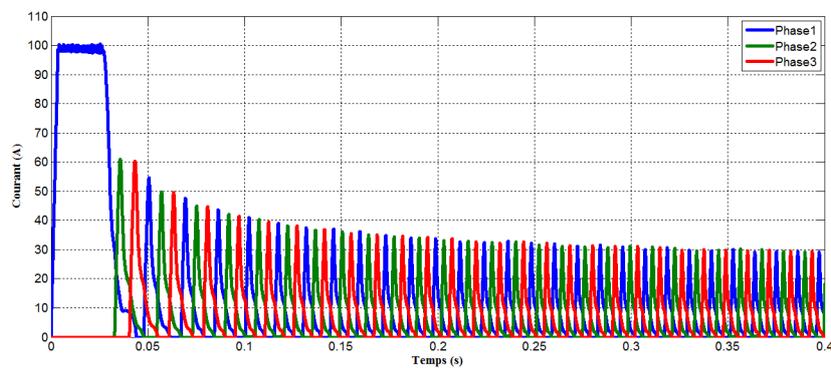


FIGURE 1.23: Courants des 3 phases à vide.

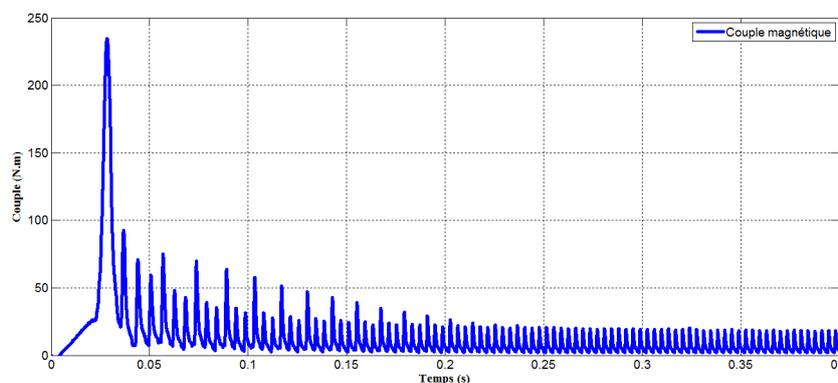


FIGURE 1.24: Couple électromagnétique total à vide

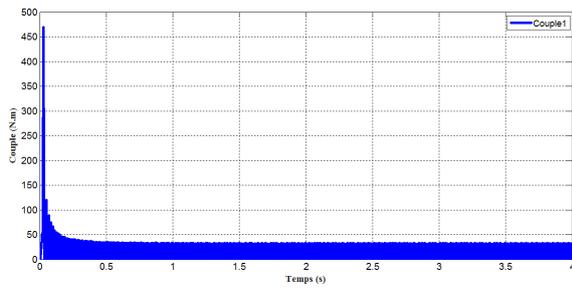


FIGURE 1.25: Couple phase à vide.

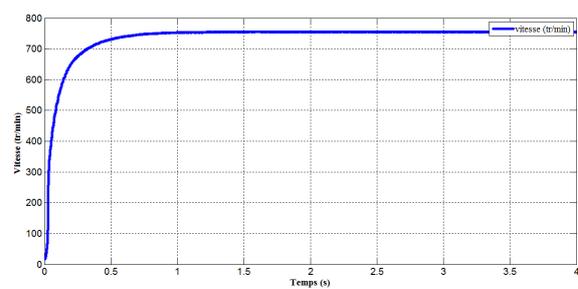


FIGURE 1.26: Vitesse de rotation à vide.

*Démarrage à vide suivi d'une application de charge*

A  $t = 1.5s$ , on applique un couple résistant de valeur  $C_c = 5N.m$

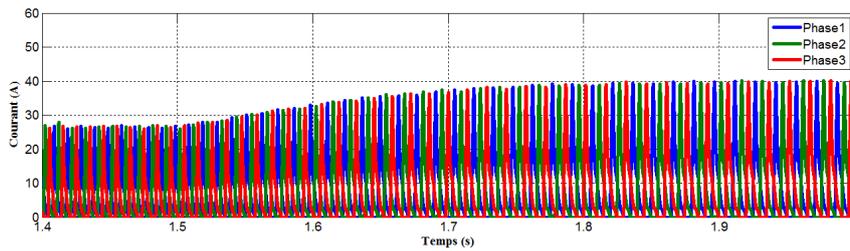


FIGURE 1.27: Courants des 3 phases, en charge  $C_c = 5N.m$ .

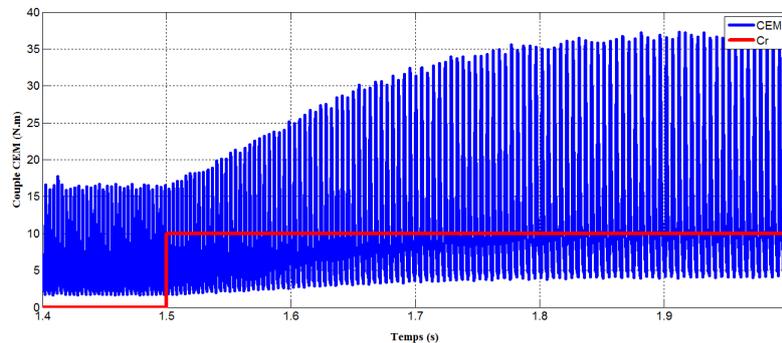


FIGURE 1.28: Couple électromagnétique, en charge,  $C_c = 5N.m$ .

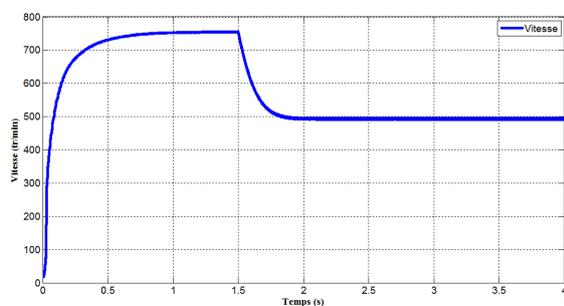


FIGURE 1.29: Vitesse, en charge,  $C_c = 5N.m$ .

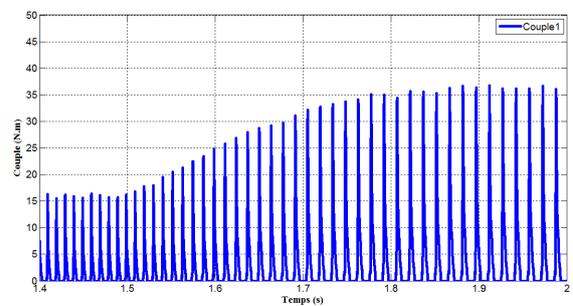


FIGURE 1.30: Couple de la phase 1, en charge,  $C_c = 5N.m$ .

A vide, le moteur démarre rapidement pour atteindre sa vitesse finale. Le couple au démarrage est important. Ce qui entraîne un fort appel de courant qui atteint les 100A

qui correspond au courant nominal de la machine. Lorsque la vitesse atteint sa valeur constante, le courant s'annule et le couple aussi. Ce qui correspond au fonctionnement à vide.

L'application de la charge entraîne une augmentation du couple électromagnétique fourni par la machine et des courants de phase. par ailleurs, la vitesse diminue et se stabilise à une vitesse plus faible.

## **1.5 Conclusion**

Dans ce chapitre, une modélisation du système de commande de la SRM avec capteur de position est proposée.

un modele Simulink global du système est élaboré à partir des modèles de la SRM en tenant compte des caractéristiques magnétiques non linéaires de la machine, du convertisseur associé à son alimentation et sa commande et du capteur de position.

Un programme Matlab développé à partir du modèle global , nous a permis d'étudier les performances en régime permanent et dynamique de la SRM -avec capteur pour les faibles et grandes vitesses du fonctionnement.

les résultats de simulation obtenus concordent avec ceux obtenus par d'autres auteurs. Et cette simulation nous a permis de mieux comprendre le fonctionnement de la SRM.

# Chapitre 2

## Simulation de la commande de la SRM sans capteur de position

### 2.1 Introduction

Les capteurs de position utilisés généralement dans la commande des machines tel que les codeurs incrémentaux ou absolus peuvent être encombrant, et requièrent un montage souvent délicat pour assurer l'alignement des axes et le calage de la machine. Et dans le cas des SRM, les ondulations de couple importantes introduisent des vibrations du rotor qui peuvent réduire la fiabilité du capteur. Pour cela, il est intéressant de les remplacer par des estimateurs[4, 5, 12].

Plusieurs méthodes ont été développées pour estimer la position du rotor : on distingue les méthodes où l'information est basée sur l'estimation du flux qui est calculée à partir des mesures instantanées des tensions et des courants.[13, 14], et les méthodes basées sur une injection sur une des phases d'un signal de fréquence élevé. [4, 5, 13]

Dans ce chapitre, la première méthode est adoptée où l'estimation de la position passe par l'estimation du flux à partir des mesures de courant et de la tension de phase

### 2.2 Modèle du Système de commande de la SRM sans capteur

La figure 2.1 présente le schéma synoptique du système de commande de la SRM en remplaçant le capteur par l'estimateur de flux

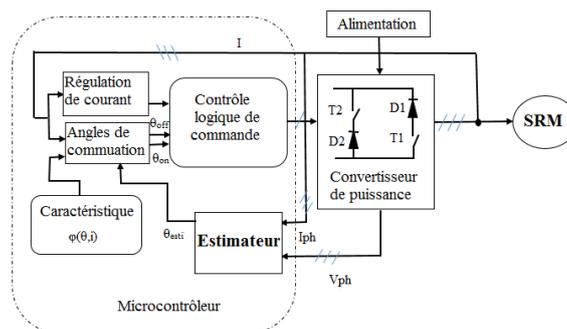


FIGURE 2.1: Schéma synoptique de la SRM sans capteur

La méthode de l'estimation de flux est basée sur le calcul du flux à partir de la tension et du courant mesurés. Cette méthode est choisie car le modèle de la SRM adopté est basé sur les caractéristiques de flux[4, 12, 13, 15].

Elle nécessite plusieurs capteurs autres que le capteur de position, une mémoire pour sauvegarder la caractéristique de la machine ce qui est déjà prévu par la commande. De plus, cette technique exige une bonne identification de la résistance de chaque phase[10, 16].

La tension aux bornes de chaque phase, en négligeant la mutuelle s'écrit sous forme :

$$V_j = Ri_j + \frac{d\psi_j(\theta, i)}{dt} \quad (2.1)$$

Où :

$V_j$  : La tension appliquée à la  $j^{me}$  phase.

$R$  : La résistance de chaque phase.

$i$  : Le courant traversant la  $j^{me}$  phase.

$\psi_j(\theta, i)$  : Le flux de la  $j^{me}$  phase.

Le flux est alors :

$$\psi_j(\theta, i) = \int_0^t (V_j - Ri_j) dt + \psi_j(0) \quad (2.2)$$

Où :

$\psi_j(0)$  : la valeur initiale du flux.

Ainsi la position du rotor est déterminé a partir de la table  $\psi(\theta, i)$ .

Le capteur de position est remplacé par le bloc d'estimateur présenté sur la figure 2 .2.

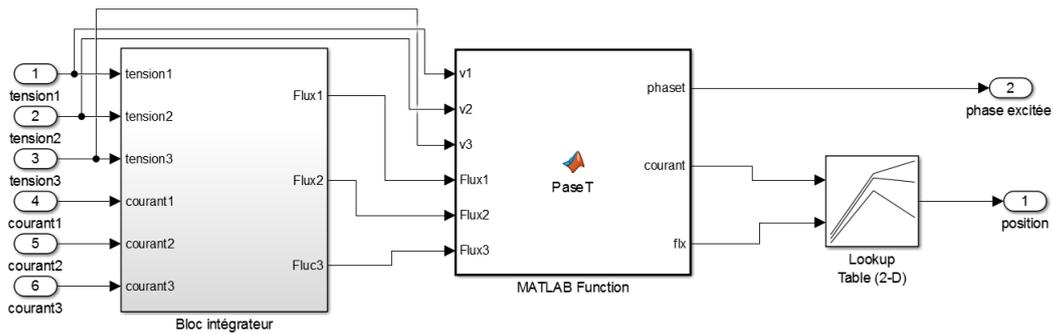


FIGURE 2.2: Modèle de l'estimateur

L'estimateur élaboré, est composé de 3 blocs :

**Bloc intégrateur** : dans lequel un calcul d'intégrale est fait à partir des tensions et courants de phase pour déterminer le flux.

**PhaseT** : C'est une fonction Matlab qui délivre, à partir des flux obtenus et les tensions d'alimentation de la machine, le courant et le flux de la phase excitée.

**Look-up table** : représente une table qui utilise le flux et le courant obtenus par la fonction Phaset, afin de déterminer la position.

Les résultats de simulation de la position réelle et estimée sont présentés sur la figure 2.3.

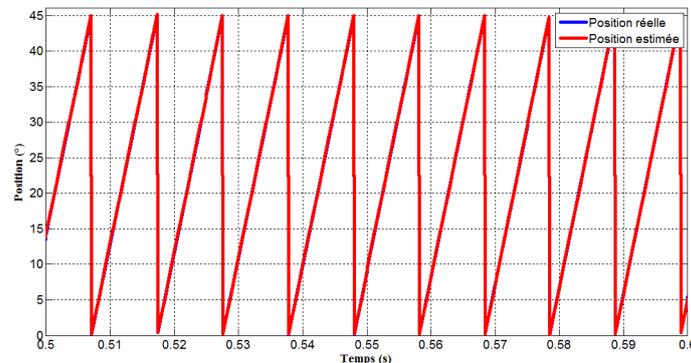


FIGURE 2.3: Position réelle et estimée

La position réelle et estimée obtenues sont superposables. En effet, L'erreur maximale absolue est de  $0.4^\circ$ . Ce qui correspond à une erreur relative ne dépassant pas les 1%.

Ces résultats montrent la précision de l'estimateur élaboré et confirme le bon choix de la méthode d'estimation.

## 2.3 Simulation sans capteur de la SRM

En vue d'analyser le fonctionnement sans capteur de la machine et de le comparer à celui avec capteur, une simulation a été effectuée en régime permanent et dynamique. Cette simulation est réalisée dans les conditions similaires que celle avec capteur pour les grandes et faibles vitesses correspondant respectivement à l'alimentation en pleine onde et à l'alimentation régulée en courant.

