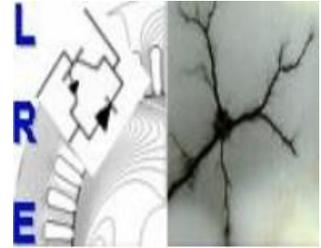


RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

École Nationale Polytechnique



Département d'Électrotechnique  
Laboratoire de Recherche en Électrotechnique  
Mémoire de Master en Électrotechnique

# Régulation de vitesse de la SRM en mode glissant

HAOUARA Amani

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

Soutenu publiquement le 18/06/2017

## Membres du Jury

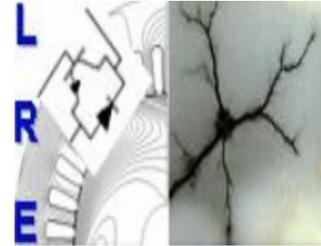
Président	Mr. R.Tahmi	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Promoteurs	Mme. H. SAHRAOUI	Docteur	Ecole Nationale Polytechnique
	Mr. MO. MAHMOUDI	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Examineur	Mr. L.NEZLI	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique



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 Master en Électrotechnique

# Régulation de vitesse de la SRM en mode glissant

**HAOUARA Amani**

Sous la direction de

**Dr : H. SAHRAOUI**

**PR : MO.MAHMOUDI**

Soutenu publiquement le 18/06/2017

## Membres du Jury

Président	Mr. R.Tahmi	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Promoteurs	Mme. H. SAHRAOUI	Docteur	Ecole Nationale Polytechnique
	Mr. MO. MAHMOUDI	Professeur	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 الوضع الانزلاقي حيث أن النتائج المتحصل عليها قد أثبتت نجاعته و صلابته خاصة وأن هذا النوع من المحركات يتميز بطبيعته الغير خطية .

**كلمات مفتاحية :** المحركات ذات المقاومة المغناطيسية المتغيرة , ماتلاب /سيمولينك , 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 the sliding mode regulator, in order to test its robustness and performance for this type of machines.

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

## **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 en utilisant le régulateur en mode glissement a été établie en vue de tester sa robustesse pour ce type de machine.

**Mots clés :** SRM, MATLAB/SIMULINK, modélisation, commande par glissement, commande sans capteur.

# 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 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

Introduction Générale	9
Simulation de la commande de la SRM sans capteur de position	10
1.1 Introduction	10
1.2 Modélisation du système de Commande de la SRM 12/8	10
1.2.1 Modélisation du moteur SRM	11
1.2.2 Modèle Simulink	13
1.2.3 Modélisation de l'estimateur	14
1.3 Simulation de la commande sans capteur de la SRM	16
1.3.1 Régime permanent	17
1.3.2 Régime dynamique	18
1.4 Conclusion	20
2 Commande par mode glissant de la SRM	21
2.1 Introduction	21
2.2 Conception de la Commande par Mode de Glissement	21
2.2.1 Choix de la surface	22
2.2.2 Établissement de conditions d'existence	22
2.2.3 Application pour la SRM	24
2.3 Étude comparative	27
2.4 Conclusion	28
Conclusion Générale	29
Bibliographie	30
Annexe A	33

# Liste des tableaux

1.1	Caractéristique de la SRM utilisée en simulation . . . . .	33
-----	--	----

# Liste des figures

1.1	Schéma synoptique de la commande sans capteur de position de la SRM machine . . . . .	15
1.2	caractéristiques $\psi(\theta)$ . . . . .	15
1.3	Modèle de la machine pour les 3 phases . . . . .	17
1.4	Modèle de la machine pour une seule phase . . . . .	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 une phase. . . . .	19
1.8	Modèle de l'estimateur. . . . .	19
1.9	Position réelle et estimée. . . . .	20
1.10	Position réelle et estimée. . . . .	21
1.11	Alimentation pleine onde, sans capteur, $\Omega = 250\text{tr/min}$ . . . . .	21
1.12	Alimentation régulée en courant, sans capteur, $\Delta i = 4\text{A}$ , $\Omega =$ . . . . .	22
1.13	Schéma bloc de la SRM sans capteur en régime dynamique. . . . .	23
1.14	Courants des 3 phases, régime dynamique, sans capteur . . . . .	23
1.15	Couple électromagnétique, régime dynamique, sans capteur . . . . .	23
1.16	Vitesse de rotation en Régime dynamique, sans capteur . . . . .	24
2.1	Principe de la commande par mode glissant. . . . .	26
2.2	Surface de commutation . . . . .	27
2.3	commande classique. . . . .	27
2.4	Commande adoucie. . . . .	28
2.5	Schéma Simulink de la commande par mode glissant . . . . .	29
2.6	Réponse de vitesse, commande adoucie, à vide. . . . .	29
2.7	Évolution de la vitesse en charge, $C_c = 5\text{N.m}$ . . . . .	30
2.8	Évolution du couple électromagnétique en charge, $C_c = 5\text{N.m}$ . . . . .	30
2.9	Evolution de la vitesse en présence des défauts . . . . .	31
2.10	Évolution du couple total en présence des défauts . . . . .	31
2.11	Erreur de vitesse . . . . .	31