### 2.3.1 Régime permanent

La figure 2.4 représente le schéma bloc de SRM au régime permanent pour le fonctionnement sans capteur. Le capteur physique a été remplacé par l'estimateur qui comprend l'élément temps. Ce dernier tient compte de la variation du temps.

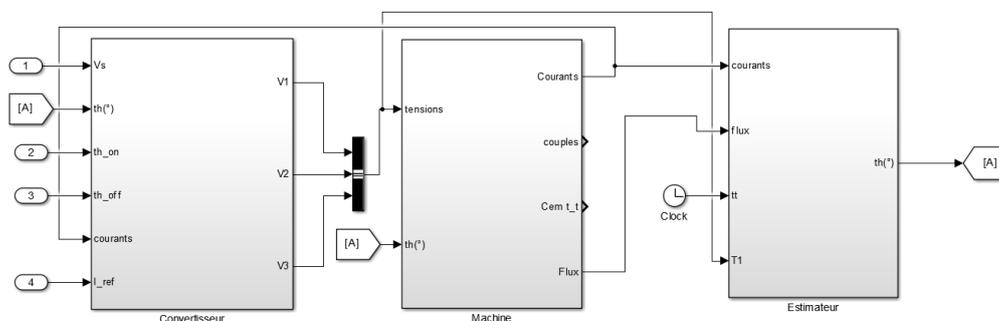


FIGURE 2.4: Schéma Simulink sans capteur en régime permanent

*-Grandes vitesses*

Les résultats de simulation à grande vitesse pour une séquence de conduction sont représentés sur la figure 2.5

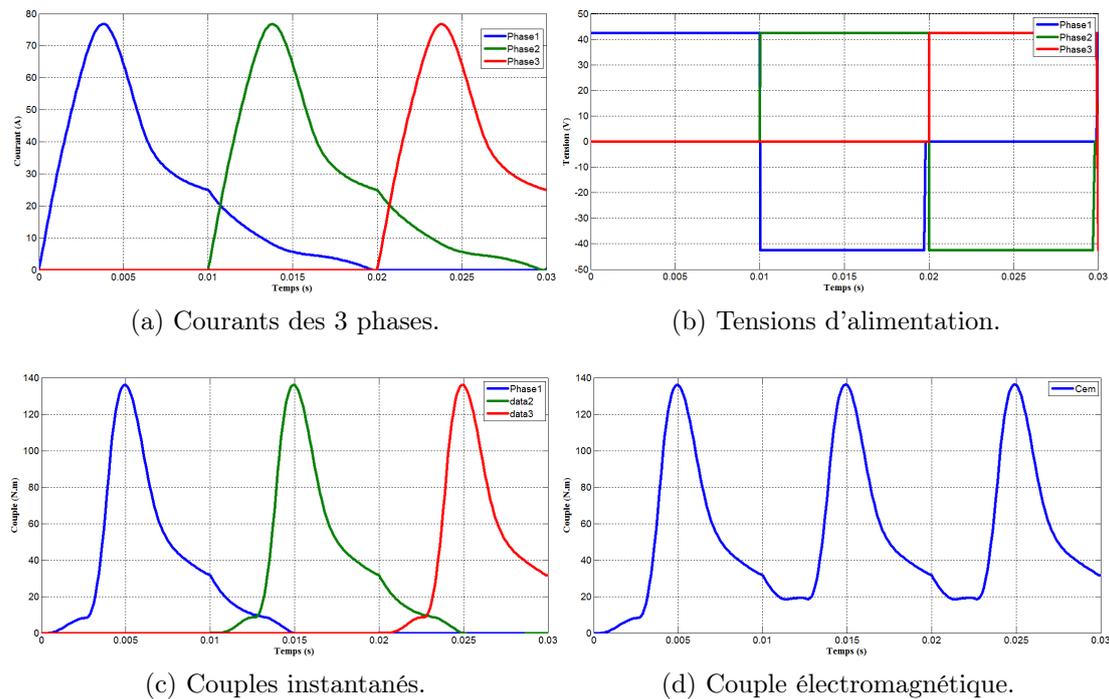


FIGURE 2.5: Alimentation pleine onde, sans capteur,  $\Omega = 250tr/mn$

### -Faibles vitesses

La simulation a été effectuée uniquement pour une régulation de courant par hystérésis et les résultats de simulation sont représentés sur la figure 2.6.

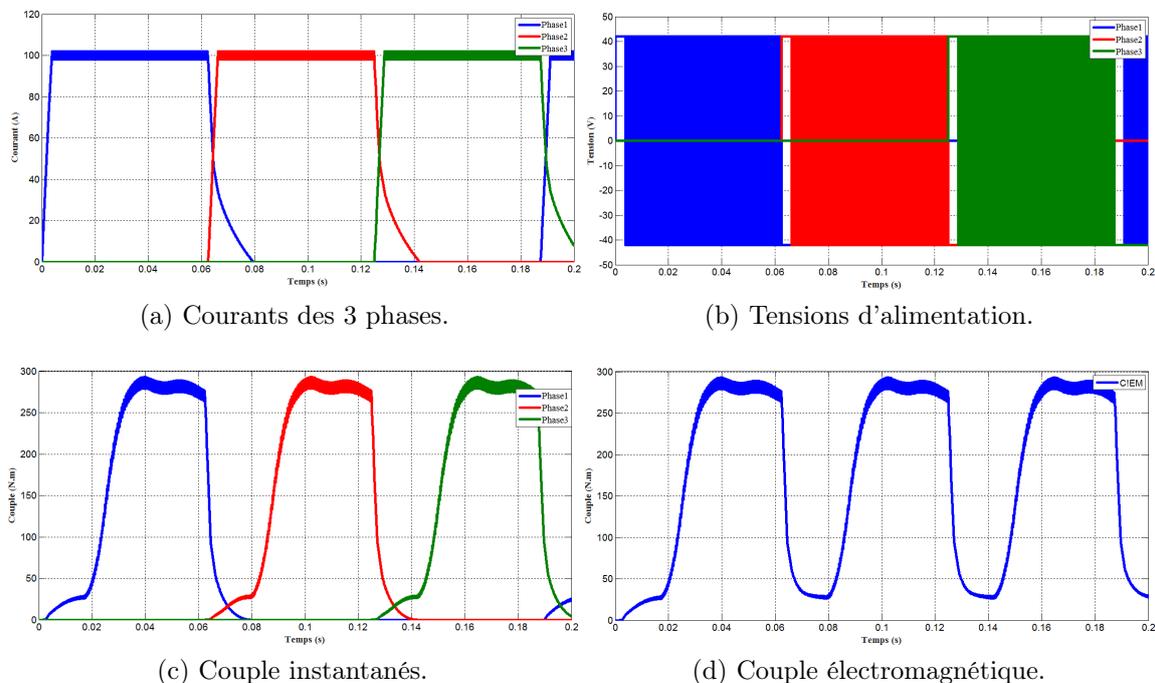


FIGURE 2.6: Fonctionnement régulé en courant, sans capteur,  $\Omega = 40tr/mn$ ,  $\Delta i = 4A$

Les résultats de simulation "sans capteur" concordent avec ceux obtenus "avec capteur". L'erreur relative de la position estimée n'influe pas sur les résultats obtenus, en

effet, l'écart ne dépasse pas les 1% pour chaque grandeur.

### 2.3.2 Régime dynamique

Le fonctionnement de la SRM sans capteur en régime dynamique nécessite l'initialisation de l'estimateur. Le démarrage de la machine se fait, alors avec capteur de position et à l'instant  $t = 0.57s$ , un basculement vers l'estimateur est effectué. La figure 2.7 décrit le schéma bloc de la commande sans capteur de la SRM en régime dynamique.

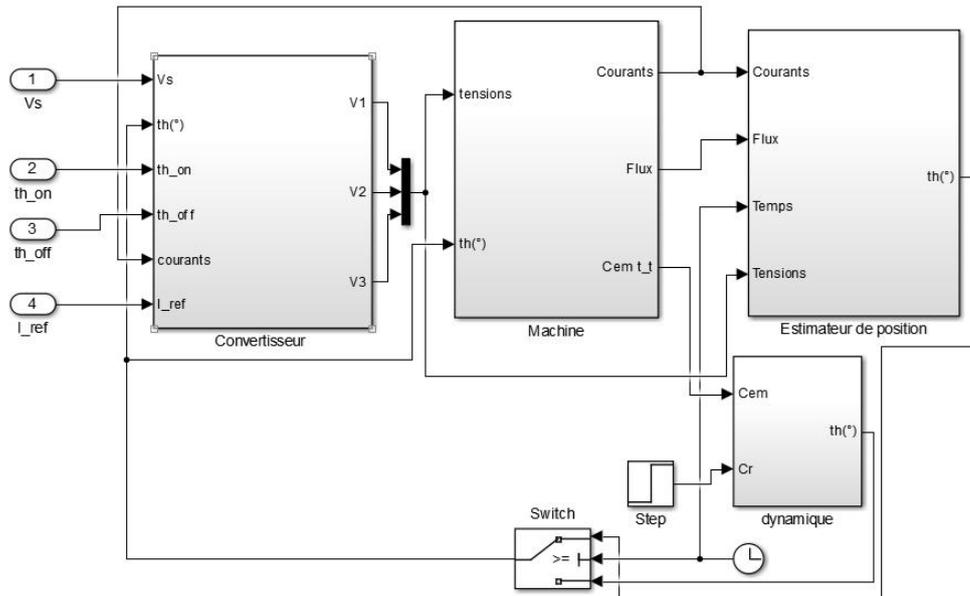


FIGURE 2.7: Schéma Simulink de la SRM sans capteur en régime dynamique

Ce schéma bloc est similaire à celui donné pour le système avec capteur en ajoutant l'élément Switch, qui assure le basculement de la position réelle vers la position estimée, obtenue de l'estimateur établie précédemment, le convertisseur est commandé à partir du signal de sortie de l'interrupteur. .

Un démarrage à vide suivie d'une application de couple de charge  $C_c = 10N.m$  à  $t = 1.5s$  a été effectué. Les résultats de simulation sont présentés sur les figures 2.8, 2.9 et 2.10.

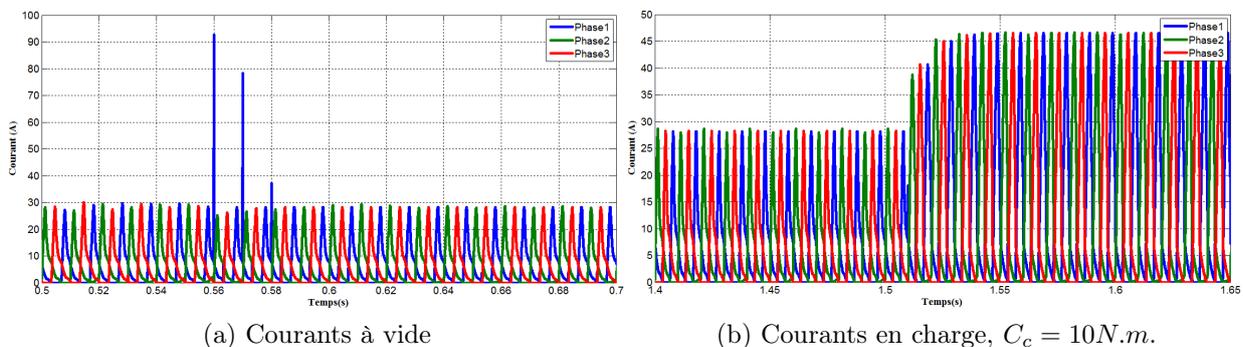


FIGURE 2.8: Courants des 3 en régime dynamique, sans capteur

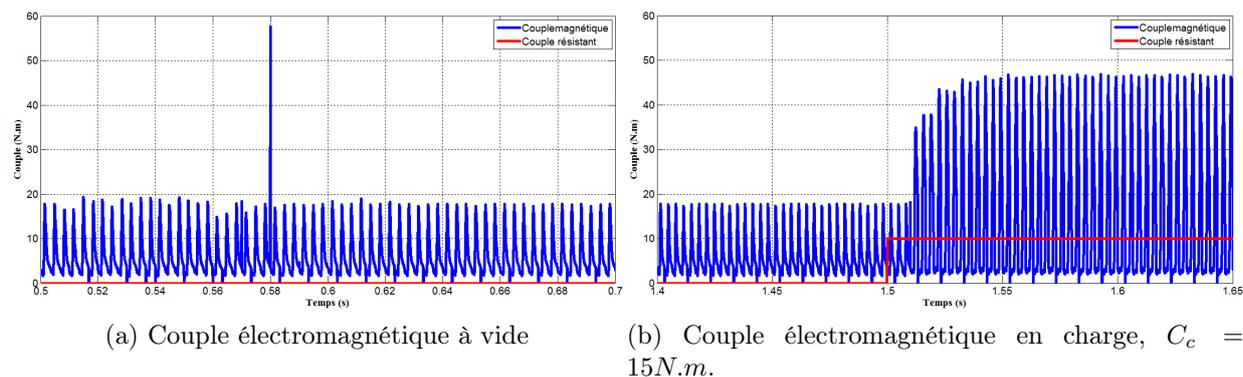


FIGURE 2.9: Couple électromagnétique en régime dynamique, sans capteur

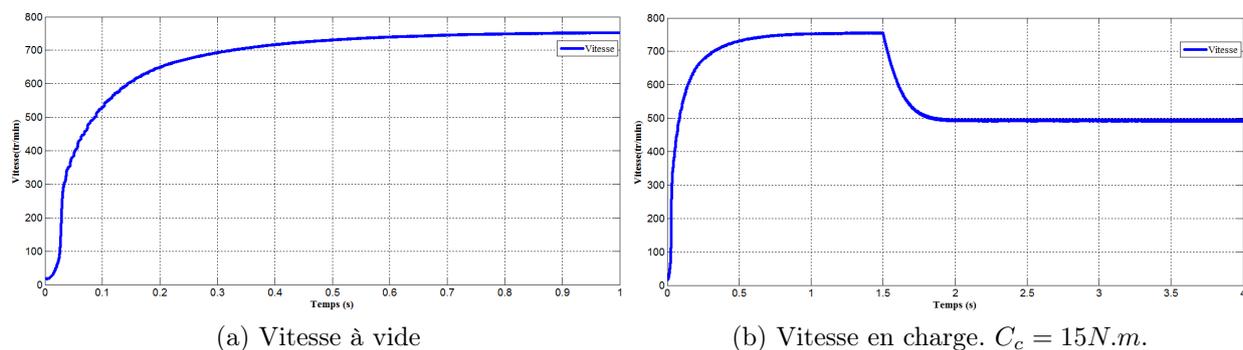


FIGURE 2.10: Vitesse de rotation en Régime dynamique, sans capteur

Les figures 2.8 et 2.9 montrent que le basculement d'un fonctionnement avec capteur au fonctionnement sans capteur ne modifie pas les caractéristiques dynamiques de la SRM. Néanmoins, on constate une apparition de quelques pics de courant au moment du basculement, ce qui génère un pic de couple au niveau du couple électromagnétique qui n'a pas d'influence sur les performances de la machine.

La figure 2.10 représente la vitesse estimée, lors d'un démarrage à vide ainsi qu'après application d'une charge. Ce résultat est similaire à celui obtenu avec capteur de position.

## 2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, un estimateur de position du rotor a été élaboré afin de remplacer le capteur de position. La méthode de l'estimation du flux a été adoptée. Une comparaison de la position estimée et de la position donnée par le capteur a montré que l'estimateur donne pratiquement la même position avec une erreur relative ne dépassant pas le 1%.

Une simulation du système de commande avec l'estimateur a conduit à des résultats analogues à ceux obtenus pour la simulation avec capteur et ce, pour les régimes permanent et dynamique à faibles et grandes vitesses de fonctionnement.

Ce résultat nous a montré la possibilité de remplacer le capteur de position par cet estimateur et de réduire ainsi les inconvénients dus à la présence du capteur.

# Chapitre 3

## Simulation de la régulation de vitesse sans capteur de la SRM par les régulateurs PI et IP

### 3.1 Introduction

La régulation de vitesse est nécessaire dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable, en effet, la machine doit continuer à fonctionner à la vitesse exigée pour les variations de charge. La commande en vitesse de la SRM par une méthode conventionnelle ne peut être efficace qu'autour d'un point de fonctionnement à cause du caractère non linéaire de cette machine.[17].

Les régulations classiques PI (Proportionnel Intégral) et IP (Intégral Proportionnel) sont utilisés fréquemment dans les systèmes linéaires pour la commande en vitesse des machines. Dans ce chapitre, les régulateurs PI et IP sont appliqués pour la commande sans capteur. Des tests de variation de charge et de tolérances aux défauts sont effectués. Une comparaison des performances des deux régulateurs est ainsi réalisée, ce qui nous permet d'effectuer un choix adéquat pour ce système de commande.

### 3.2 Modèle des régulateurs PI et IP

**Régulateur PI :** Ce régulateur combine l'action intégrale et l'action proportionnelle qui sont mises en parallèle. L'entrée du régulateur est l'erreur entre la vitesse dynamique (estimée) et la vitesse de référence. La structure de ce régulateur est représentée sur la figure 3.1.

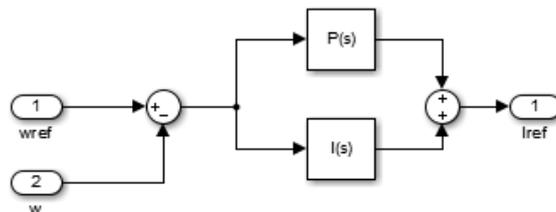


FIGURE 3.1: Structure du régulateur PI

**Régulateur IP :** Le correcteur Intégral proportionnel IP est essentiellement différent du correcteur PI par le fait qu'il ne présente pas de zéro dans la fonction de transfert

en boucle fermée, ainsi sa sortie ne représentera pas de discontinuité lors de l'application d'une consigne de type échelon. L'action proportionnelle et intégrale sont mises en série[18]. La structure du régulateur IP est représentée sur La figure 3.2

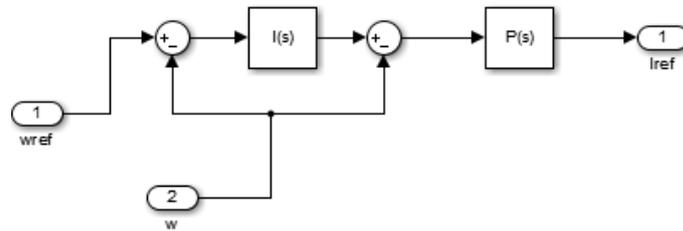


FIGURE 3.2: Structure du régulateur IP

Les structures de régulation de vitesse en utilisant les régulateurs PI et IP sont représentées, sous formes des modèles Simulink suivants, sur les Figures 3.3 et 3.4 respectivement

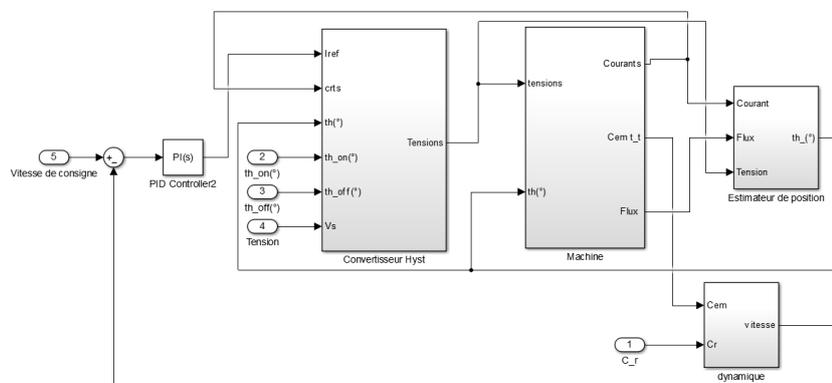


FIGURE 3.3: Schéma Simulink de régulation de la vitesse, régulateur PI

La régulation de vitesse se fait par le biais du bloc de régulation PI. L'entrée du régulateur est l'erreur entre la vitesse de rotation et la vitesse de consigne. La sortie de ce premier est le courant de référence du convertisseur.

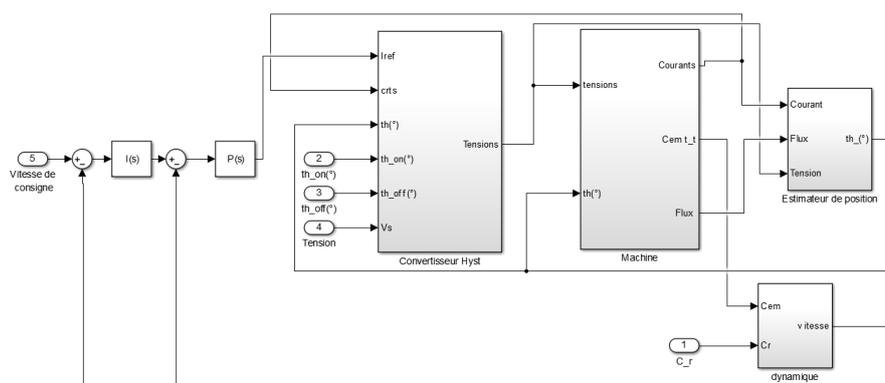


FIGURE 3.4: Schéma Simulink de régulation de la vitesse, régulateur IP

La régulation de vitesse, dans ce cas, est assurée par le bloc de régulation IP. L'entrée de l'action intégrale est l'erreur entre la vitesse de consigne et la vitesse dynamique, sa sortie est comparée avec la vitesse dynamique. Elle sert comme entrée pour l'action proportionnelle qui délivre le courant de référence du convertisseur.

### 3.3 Détermination des paramètres des régulateurs PI et IP

La méthode de détermination des gains des régulateurs consiste à effectuer une série de simulation de la réponse de vitesse à vide et pour une vitesse de référence constante  $\Omega_{ref} = 200tr/min$ , pour différentes combinaisons de  $K_p$  et  $K_i$ , en fixant l'un, tout en variant l'autre[19, 20, 21]. Les tableaux 3.1, 3.2 et la figure 3.4 résument les résultats des simulations et les valeurs optées pour cette étude .

	1	2	3
$K_p$	1	1	1
$K_i$	3	5.8	7
$T_i$	0.33	0.17	0.14

(a) Variation de  $K_i$

	1	2	3
$K_p$	0.6	1.2	1.8
$K_i$	5.8	5.8	5.8
$T_i$	0.10	0.2	0.31

(b) Variation de  $K_p$

TABLE 3.1: Paramètres des régulateurs PI

	1	2	3
$K_p$	1	1	1
$K_i$	7	25	14
$T_i$	0.14	0.04	0.07

(a) Variation de  $K_i$

	1	2	3
$K_p$	14	4	24
$K_i$	14	14	14
$T_i$	1	0.28	1.71

(b) Variation de  $K_p$

TABLE 3.2: Paramètres des régulateurs IP

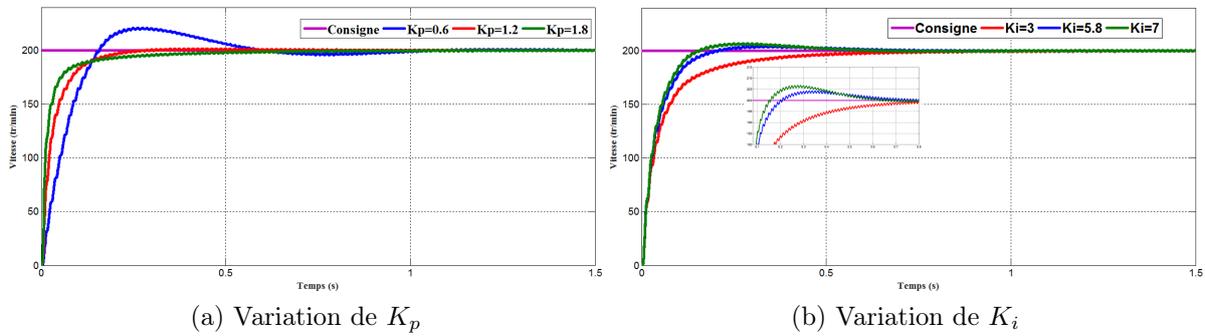


FIGURE 3.5: Démarrage à vide, régulateur PI,  $\Omega = 200tr/min$

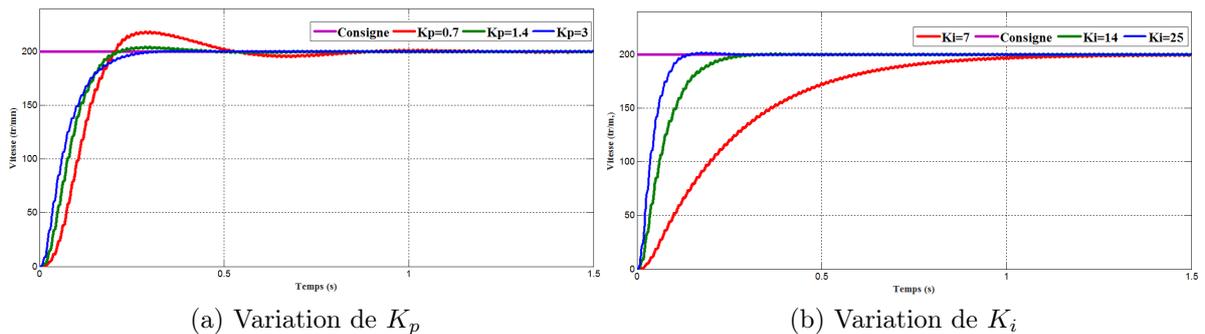


FIGURE 3.6: Démarrage à vide, régulateur IP,  $\Omega = 200tr/min$

Plus le  $K_p$  est grand, plus la réponse du système est meilleure. En effet, le dépassement devient de plus en plus faible. Cependant, une valeur importante de l'action proportionnelle influe sur la rapidité du système (Voir figure 3.5).

Plus le  $K_i$  est grand plus le système est rapide. En effet, le temps de réponse devient de plus en plus faible. Néanmoins, une valeur importante de l'action intégrale engendre des dépassements au niveau de la réponse qui peuvent mener à l'instabilité du système.

A cet effet, Les valeurs choisies pour le régulateurs PI sont :  $K_p = 1.2$  et  $K_i = 5.8$ . Pour le régulateur IP  $K_p = 4$  et  $K_i = 14$ .

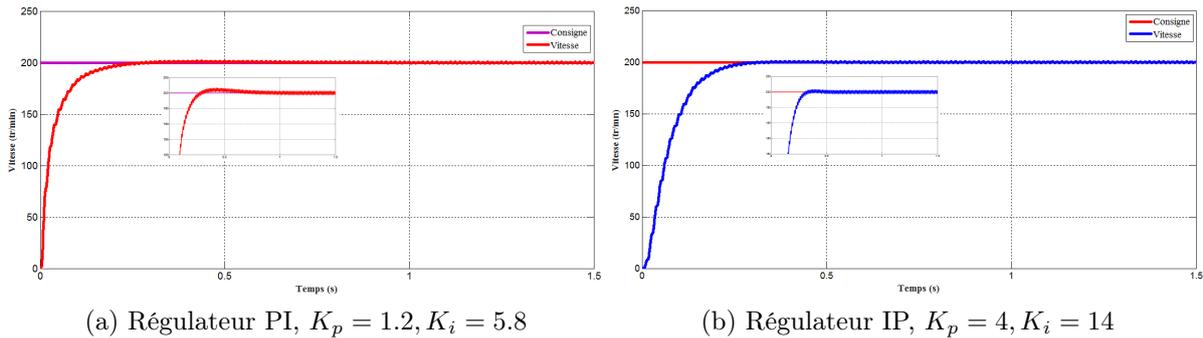


FIGURE 3.7: Réponse de vitesse, à vide  $\Omega = 200tr/min$ .

Pour les paramètres choisis, la réponse du système dans le cas du régulateur PI est rapide avec un léger dépassement. La réponse du système avec IP est moins rapide.

L'efficacité des deux régulateurs dépend du point de fonctionnement, c'est pourquoi qu'on ne peut rien conclure sur les performances de ces premiers.