# 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.

$r$  : Taux de modulation.

$m$  : Indice de modulation.

$\theta_{on}$  : Angle d'amorçage de la phase.

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

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

$I_{ref}$  : Courant de référence.

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

$C_c$  : Couple de charge.

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

# Introduction Générale

Les SRM prennent une place majeure dans l'industrie surtout dans les domaines de l'électroménager, la traction électrique [1, 2, 3, 4, 5, 6] et le domaine de la production d'énergie tel que la génératrice éolienne [1, 2]. Ce type de machine présente divers avantages tel que sa possibilité de fonctionner dans des larges gammes de vitesses, son coût économique et son architecture simple. De plus, la SRM est connue pour sa robustesse et sa tolérance aux défauts, c'est ce qui fait qu'elle est devenue concurrente aux machines classiques. Toutefois, les ondulations de couple et la complexité de sa commande, due à son caractère fortement non linéaire, font que la machine est plus connue dans le domaine de la recherche que dans le domaine de l'industrie.

La commande de la SRM nécessite une connaissance précise de la position du rotor, cette dernière est obtenue par le biais d'un capteur mécanique qui peut être source d'inconvénients, c'est pour cela qu'il est plus facile de le remplacer par un estimateur mathématique.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation d'une SRM 12/8 à 3 phases ainsi qu'à la simulation de son fonctionnement, sans capteur de position. Le modèle élaboré est basé sur les caractéristiques magnétiques du flux et du couple en régime saturé.

La méthode de l'estimation de flux utilisée pour obtenir la position est basée sur l'estimation 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 de flux, position et courant. Afin d'étudier les performances du système sans capteur, une simulation du fonctionnement de la machine en régime permanent et dynamique nous permet d'étudier les performances de la SRM pour les faibles et grandes vitesses.

Dans le deuxième chapitre, la technique de commande par mode glissant est appliquée pour la régulation de vitesse pour le système sans capteur. La robustesse de cette technique fait qu'elle est plus adéquate pour ce type de moteur. Afin de tester ses performances plusieurs tests de robustesses et de tolérances aux défauts ainsi que des tests de variation de charge sont effectués. Une comparaison des performances avec celle de la technique classique, en utilisant des résultats mentionnés dans la bibliographie, est alors effectuée afin de mettre en évidence l'intérêt de la technique du mode glissant.

# Chapitre 1

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

### 1.1 Introduction

Les SRM sont des machines à champs pulsé, fortement non linéaire dont la commande nécessite une connaissance précise de la position du rotor. Cette dernière est souvent obtenue à partir d'un capteur de position.

Les capteurs de position présentent plusieurs inconvénients telle : la délicatesse du montage et le coût élevé, c'est pour cela qu'il est préférable de les remplacer par des estimateur.

Plusieurs méthodes ont été développées pour estimer la position du rotor, celle qu'on a adopté dans notre étude est la méthode d'estimation du flux qui est basée sur le calcul de ce dernier à partir des mesures instantanées des tensions et des courants.

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.

Dans ce chapitre, nous proposons d'étudier la commande sans capteur de position d'une SRM 12/8 à 3 phases. Le modèle de la machine est basé sur les caractéristiques du flux et du couple en fonction de la position et du courant. Une simulation du régime permanent et dynamique, en utilisant l'environnement Matlab/Simulink nous permet d'évaluer les performances de la machine pour les faibles et grandes vitesses.

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

La commande de la SRM, dans ce cas est assurée par un microcontrôleur qui génère les signaux de commande pour l'alimentation successive des phases à travers un convertisseur de puissance de type demi-pont asymétrique. Ces signaux de commande dépendent de l'information déduite de l'estimateur établie. Un schéma synoptique du système de commande sans capteur de position est présenté sur la figure 1.1

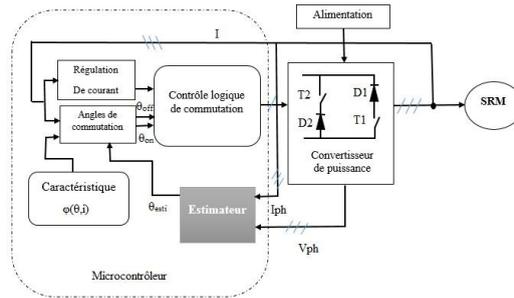


Figure 1.1: Schéma synoptique de la commande sans capteur de position de la SRM machine

### 1.2.1 Modélisation du moteur SRM

Le modèle de la machine, représente l'ensemble du modèle électromagnétique et le modèle mécanique, défini par : les équations électriques du moteur, qui sont déduites à partir de l'expression du flux dans chaque phase, et l'équation mécanique de la machine.

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 réalisée en utilisant les caractéristiques du flux et du couple en fonction de la position et du courant déterminées, ces dernières, ont été prises à partir de la bibliographie (Voir Annexe) [7, 8].

Ces caractéristiques sont interpolées afin de construire les tables du flux et du couple nécessaires à l'établissement du modèle numérique. Les figures 1.2a et 1.2b, 1.2c ainsi que la figure 1.2d représentent les caractéristiques magnétiques du flux et du couple ainsi que leurs interpolations respectivement.

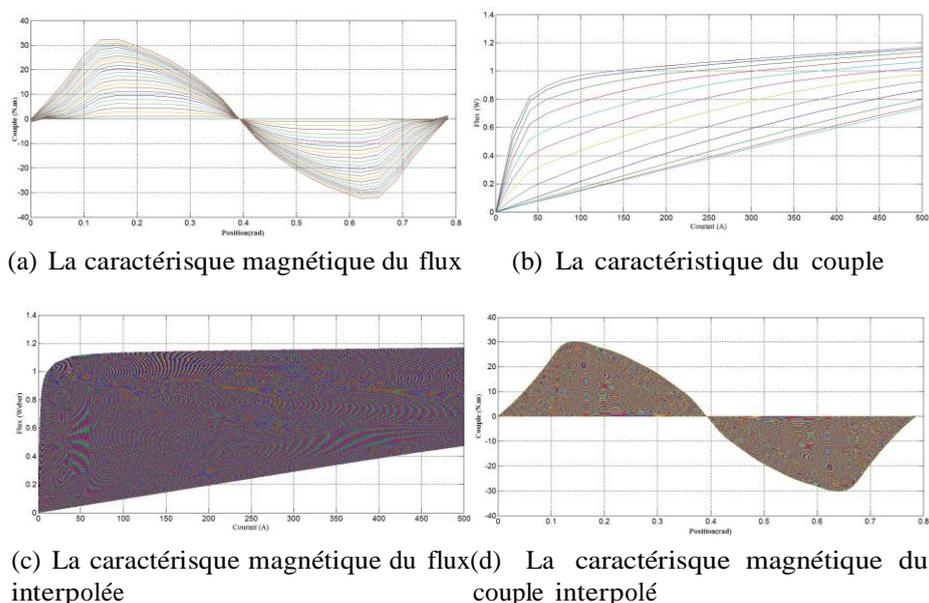


Figure 1.2: caractéristiques  $\psi(\theta)$

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

La position d'opposition, qui correspond à la position de non alignement, 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 : [9]

- 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 de Foucault 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 :

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

On trouve donc :

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

e étant la f.c.e.m du moteur :

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

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

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

$W_c$  étant la co-énergie magnétique.

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

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

$J$  : Moment d'inertie du rotor.

$\Omega$  : Vitesse angulaire.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique totale.  
 $f_r$  : Coefficient de frottement visqueux.  
 $C_c$  : Couple de charge.

### 1.2.2 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

Le modèle Simulink pour les trois phases est représenté sur la figure 1.3.