### 3.4 Application d'une charge

A  $t = 1.5s$ , on applique un couple de charge de valeur  $C_c = 5N.m$ . Les résultats de simulation pour les deux régulateurs sont représentés sur le figure 3.8, 3.9 et 3.10

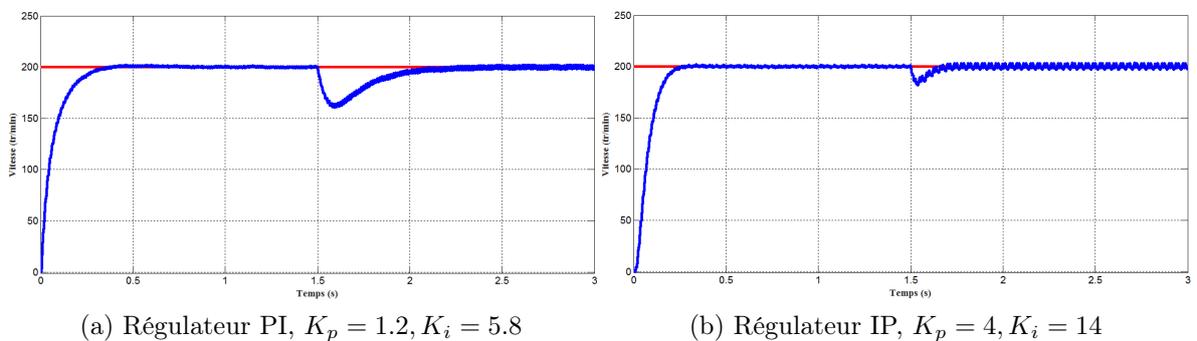


FIGURE 3.8: Réponse de vitesse en charge,  $\Omega = 200tr/min$

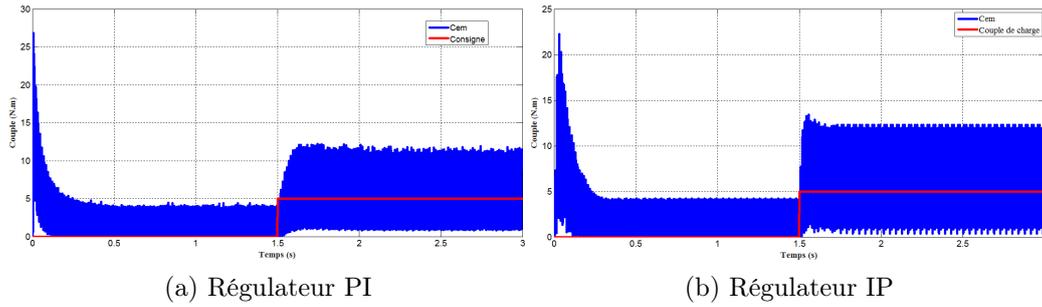


FIGURE 3.9: Réponse du couple électromagnétique en charge,  $\Omega = 200tr/min, C_c = 5N.m$

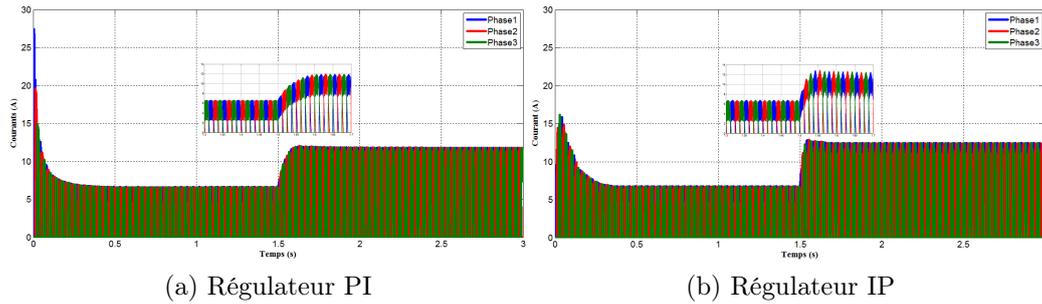


FIGURE 3.10: Réponse des courants en charge,  $\Omega = 200tr/min, C_c = 5N.m$

L'application de couple de charge engendre une augmentation au niveau du couple électromagnétique et des courants des 3 phases. Nous constatons aussi qu'au moment de la perturbation, le courant ne présente pas de pique, ceci montre qu'il y a une bonne régulation de courant.

Le régulateur IP rejette plus rapidement la perturbation causée par le couple de charge par rapport au régulateur PI mais génère plus d'ondulations au niveau de la vitesse.

### 3.5 Tests de robustesse

En vue de confirmer la tolérance aux défauts de la SRM, des tests de robustesse sont effectués à vide et en charge pour les deux types de régulateur, en débranchant 2 phases.

#### Tests à vide

A  $t = 1.5s$ , on débranche la phase 2 et à  $t = 4.5s$ , on débranche la phase 3, les résultats de simulations sont présentés sur les figures 3.11, 3.12, 3.13.

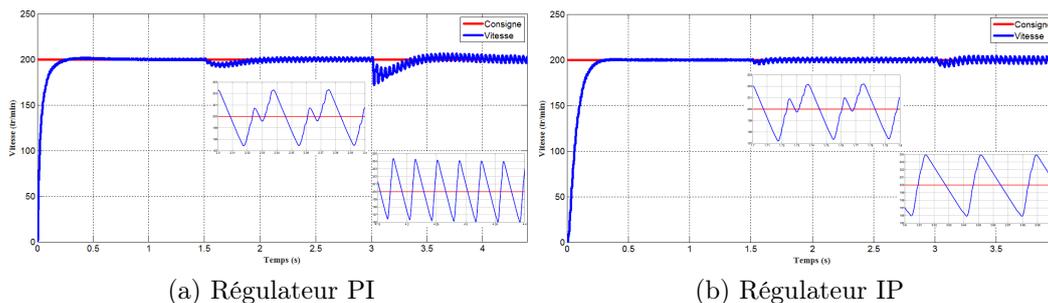


FIGURE 3.11: Réponse de la vitesse en présence des défauts à vide,  $\Omega = 200tr/min$

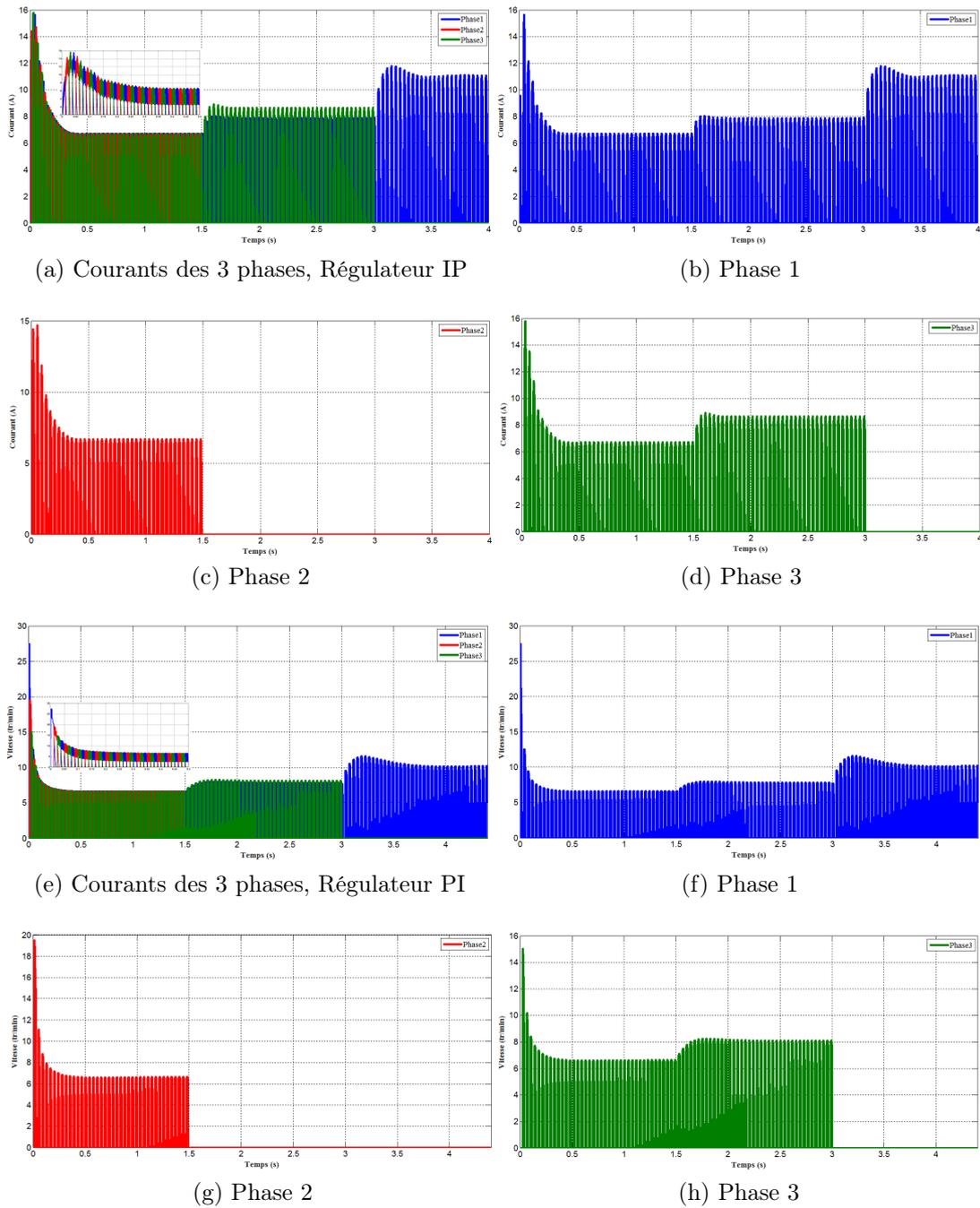


FIGURE 3.12: Réponse des courants en présence des défauts à vide,  $\Omega = 250tr/min$ .

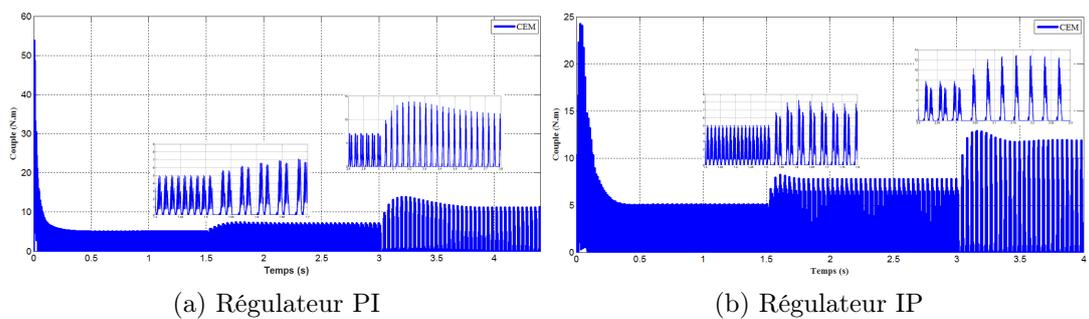


FIGURE 3.13: Réponse du couple total en présence des défauts à vide,  $\Omega = 200tr/min$

Le régulateur PI rejette les deux perturbations dues aux défauts des phases, la première est rejetée plus rapidement que la deuxième et génère moins d'ondulation de vitesse.

Dans le cas du régulateur IP, le rejet des perturbations est plus rapide que pour le PI et génère moins d'ondulation de vitesse.

L'évolution des courants est présentée sur la figure 3.13 pour le régulateur IP et PI. Le courant de la phase 1 augmente lorsque le défaut se produit, sans toutefois dépasser des valeurs admissibles, nous constatons que le courant de la phase 3 augmente plus que le courant de la phase 1 au moment de défaut, ce résultat a été confirmé par un travail expérimental présenté dans [22]. Le courant est aussi contrôlé par les régulateurs.

Le couple électromagnétique croît pour compenser les perturbations dues aux défauts des deux phases.

### Tests en charge

Les figures 3.14, 3.15 et 3.16 montrent le cas du défaut biphasé ( l'application de la charge à  $t = 1.5s$ , le défaut de la phase 2 à  $t = 1.5s$  et celui de la phase 3 à  $t = 3.5s$ )

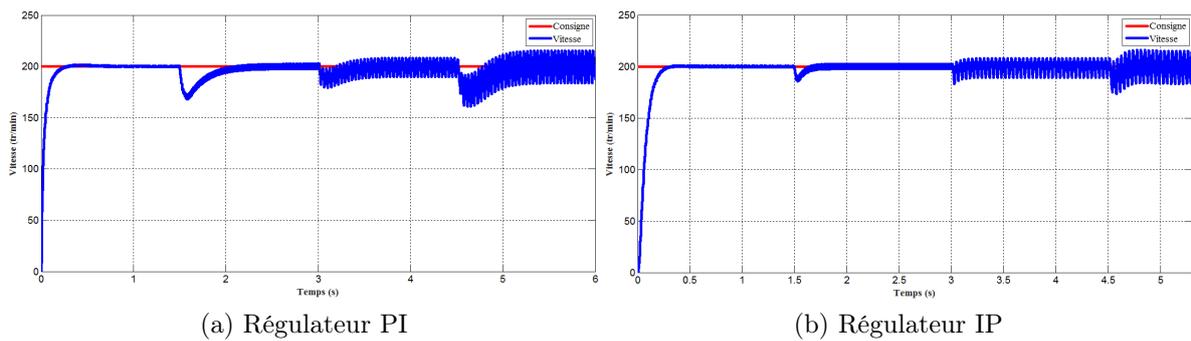


FIGURE 3.14: Réponse de la vitesse en présence de défauts en charge,  $\Omega = 200tr/min$ ,  $C_c = 5N.m$

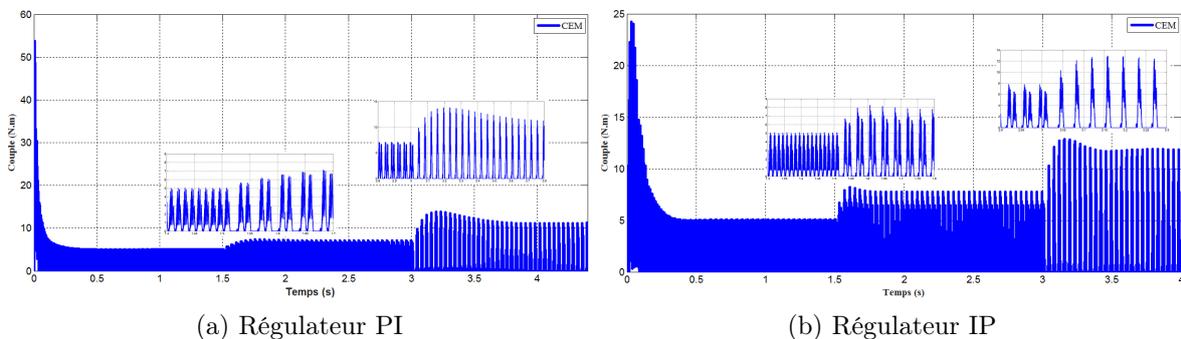


FIGURE 3.15: Réponse du couple total en présence de défauts en charge,  $\Omega = 200tr/min$ ,  $C_c = 5N.m$