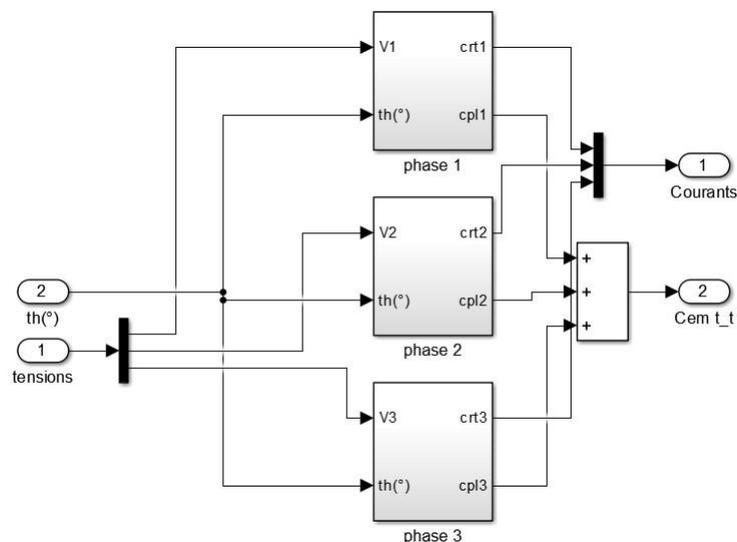


Figure 1.3: Modèle de la machine pour les 3 phases

Chaque phase est représentée par un bloc qui permet d'extraire les courants, les couples, à partir des Tables de flux et de couple. La figure 1.4 représente le schéma bloc d'une seule phase.

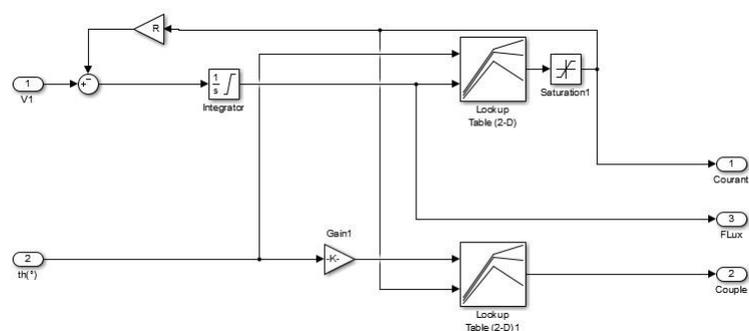


Figure 1.4: Modèle de la machine pour une seule phase

#### -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.

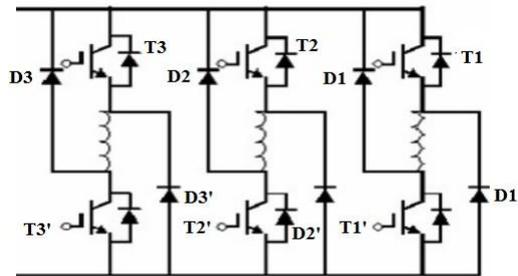


Figure 1.5: Convertisseur demi-pont asymétrique à 3 phases

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  $f = 1\text{kHz}$  et d'amplitude  $r = 2\text{A}$ . Les angles de commandes  $\theta_{\text{on}} = 0$ ,  $\theta_{\text{of}} = 15$ .

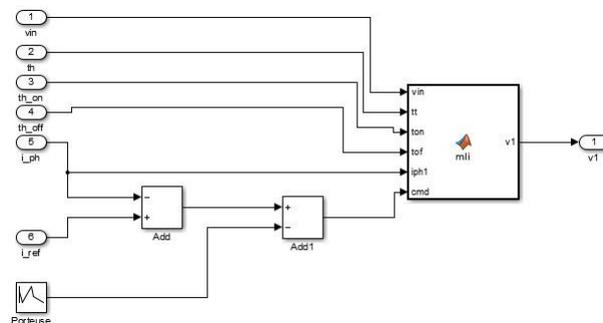


Figure 1.6: Modèle de la MLI pour une seule phase.

### Technique à hystérésis

Cette technique consiste à limiter le courant dans une bande delta autour d'une valeur de référence  $I_{\text{ref}}$ . 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  $I_{\text{ref}} = 100\text{A}$  La bande  $\Delta i = 4\text{A}$ .

### 1.2.3 Modélisation de l'estimateur

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[9].