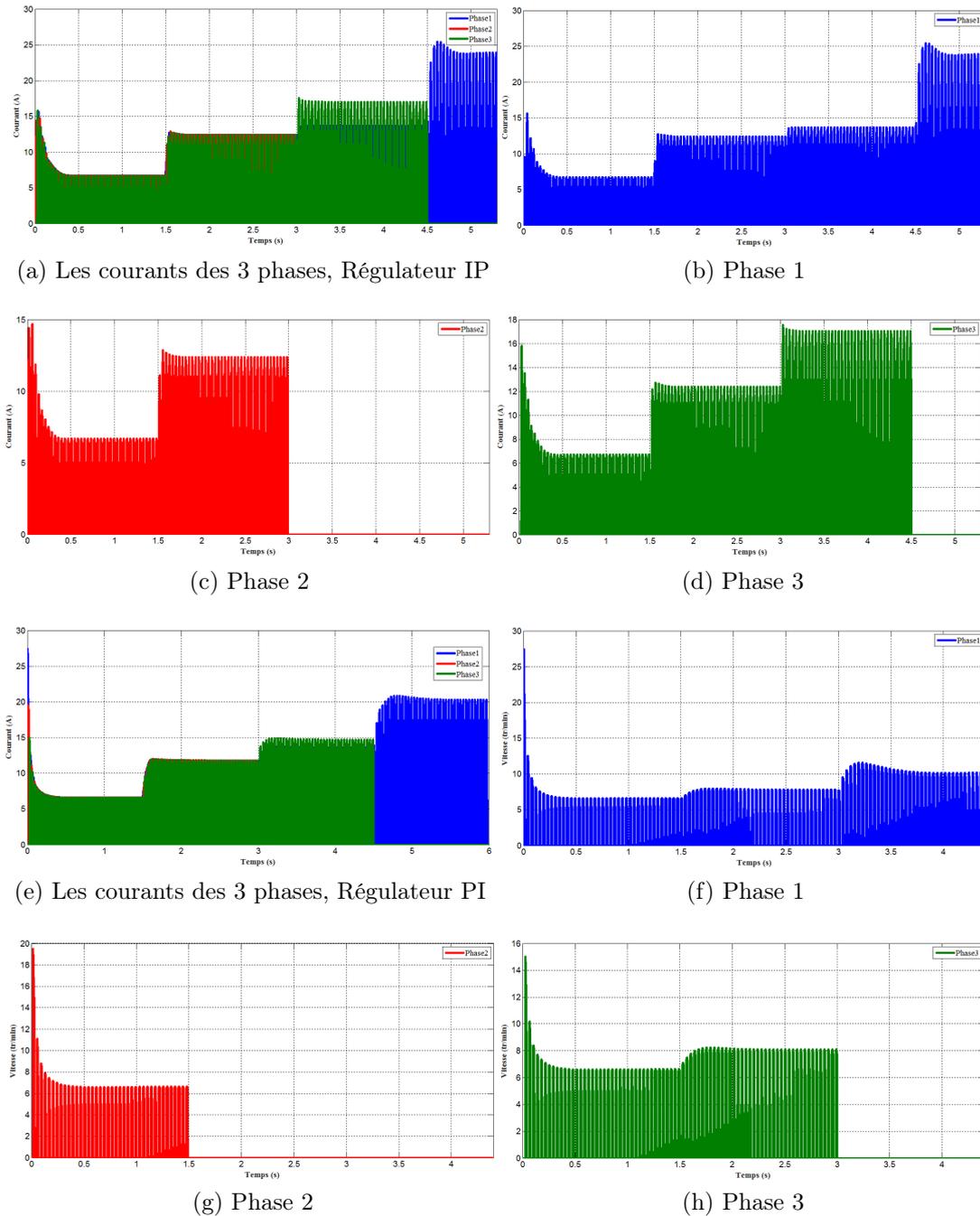


FIGURE 3.16: Réponse des courants en présence des défauts en charge,  $\Omega = 200tr/min$ ,  $C_c = 5N.m$

L'enlèvement des deux phases après l'application du couple de charge conduit à des résultats analogues à ceux obtenus précédemment avec plus d'ondulation, en effet ces ondulations sont plus importantes en charge qu'à vide et dans un défaut biphasé qu'un défaut monophasé. Néanmoins, elles ne dépassent pas les 7% dans le cas du régulateur PI contrairement au régulateur IP, où elles sont beaucoup plus inférieures à 5%.

### 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, les régulateurs PI et IP sont appliqués dans une commande sans capteur, ceci afin de les tester pour une perturbation de charge et la tolérance aux défauts.

Les deux régulateurs répondent correctement à ces tests. Néanmoins le IP s'avère plus performant et plus efficace que le régulateur PI pour les tests de tolérances aux défauts.

# Chapitre 4

## Régulation de vitesse par mode glissant de la SRM

### 4.1 Introduction

Les régulateurs conçus dans le chapitre précédent donnent des résultats satisfaisants, mais ils sont valables qu'autour d'un point de fonctionnement. De plus, la régulation de vitesse de la SRM doit être insensible aux variations des paramètres. La commande par mode de glissement apparaît alors très adéquate à ces problèmes.[23, 24]

Dans le but d'évaluer les performances de la commande sans capteur par mode glissant de la SRM. Deux types de commande ont été réalisées : commande adoucie et commande ordinaire, de ce fait, des simulations du fonctionnement à vide et en charge ainsi que des tests de tolérance aux défauts ont été établis.

Une étude comparative entre les régulateurs classiques et la commande par mode glissant est réalisée en fin de chapitre.

### 4.2 Conception de la Commande par Mode de Glissement

La commande par mode de glissement est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis[23, 25]. Ceci est dû à la bonne connaissance et à l'appréciation de la robustesse, propriété très importante caractérisant cette commande. Cette technique force les états du système à glisser le long d'une surface dans l'espace d'état tout en maîtrisant les trois étapes principales de la commande :[26]

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

En vue de faire la conception de la méthode, ces étapes sont respectées selon l'ordre présenté précédemment.

### 4.2.1 Choix de la surface

Soit  $S$  de dimensions  $(n - 1)$  défini par  $x : s(x) = 0$  où  $s$  est une fonction de  $R_n$  dans  $R_n$ .

- $S$  représente une surface de commutation.
- $\dot{X} = f(x, u, t)$  l'équation différentielle qui définit le système.

La figure 4.1 représente le principe de la méthode.

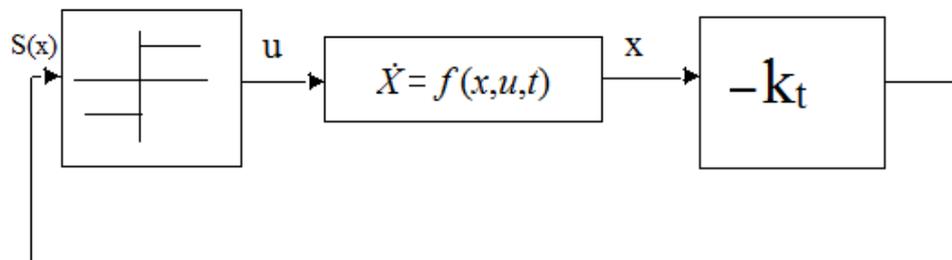


FIGURE 4.1: Principe de la commande par mode glissant.

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre nécessaire ainsi que la forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé :

- Il faut choisir  $m$  surfaces de glissement, pour un vecteur  $[U]$  de dimension  $m$ .
- Pour la forme *J.J. Slotine* nous propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état  $X$  vers sa valeur de consigne  $X_{ref}$

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \quad (4.1)$$

Où :

- $x$  : Variable à régulée.
- $e(x)$  : Écart de la variable à réguler.

$$e(x) = x_{ref} - x \quad (4.2)$$

- $\lambda_x$  : Constante positive.
- $r$  : Degré relatif du système.

Pour  $r = 1$

$$S(x) = e(x) \quad (4.3)$$

Pour  $r = 2$

$$S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) \quad (4.4)$$

$S(x) = 0$  est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse  $e(x)$  tend vers zéro pour un choix correct du gain  $\lambda_x$ . L'objectif est de garder  $S(x)$  à zéro, ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant une condition de convergence.[10, 9, 26]

### 4.2.2 Établissement de conditions d'existence

#### Fonction directe de commutation

Elle se met sous la forme :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (4.5)$$

## Fonction de Lyapunov

Il s'agit de trouver une fonction scalaire positive ( $V(x) > 0$ ) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction ( $V'(x) > 0$ ). En définissant la fonction de Lyapunov :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (4.6)$$

L'entrée de commande  $U$  du système est composée de la commande équivalente  $U_q$  et la commande discrète  $U_n$ , d'où :[27]

$$U = U_{eq} + U_n \quad (4.7)$$

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

$U_n$  : la commande discrète garantie l'attraction de la variable de contrôle vers la surface, elle définit le comportement dynamique du système durant le mode de convergence par :

$$U_n(x) = \dot{S}(x) \quad (4.8)$$

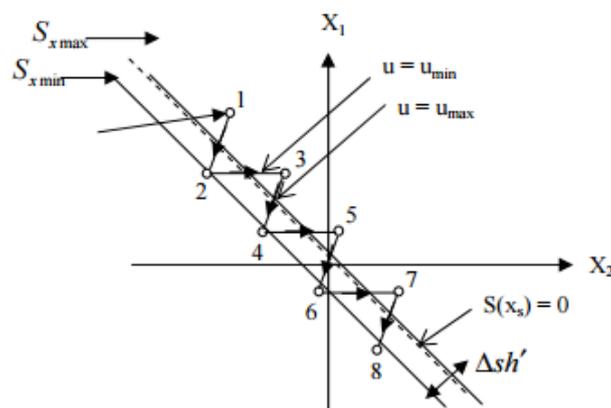


FIGURE 4.2: Surface de commutation

Dans ce chapitre, on traite deux types de lois de commande :

-**Commande classique** : où la commande doit essentiellement commuter entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$  en fonction du signe de la surface de glissement, elle est caractérisée par le phénomène *Chattering* qui représente des ondulations de grande fréquence au régime permanent.

-**Commande adoucie** : Afin de réduire le phénomène de *Chattering*, on utilise la commande adoucie, où la surface est encadrée par une bande avec deux seuils.

### 4.2.3 Application pour la SRM

### 4.2.4 Calcul de la loi de commande

L'équation électromagnétique du moteur est :

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J}(C_{em,tot}(\theta, i) - f_r\Omega - C_r) \quad (4.9)$$

Pour  $r = 1$  La surface de commande est :

$$S = e = \Omega - \Omega_{ref} \quad (4.10)$$

$$\dot{S} = \dot{e} = \dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref} = \frac{1}{J}(C_{em,tot}(\theta, i) - f_r \Omega - C_r) - \dot{\Omega}_{ref} \quad (4.11)$$

Or

$$\Omega = \Omega_{ref} + e \quad (4.12)$$

Donc, l'équation (4.11) peut se mettre sous la forme :

$$\dot{S} = \dot{e} = \dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref} = \frac{1}{J}(C_{em,tot}(\theta, i) - f_r e - f_r \Omega_{ref} - C_r) - \dot{\Omega}_{ref} \quad (4.13)$$

Pour que la vitesse converge vers la surface de glissement choisie, il faut que la fonction  $S$  soit minimale :

$$\dot{S} = 0 \quad (4.14)$$

Alors :

$$C_{em,ref,q}(\theta, i) = f_r e + f_r \Omega + J \dot{\Omega}_{ref} + C_r \quad (4.15)$$

$C_{em,ref,q}$  : Le couple électromagnétique équivalent assurant la convergence de vitesse vers sa consigne.

Selon le signe de l'erreur  $e$ , un couple de référence discret  $C_{em,ref,n}$  est ajouté au couple de référence équivalent  $C_{em,ref,q}$  pour que la vitesse de la SRM glisse sur la vitesse de référence [9]. Dans le cas de la commande ordinaire :

$$C_{em,ref,n} = -k(\text{sign})e \quad (4.16)$$

et dans le cas de la commande adoucie :

$$C_{em,ref,n} = -ke \quad (4.17)$$

Tel que :

$k$  : Constante positive à choisir.

Le couple total de référence devient :

$$C_{em,ref,tot}(\theta, i) = C_{em,ref,q}(\theta, i) + C_{em,ref,n}(\theta, i) \quad (4.18)$$

Le schéma Simulink de la commande sans capteur par mode glissant de la SRM est représentée sur la figure 4.3 :

### 4.3 Fonctionnement en charge

A  $t = 1.5s$  on applique à la machine un couple de charge  $C_c = 5N.m$ . Les figures 4.4 et 4.5 représentent l'évolution de la vitesse et du couple électromagnétique pour la commande ordinaire et adoucie.

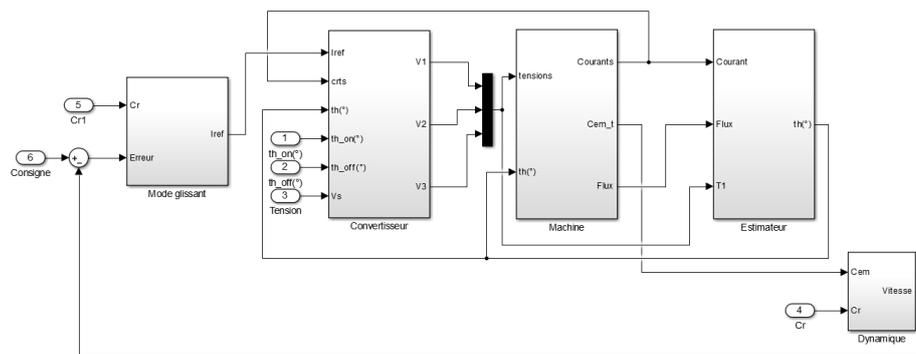


FIGURE 4.3: Schéma Simulink de la commande par mode glissant

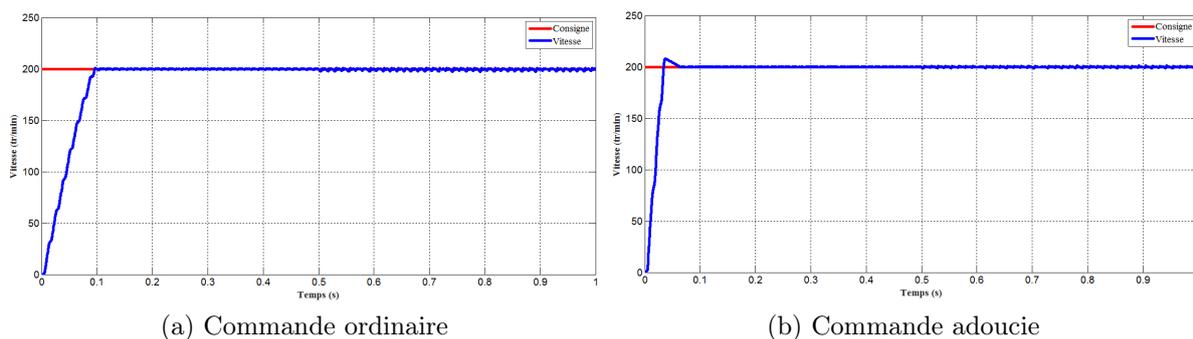


FIGURE 4.4: Évolution de la vitesse en charge,  $C_c = 5N.m$ .

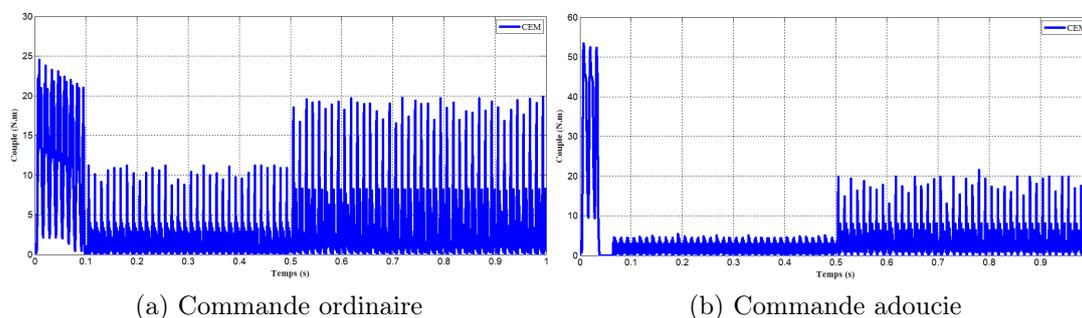


FIGURE 4.5: Évolution du couple total en charge,  $C_c = 5N.m$ .

On remarque que la vitesse de rotation atteint la valeur de référence imposée rapidement, en effet le temps de réponse pour les deux cas ne dépasse pas les 0.1s, ce dernier est réduit dans le cas de la commande adoucie.

Malgré l'application de couple résistant la vitesse est maintenue autour de sa valeur de consigne avec de légères fluctuations qui sont dues, plus principalement, à la commutation continue entre les deux grandeurs de commande  $U_{min}$  et  $U_{max}$ , ces dernières sont surtout remarquables dans le cas de la commande ordinaire. En effet, en présence de la perturbation, la dynamique du système quitte la surface de glissement, et par conséquent  $U_n$  intervient pour la ramener sur la surface, et c'est ce qui fait que le phénomène de *Chattering* persiste dans le fonctionnement en régime permanent du système. Un adoucissement de la commande est donc nécessaire.

## 4.4 Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande, on effectue les mêmes tests que ceux du chapitre 3 pour un fonctionnement en charge. Les figures 4.6 et 4.7 résument les résultats de simulation pour la commande ordinaire et adoucie.

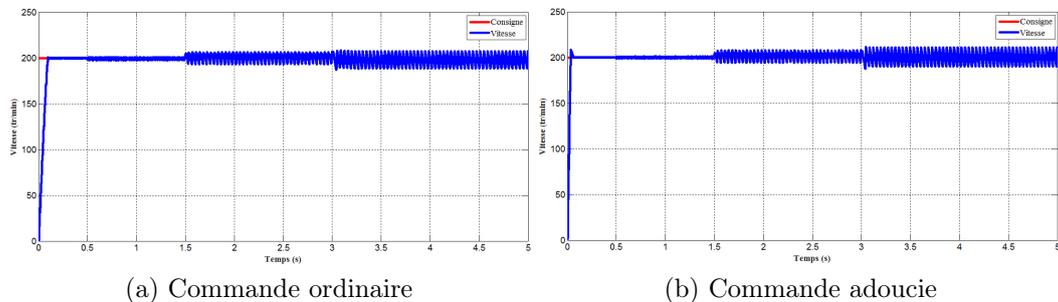


FIGURE 4.6: Évolution de la vitesse en présence des défauts

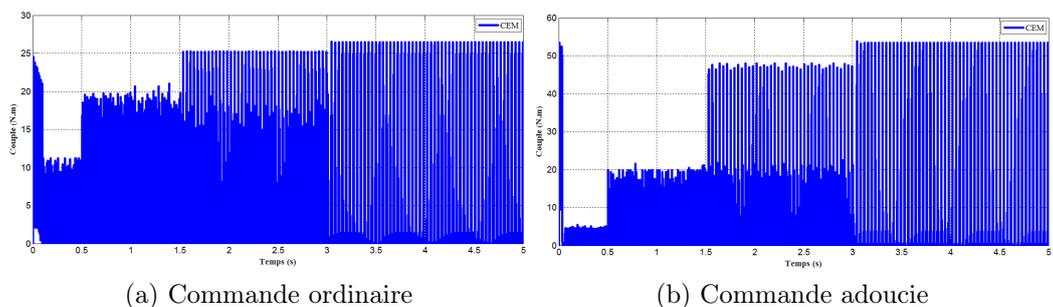


FIGURE 4.7: Évolution du couple total en présence des défauts

Pour les différents tests, la vitesse reste maintenue autour de sa valeur de consigne. les oscillations observées précédemment au niveau de la réponse augmentent et sont de plus en plus remarquables dans le cas où les 2 phases sont débranchées. c'est parce que la commutation, dans ce cas est assurée que par la seule phase branchée. La commande adoucie présente des ondulations plus réduites que la commande ordinaire. Le couple totale augmente d'une façon considérable dans le cas de la commande adoucie. et cela pour compenser les perturbations dues aux défauts.

## 4.5 Étude comparative

Une étude comparative des performances du régulateur IP et mode glissant a été établie , les résultats sont représentés dans la figure 4.8.a et 4.8.b :

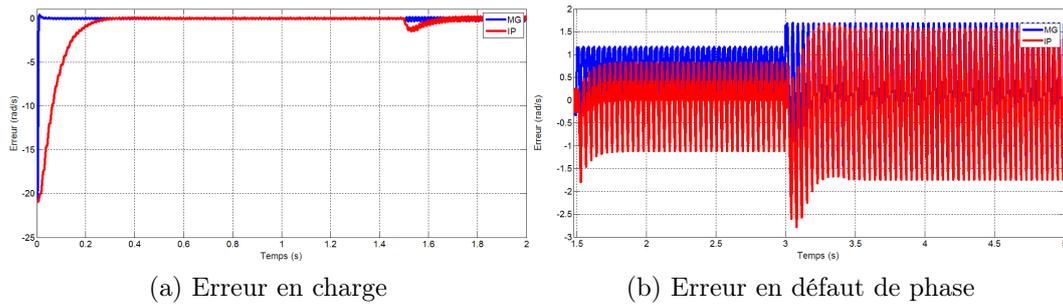


FIGURE 4.8: Erreur de vitesse entre la régulation par mode glissant et le régulateur IP

Lors du démarrage de la machine, l'erreur de vitesse est rapidement réduite à zéro dans le cas de la commande par mode glissant. ceci montre que le temps de réponse du régulateur est meilleur que celui des régulateurs classiques.

Durant le fonctionnement en charge, il est assez clair que l'erreur de vitesse provoquée par la perturbation de charge est presque nulle dans le cas de la commande par mode glissant contrairement au régulateur IP, où elle est légèrement importante.

D'une autre part, l'erreur de vitesse causées par les défauts dans les phases 2 et 3 présente des ondulations tout au long du régime établi, ces dernières sont réduites pour la commande par mode glissant.

## 4.6 Conclusion

La commande par mode glissant a été employée dans le but d'assurer un meilleur contrôle de la vitesse. En effet, les résultats obtenus à travers les simulations des différents tests ont pu confirmer la robustesse de ce type de commande avec une minimisation absolue du rejet de perturbation dans les deux cas. Toute fois, la commande adoucie est plus performante et ceci, réduisant le phénomène de « Chattering » observé dans le régime établi.

Les résultats obtenus ont été comparés, en fin de chapitre, aux méthodes de régulations traditionnelles. Effectivement, les performances de la machine sont plus rapides et présentent moins d'ondulation au niveau de la vitesse.

# Chapitre 5

## Étude expérimentale

### 5.1 Introduction

Dans ce chapitre, une étude expérimentale de la SRM 12/8 est présentée. Elle a été réalisée au laboratoire "*Commande de l'électronique de puissance*" à l'*Université des Sciences et de la Technologie HOUARI BOUMEDIENE* à *Alger* sous la direction du Pr : *H.ZEROUG*.

Cette étude consiste à l'identification d'une SRM 12/8. Un banc d'essais a été mis en place constitué d'une SRM 12/8 à 3 phases (Voir Annexe 2), d'un convertisseur, d'un capteur de position, d'un microcontrôleur et d'un système de mesures. Il nous a permis d'effectuer des essais statiques afin de déterminer les caractéristiques magnétiques de la machine. Deux méthodes ont été utilisées : la méthode de l'échelon et la méthode du courant alternatif[26, 27, 28]. Ces caractéristiques sont associées au modèle avec capteur élaboré au chapitre 1, et nous permet de simuler le fonctionnement de cette machine en régime permanent.

### 5.2 Description du banc d'essai expérimental

La figure 5.1 représente le banc d'essai :

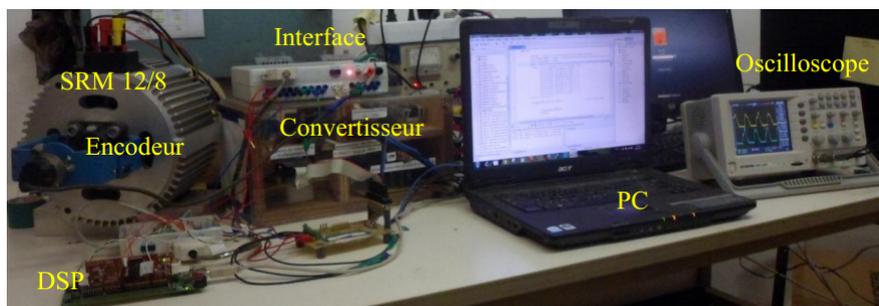


FIGURE 5.1: Banc d'essai de la SRM

Le banc d'essai comprend :

- Une SRM 12/8 à 3 phases.
- Un microcontrôleur TMS320F28335.
- Un ordinateur (PC).
- Un capteur de position incrémental lié à l'arbre du moteur.
- Un circuit d'alimentation de phase ou convertisseur.

- Une alimentation continue.
- Une interface.
- Un oscilloscope numérique pour la mesure.

## 5.3 Caractéristiques du flux magnétique

### 5.3.1 Méthode du courant alternatif

La méthode nécessite de connaître la variation de l'inductance en fonction de la position du rotor et du courant injecté  $L(\theta, i)$ . Les SRM peuvent être assimilées à un ensemble d'électroaimant[1], Le calcul de l'inductance se fait en appliquant une tension alternative de fréquence  $f = 50Hz$  aux bornes d'une seule phase à l'aide d'un autotransformateur. La valeur moyenne du courant et de la tension est mesurée en utilisant un Ampèremètre et un Voltmètre respectivement[29, 30, 31, 28] (Figure 5.2).

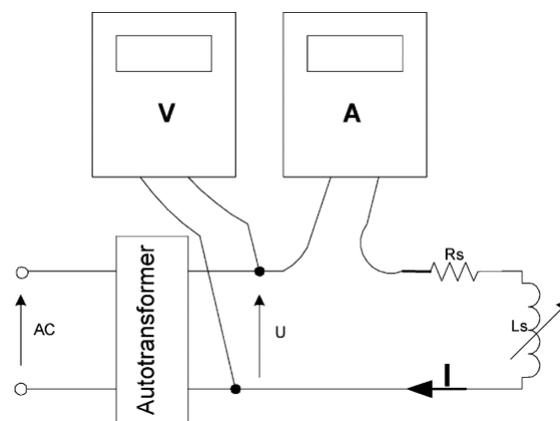


FIGURE 5.2: Schéma d'une phase

L'impédance de la phase étant :

$$Z = \sqrt{R_s^2 + L_s \omega^2} \quad (5.1)$$

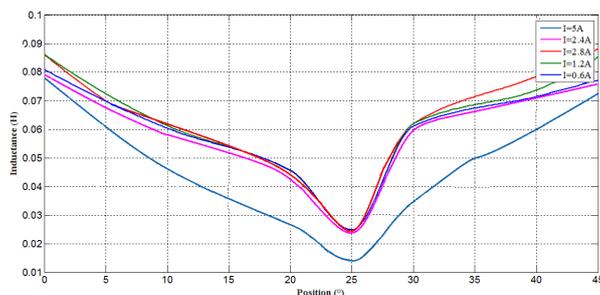
La machine est à l'arrêt, la f.c.é.m étant nulle, la loi des mailles permet d'écrire :

$$L_s = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{\left(\frac{V}{I}\right)^2 - R_s^2} \quad (5.2)$$

La résistance de la phase est déterminé en alimentant la phase en tension continue , cela permet d'écrire :

$$R_s = \frac{V}{I} \quad (5.3)$$

La figure 5.3 représente la variation de l'inductance en fonction du courant et de la position  $L(\theta, i)$ .


 FIGURE 5.3: Caractéristique  $L(\theta, i)$ .