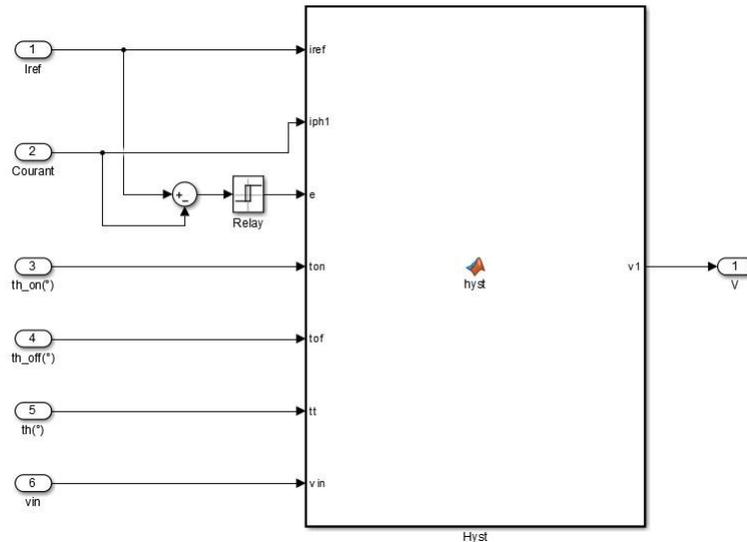


Figure 1.7: Modèle de la commande par hystérésis pour une phase.

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.

La tension aux borne de chaque phase, on négligeant la mutuelle s'écrit comme :

$$V_j = R i_j + \frac{d\psi_j(\theta, i)}{dt} \quad (1.8)$$

Équation où :

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

$R$  : La résistance de chaque phase.

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

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

Le flux est alors :

$$\psi_j(\theta, i) = \int_0^t (V_j - R i_j) dt + \psi_j(0) \quad (1.9)$$

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

Ainsi, la position du rotor est estimée après avoir inverser la caractéristique  $\psi(\theta, i)$  en  $\theta(\psi, i)$

Le schéma bloc de l'estimateur établie est représenté dans la figure 1.8

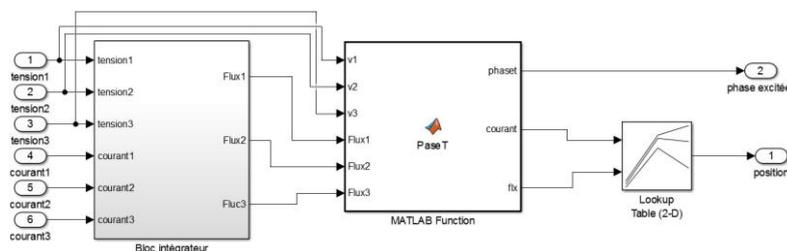


Figure 1.8: Modèle de l'estimateur.

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.

**Bloc 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 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.

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

Une simulation de la position réelle, obtenue à partir du capteur de position, et la position estimée à été effectuée, les résultats sont présentés dans la figure 1.9.

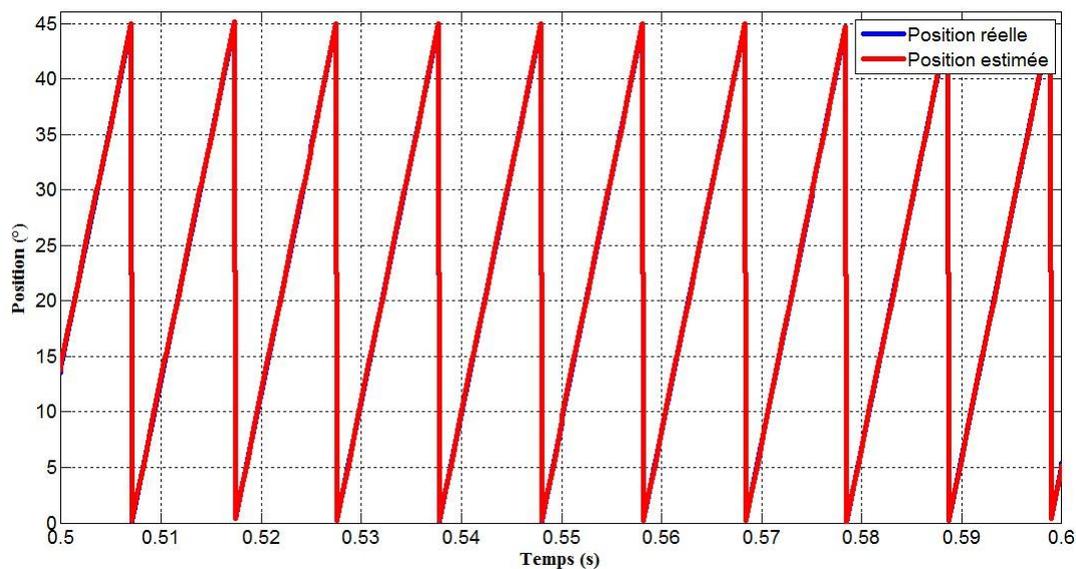


Figure 1.9: Position réelle et estimée.

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.

En vue d'analyser le fonctionnement sans capteur de la machine, une simulation a été effectuée en régime permanent et dynamique.

#### 1.3.1 Régime permanent

Cette simulation est réalisée pour les grandes et faibles vitesses correspondant respectivement à l'alimentation pleine onde et l'alimentation régulée en courant. La figure 1.10 représente le modèle Simulink de la SRM associée à l'estimateur qui comprend l'élément

temps qui tient compte des variations de temps.

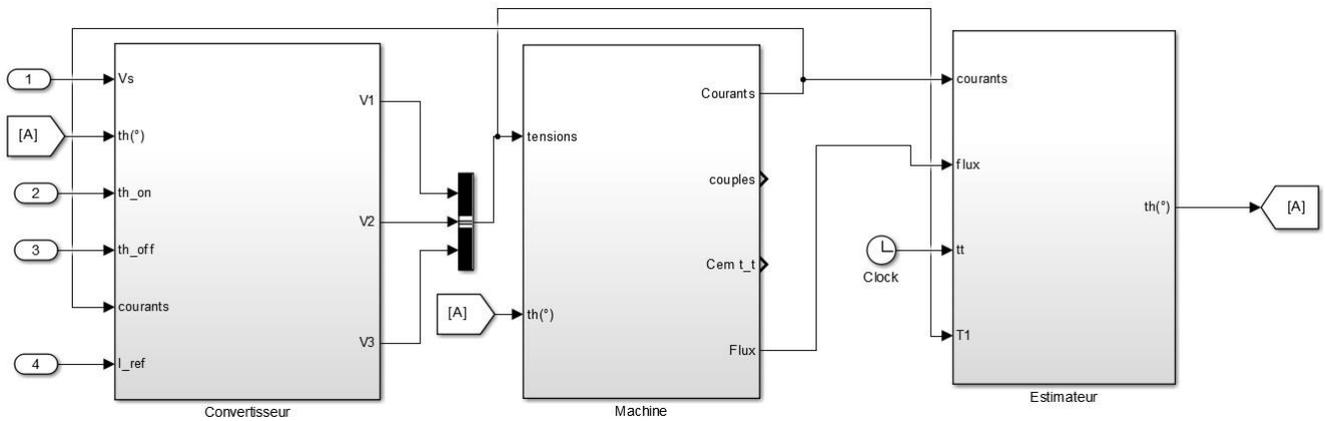


Figure 1.10: Position réelle et estimée.

-Grandes vitesses  $\Omega = 250\text{tr/min}$

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.