Le flux est déduit à partir de l'expression suivante :

$$\psi(\theta, i) = L(\theta, i)i \quad (5.4)$$

Les figures 5.4a et 5.4b représentent la caractéristique  $\psi(\theta)$  et  $\psi(i)$

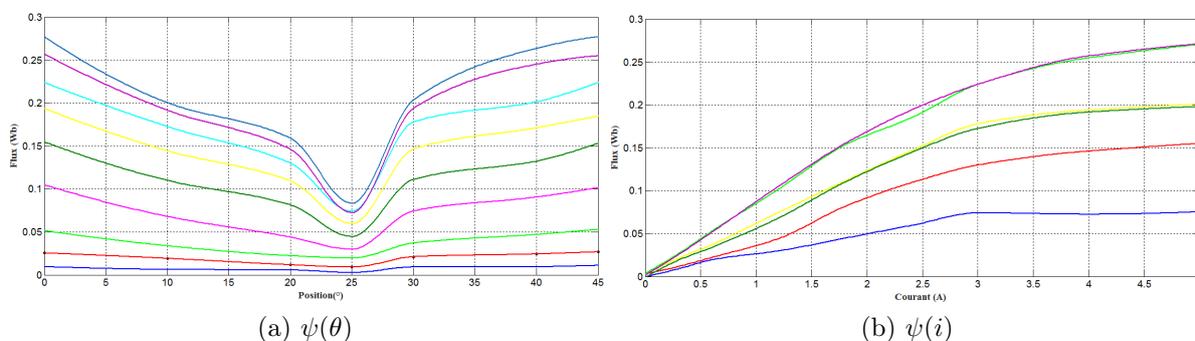


FIGURE 5.4: Caractéristiques du flux

Les caractéristiques magnétiques sont comparées à celles obtenues dans la référence[1], car cette machine a été réalisée à partir d'un cahier de charge des caractéristiques calculées par élément finis données dans la référence[1].

En effet, la valeur de l'inductance est minimale dans la position de non-alignement et elle est maximale dans la position d'alignement. La variation entre les deux positions est quasi linéaire. De plus, on constate que la saturation n'est atteinte qu'à partir d'un courant de 4A (Voir figure 5.4b).

Dans le but d'effectuer une simulation en régime permanent la caractéristique du couple  $C(\theta, i)$  est nécessaire, on la détermine à partir de l'expression de la co-énergie.

Le couple électromagnétique de la machine a été déterminé à partir de la co-énergie magnétique en utilisant la relation[1] :

$$C = \frac{dW_c}{d\theta} \quad (5.5)$$

où

$$W_c = \int L(\theta, i_j) i_j di_j \quad (5.6)$$

Il a été déterminé, en fonction de la position, pour plusieurs valeurs de courant. La figure 5.5 représente la variation du couple en fonction de la position et du courant  $C(\theta, i)$

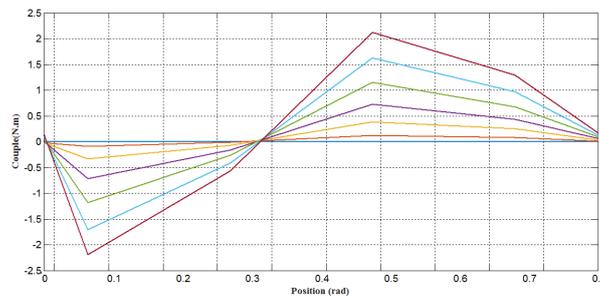


FIGURE 5.5: Caractéristique  $C(\theta, i)$ .

La caractéristique mécanique du  $C(\theta, i)$  a été comparée à celle donnée par élément finis, en effet il existe une concordance entre les deux résultats. Néanmoins, ces caractéristiques ne sont pas symétriques par rapport à  $\theta = 0.38rad$  correspondant à la position de non alignement où le couple est nul. Cela peut s'expliquer par le nombre de points réduits pris lors des essais. La partie négative du couple correspond au fonctionnement générateur ou frein, quant à la partie positive du couple, elle correspond au fonctionnement moteur.

## 5.4 Méthode de l'échelon

La technique consiste à alimenter une phase tout en maintenant le rotor bloqué à une position donnée. La tension d'alimentation est de forme carrée de fréquence  $5Hz$ . La mesure du flux de phase est effectuée directement, en enregistrant sur un oscilloscope les variations de la tension et du courant d'une phase en fonction du temps[1, 28, 32]. Ces derniers sont filtrés dans le but d'éliminer le bruit présent dans leurs courbes.

Le processus est appliqué pour plusieurs positions, afin d'obtenir différentes courbes de flux pour plusieurs positions données.

Le circuit d'alimentation utilisé est donnée par la figure 5.5 :

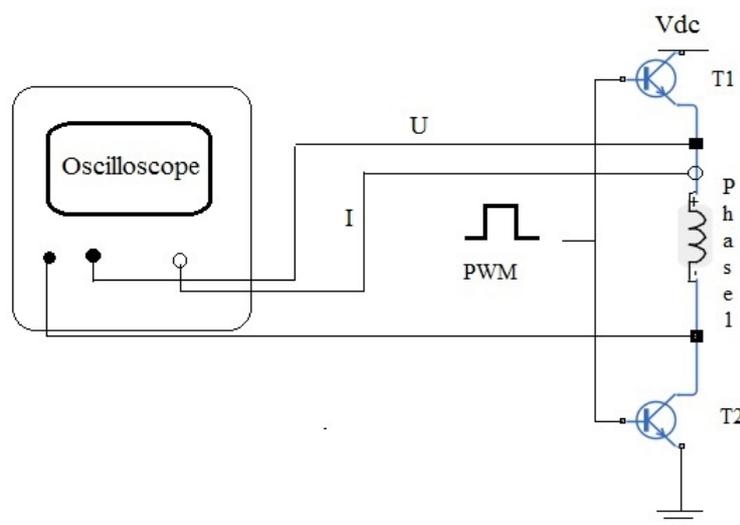


FIGURE 5.6: Circuit d'alimentation.

Les variations de la tension et du courant pour la position d’alignement qui correspond à  $0^\circ$  sont représentées respectivement sur les figures 5.6a et 5.6b.

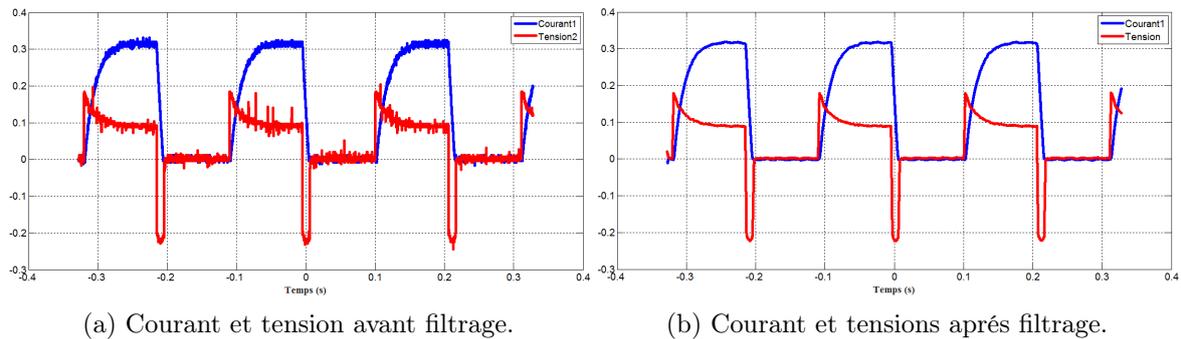


FIGURE 5.7: Courant et tensions mesurés

Le flux en fonction du temps pour chaque position est déduit à partir d’un calcul d’intégrale sur une période  $T$ , d’où l’expression suivante :

$$\psi(\theta, i) = \int_0^T (V - Ri) dt \quad (5.7)$$

Le calcul a été effectué en utilisant l’environnement Matlab/Simulink

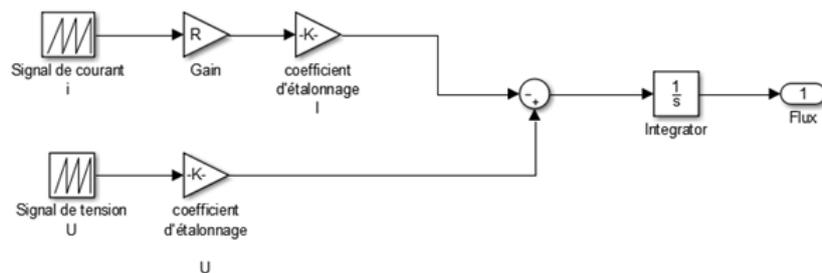


FIGURE 5.8: Schéma Simulink du calcul du flux.

La figure 5.8 représente la caractéristique du flux pour deux valeurs de courant  $I = 0.3A$  et  $I = 0.6A$ .

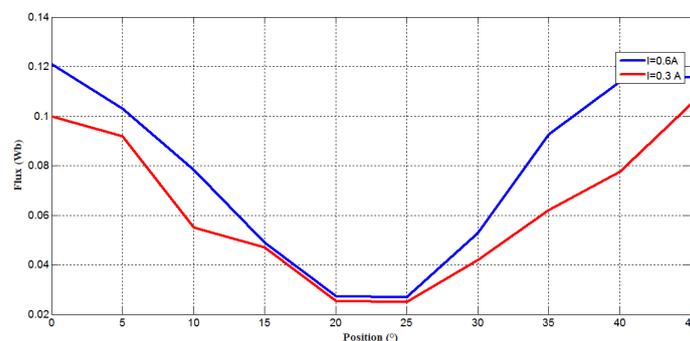


FIGURE 5.9: Caractéristique du flux.

On remarque que les valeurs que prend le flux sont importantes pour de faibles valeurs de courants et ne concordent pas avec ceux de la machine en[1]. Et c’est pour cela qu’on a abandonné la méthode après deux mesures de courant. Néanmoins, les deux caractéristiques présentent une variation logique. Cela est probablement dû aux éléments de mesures.

## 5.5 Simulation de la machine en régime permanent

Les caractéristiques du flux  $\psi(\theta, i)$  et du couple  $C(\theta, i)$  déterminées précédemment sont associés au modèle avec capteur et sans capteur élaboré aux chapitres 1 et 2 respectivement, et nous permet de simuler le fonctionnement de cette machine en régime permanent.

Pour ce faire, deux différentes techniques d'alimentation sont utilisées : alimentation à pleine onde et alimentation régulée en courant (hystérésis).

### 5.5.1 Fonctionnement avec capteur de position

La simulation du fonctionnement avec capteur de position a été faite en reprenant le schéma bloc de la machine en régime permanent avec capteur de position utilisé dans le chapitre 1, pour une tension nominale de la machine  $V = 30V$  et une vitesse supérieure à la vitesse de base  $\Omega = 1000tr/min$  dans le cas de l'alimentation en pleine onde, et une vitesse de base  $\Omega = 300tr/min$  pour l'alimentation régulée en courant.

#### Alimentation en pleine onde

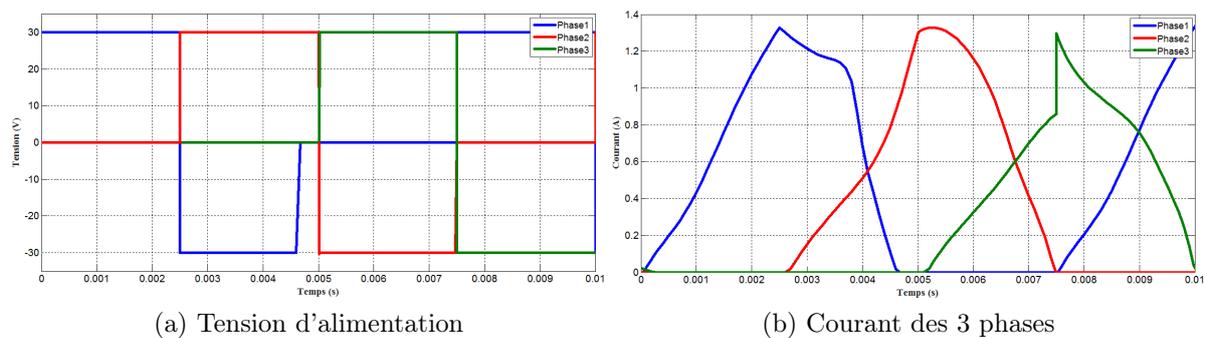


FIGURE 5.10: Fonctionnement à grandes vitesses  $\Omega = 1000tr/min$

#### Alimentation régulée en courant

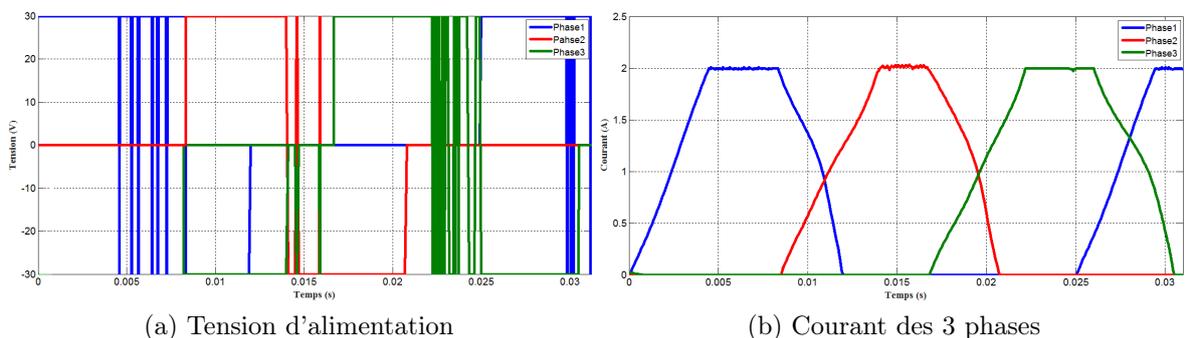


FIGURE 5.11: Fonctionnement à faibles vitesses  $\Omega = 300tr/min$

Les résultats de simulation mettent en évidence le fonctionnement à grande et le à faible vitesse. Néanmoins, on constate une légère différence entre les formes de courant des 3 phases, ceci est dû au nombre d'essais réduits durant la manipulation ce qui influe sur le décalage des caractéristiques.