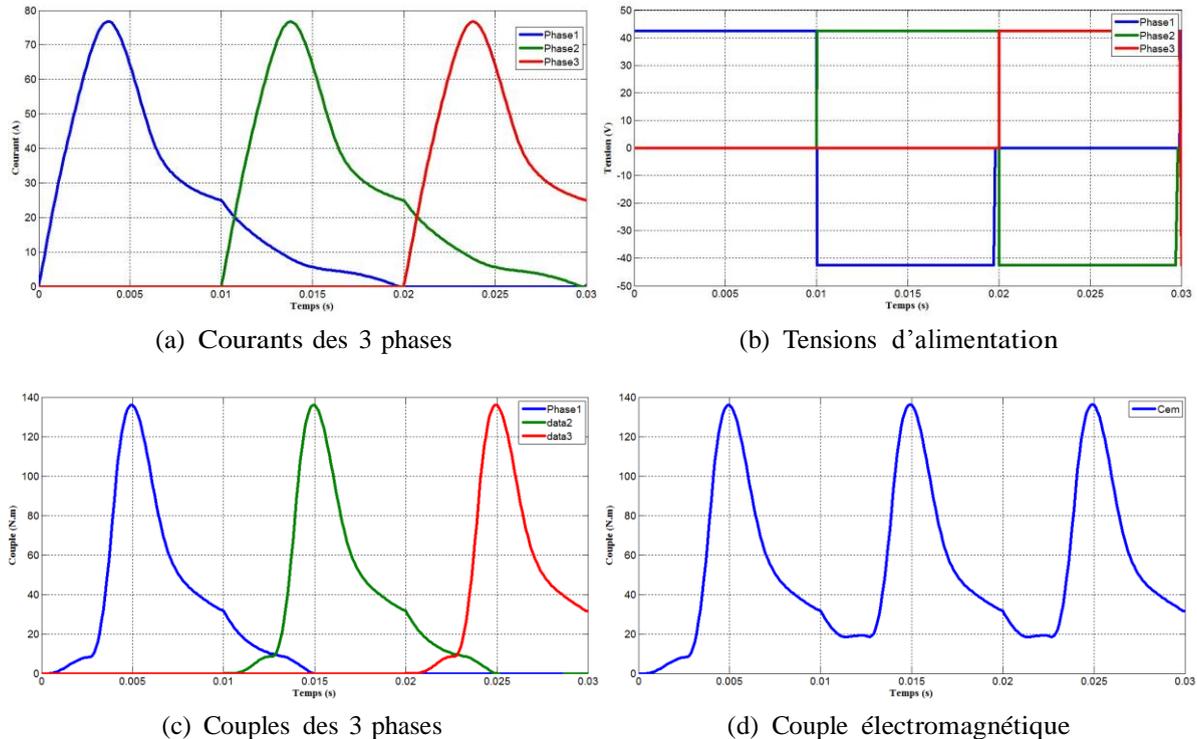


Figure 1.11: Alimentation pleine onde, sans capteur,  $\Omega = 250\text{tr/min}$

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 atteindre sa valeur nominale. De plus, ces courants génèrent un couple électromagnétique avec un taux d'ondulation élevé(voir figure 1.11d).

-Grandes vitesses  $\Omega = 40\text{tr/min}$

La simulation a été effectuée pour une régulation de courant par hystérésis autour d'un courant de référence de 100A et de bande  $\Delta i = 4\text{A}$  et les résultats sont représentés sur la figure 1.12.

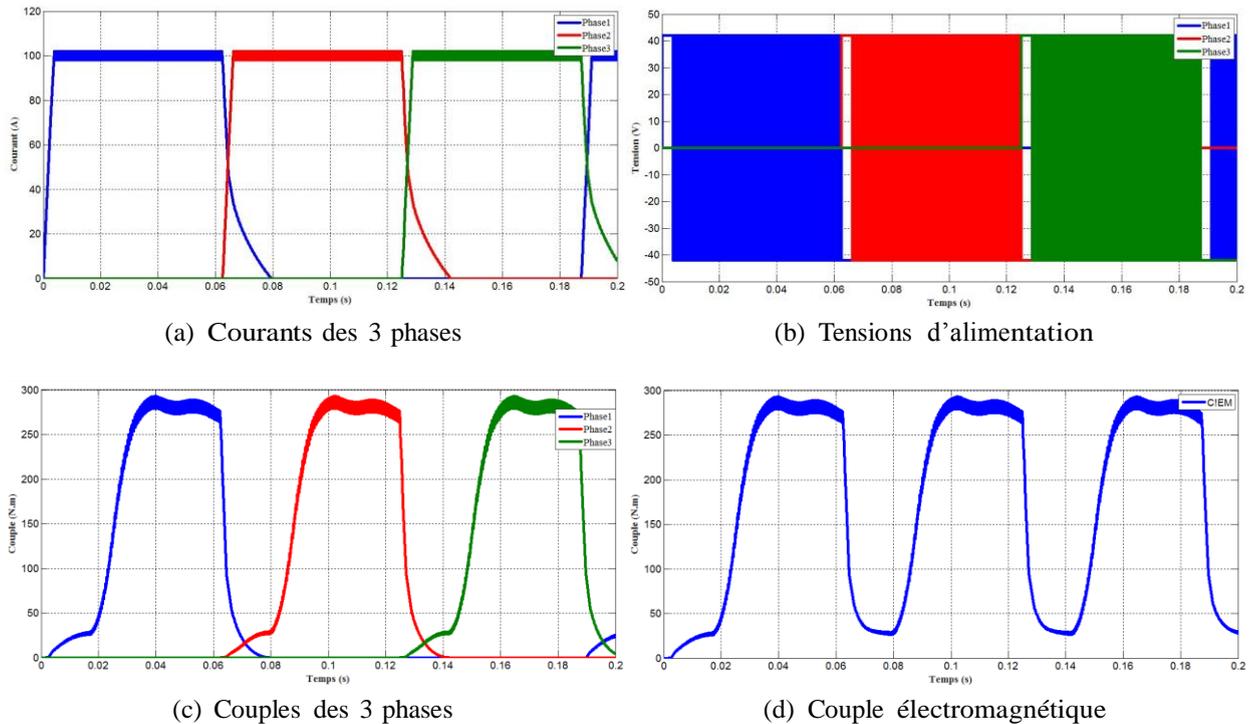


Figure 1.12: Alimentation régulée en courant, sans capteur,  $\Delta i = 4\text{A}$ ,  $\Omega = 40\text{tr/min}$

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

### 1.3.2 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  $t = 0.57\text{s}$ , un basculement vers l'estimateur est effectué. La figure 1.13 décrit le schéma bloc de la commande sans capteur de la SRM en régime dynamique.