### 5.5.2 Fonctionnement sans capteur de position

L'adoption de l'algorithme établi en chapitre 2 a permis d'estimer la position du rotor de la machine en régime permanent, le résultat de simulation est présenté dans la figure 5.12.

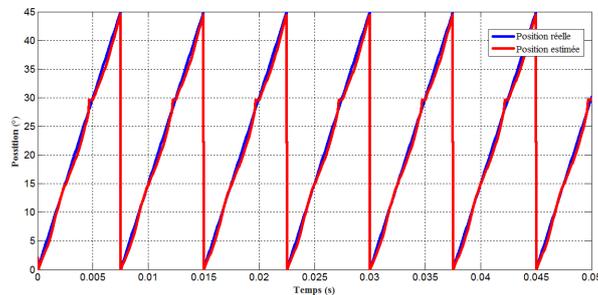


FIGURE 5.12: Position réelle et estimée

La légère différence entre les courants des 3 phases n'influe pas sur le fonctionnement de l'estimateur, cette dernière donne des résultats satisfaisants, en effet l'erreur maximale est de 2.3%.

Les figures 5.13 et 5.14 représente le fonctionnement sans capteur en régime permanent, en faibles et en grandes vitesses.

#### L'alimentation en pleine onde

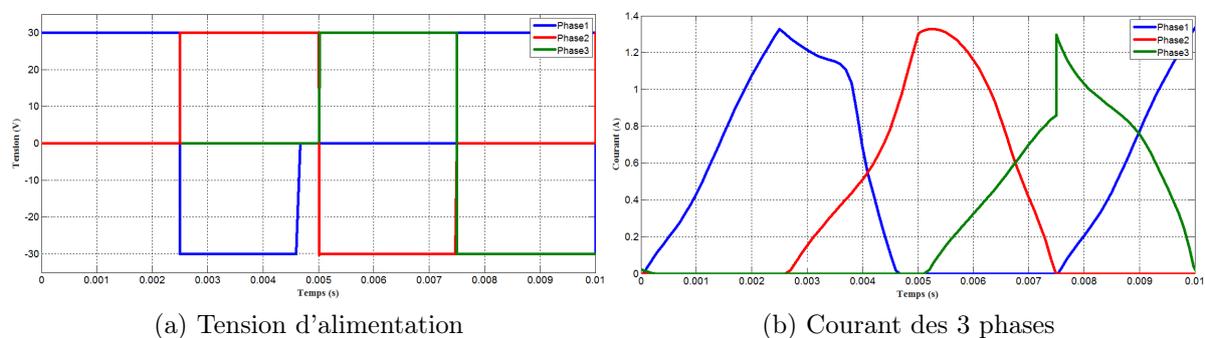


FIGURE 5.13: Fonctionnement à grandes vitesses, sans capteur,  $\Omega = 1000tr/min$

#### L'alimentation régulée en courant

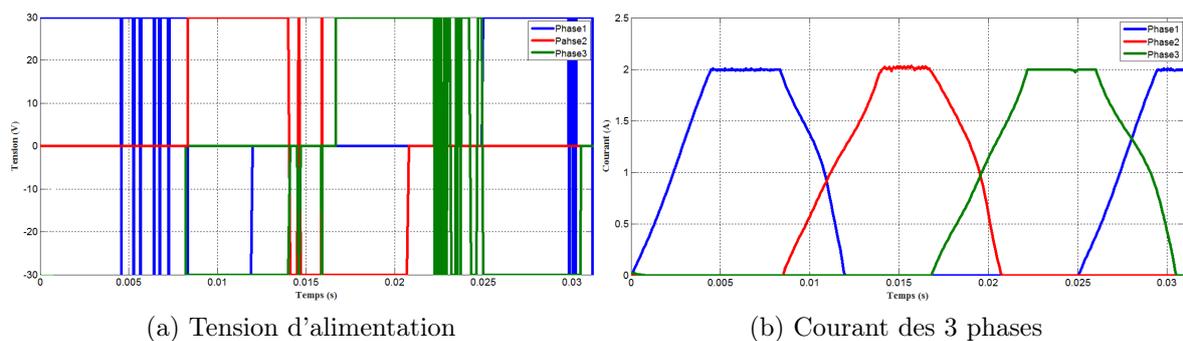


FIGURE 5.14: Fonctionnement à faibles vitesses, sans capteur,  $\Omega = 300tr/min$

Les résultats obtenus en fonctionnement sans capteurs concordent avec ceux obtenus avec le fonctionnement avec capteurs. L'erreur maximal ne dépasse pas 2.3%.

## 5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude expérimentale a été réalisée sur un banc d'essais contenant une SRM 12/8, où nous avons pu déterminer les caractéristiques magnétiques de cette machine.

Deux méthodes ont été utilisées : la méthode des courants alternatifs et s'avère être fiable et donne des résultats satisfaisants.

Les résultats d'identification sont concordants à ceux obtenues par élément finis, ceci nous a permis de simuler le fonctionnement avec et sans capteur de la machine en utilisant les modèles élaborés en chapitre 1 et 2 respectivement.

Ces résultats pourraient être comparés aux résultats expérimentaux afin de valider le modèle.

# Conclusion Générale et Perspectives

L'objectif de ce travail est la modélisation et la simulation d'un système de commande d'une SRM sans capteur de position en vue d'étudier les performances de la SRM et les techniques de commandes appliquées.

En premier lieu, un modèle du système de commande d'une SRM 12/8 en tenant compte des non linéarités liés à la saillance et la saturation est élaboré. Ce qui a permis d'étudier les performances de la SRM en régime permanent et dynamique pour les faibles et grandes vitesses du fonctionnement.

Ensuite, le capteur de position a été remplacé par un estimateur modélisé en utilisant la méthode d'estimation de flux. Une étude des performances de la commande sans capteur a été effectuée, en intégrant l'estimateur de la position. La simulation du modèle avec estimateur révèle que les performances du système sans capteur sont similaires à celles avec capteur. La concordance des résultats a confirmé l'efficacité de la méthode d'estimation adoptée.

Par ailleurs, une régulation de vitesse de la SRM est réalisée en appliquant les techniques de régulation classiques PI et IP et la technique du mode glissant. Ces techniques ont été testées pour des perturbations de charge et les défauts de phase. Les deux régulateurs PI et IP ont bien répondu aux perturbations. Cependant le régulateur IP s'est révélé plus performant que le régulateur PI. Mais les deux régulateurs ne restent applicables qu'aux points de fonctionnement donnés. Quant au régulateur mode glissant, celui-ci a conduit à une régulation encore plus performante. De plus la technique de régulation mode glissant est plus adaptée à ce type de machine ou le système à commander est fortement non linéaire.

Au terme de ce travail, une étude expérimentale sur une autre SRM 12/8 a été effectuée. Une identification des caractéristiques magnétiques du flux est réalisée par la méthode du courant alternatif. Les résultats d'identification sont concordants à ceux obtenus par éléments finis. Ces résultats ont, alors, été introduits dans les modèles élaborés pour la première machine et nous ont permis de simuler les performances de cette machine avec et sans capteur de position en régime permanent. Une comparaison de ces résultats de simulation avec ceux obtenus expérimentalement devrait nous permettre de valider les modèles.

En perspectives, notre travail pourrait être étendu à :

- L'implémentation de la commande avec capteur afin de valider le modèle du flux proposé.
- L'implémentation de la commande en remplaçant le capteur par le modèle de l'esti-

mateur proposé.

-L'implémentation de la régulation de vitesse par mode glissant pour confirmer l'efficacité de cette technique.

# Bibliographie

- [1] H.SAHRAOUI. « Contribution à la Modélisation et à l'Optimisation d'un Système de Commande d'un Moteur à Reluctance Variable à Double Denture (SRM) ». Thèse de doct. Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [2] D.PANDA. « Sensorless control of switched reluctance motor drive with self measured flux linkage characteristics ». In : *IEEE-IAS Conf.*
- [3] R. KRISHNAN. « Switched Reluctance Motor Drives,Modelling, Simulation, Analysis, Design, and Applications, » in : *CRC Press, Boca Raton* (2001).
- [4] Shoujun SONG, Lefei GE et Zhihui ZHANG. « Accurate Position Estimation of SRM Based on Optimal Interval Selection and Linear Regression Analysis ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.6 (2016), p. 3467–3478.
- [5] Jin-Woo AHN, Sung-Jun PARK et Dong-Hee LEE. « Novel encoder for switching angle control of SRM ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.3 (2006), p. 848–854.
- [6] Ghafoori FARD et al. « Sensorless speed control of switched reluctance motor drive using the binary observer with online flux-linkage estimation ». In : *Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering* 5.2 (2009), p. 143–150.
- [7] Bernard MULTON. « Conception et alimentation électronique des machines à réductance variable à double saillance ». Thèse de doct. École normale supérieure de Cachan-ENS Cachan, 1994.
- [8] S.H.MERINI F.BPUFATEH. « Commande numérique d'une machine à réductance variable à double denture ». Mém.de mast. Ecole Nationale Polytechnique, 2015.
- [9] Z BENNARA A ABDEDAIM. « Evaluation des Performances de Commande de la SRM ». Mém.de mast. Ecole Nationale Polytechnique, 2016.
- [10] E.M.B Messini Z. MIRAR. « Modélisation et commande avec et sans capteur d'une SRM, » mém.de mast. Ecole Nationale Polytechnique, 2013.
- [11] J. FAIZ et J.W. FINCH. « Aspects of design optimization for switched reluctance motors ». In : *IEEE Trans. On Energy Conv* (1993).
- [12] Mahesh KRISHNAMURTHY, Chris S EDRINGTON et Babak FAHIMI. « Prediction of rotor position at standstill and rotating shaft conditions in switched reluctance machines ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 21.1 (2006), p. 225–233.
- [13] Ernest OFORI et al. « A pulse-injection-based sensorless position estimation method for a switched reluctance machine over a wide speed range ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 51.5 (2015), p. 3867–3876.
- [14] Longya XU et Chuanyang WANG. « Accurate rotor position detection and sensorless control of SRM for super-high speed operation ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 17.5 (2002), p. 757–763.

- [15] Gabriel GALLEGOS-LOPEZ, Philip C KJAER et TJE MILLER. « High-grade position estimation for SRM drives using flux linkage/current correction model ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 35.4 (1999), p. 859–869.
- [16] Babak FAHIMI, Ali EMADI et Raymond B SEPE. « Four-quadrant position sensorless control in SRM drives over the entire speed range ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 20.1 (2005), p. 154–163.
- [17] M.TAKARLI Y.NESSAB. « Modélisation et commande par mode glissement d'une MRV utilisée en alterno-démarreur pour véhicule ». Mém.de mast. Ecole Nationale Polytechnique, 2011.
- [18] A LOKRITI, Y ZIDANI et S DOUBABI. « Comparaison Des Performances Des Régulateurs PI Et IP Appliqués Pour La Commande Vectorielle A Flux Rotorique Oriente D'une Machine Asynchrone ». In : *8ème Conférence Internationale de Modélisation et SIMulation-MOSIM'10*. 2010.
- [19] Talha A TAJ et al. « MATLAB simulation of a multi-level speed control system of a 6/4 SRM using PI controller ». In : *Computer Applications Technology (ICCAT), 2013 International Conference on*. IEEE. 2013, p. 1–4.
- [20] R TOUDJI et al. « Performance evaluation into the fault-tolerant operation of SRM with proportional-Integral and integral-proportional speed controllers ». In : (2016).
- [21] Berker BILGIN, Ali EMADI et Mahesh KRISHNAMURTHY. « Design considerations for switched reluctance machines with a higher number of rotor poles ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59.10 (2012), p. 3745–3756.
- [22] Suying ZHOU et Rong QI. « Performance analysis and simulation of switched reluctance motor control system in case of typical faults ». In : *Transportation, Mechanical, and Electrical Engineering (TMEE), 2011 International Conference on*. IEEE. 2011, p. 911–914.
- [23] AB NANDA, Niti RANI et Swagat PATI. « Performance improvement of a SRM drive with sliding mode controller ». In : *Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), 2016 International Conference on*. IEEE. 2016, p. 1–7.
- [24] Yuefeng YANG et Yihuang ZHANG. « Sliding mode-PI control of switched reluctance motor drives for EV ». In : *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on*. T. 1. IEEE. 2005, p. 603–607.
- [25] N MADANI et al. « Sliding mode control of an asynchronous motor drive ». In : *Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998. Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 456)*. IET. 1998, p. 341–346.
- [26] Atsuhiko SAKURAI. « Sliding mode control of switched reluctance motors ». Thèse de doct. National Library of Canada= Bibliothèque nationale du Canada, 2001.
- [27] Abderrahmane KECHICH et Benyounes MAZARI. « La commande par mode glissant: Application à la machine synchrone à aimants permanents (approche linéaire) ». In : *Afrique Science* 4.1 (2008), p. 21–37.
- [28] Ramu KRISHNAN et P MATERU. « Measurement and instrumentation of a switched reluctance motor ». In : *Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE*. IEEE. 1989, p. 116–121.
- [29] Nikolay RADIMOV, Natan BEN-HAIL et Raul RABINOVICI. « Inductance measurements in switched reluctance machines ». In : *IEEE Transactions on magnetics* 41.4 (2005), p. 1296–1299.

- [30] Jinhui ZHANG et Arthur V RADUN. « A new method to measure the switched reluctance motor's flux ». In : *IEEE transactions on industry applications* 42.5 (2006), p. 1171–1176.
- [31] Gabriel GALLEGOS-LOPEZ, Philip C KJAER et TJE MILLER. « High-grade position estimation for SRM drives using flux linkage/current correction model ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 35.4 (1999), p. 859–869.
- [32] Lei SHEN et al. « Fast flux linkage measurement for switched reluctance motors excluding rotor clamping devices and position sensors ». In : *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 62.1 (2013), p. 185–191.

# Annexe A

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

TABLE 1.1: Caractéristique de la SRM utilisée en simulation

# Annexe B

Paramètres	Valeurs
Nombre de phases	3
Nombre de dents au stator	12
Nombre de dents au rotor	8
Résistance d'une phase	$2.5\Omega$
Inductance minimale	$12mH$
Inductance maximale	$72mH$
Courant maximale admissible	$3A$
Puissance approximée	$100W$
Coefficient de frottement	$0.0015N.m.s/rd$
Moment d'inertie	$0.0072Kg.m^2$

TABLE 2.1: Caractéristique de la SRM expérimentale