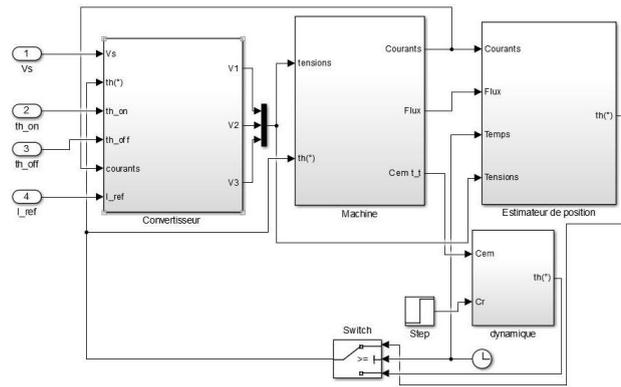


Figure 1.13: Schéma bloc de la SRM sans capteur en régime dynamique.

l'élément Switch 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  $C_c = 10\text{N.m}$  à  $t = 1.5\text{s}$  a été effectué. Les résultats de simulation sont présentés sur les figures 1.14, 1.15 et 1.16.

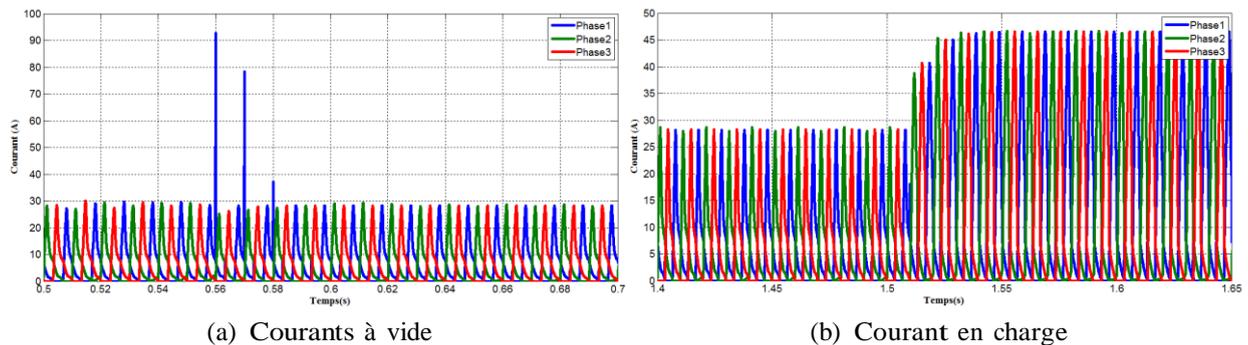


Figure 1.14: Courants des 3 phases, régime dynamique, sans capteur

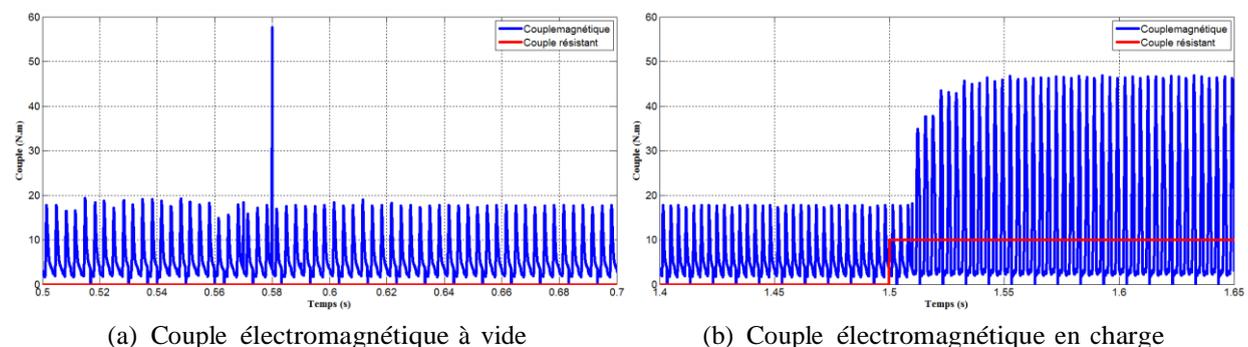


Figure 1.15: Couple électromagnétique, régime dynamique, sans capteur

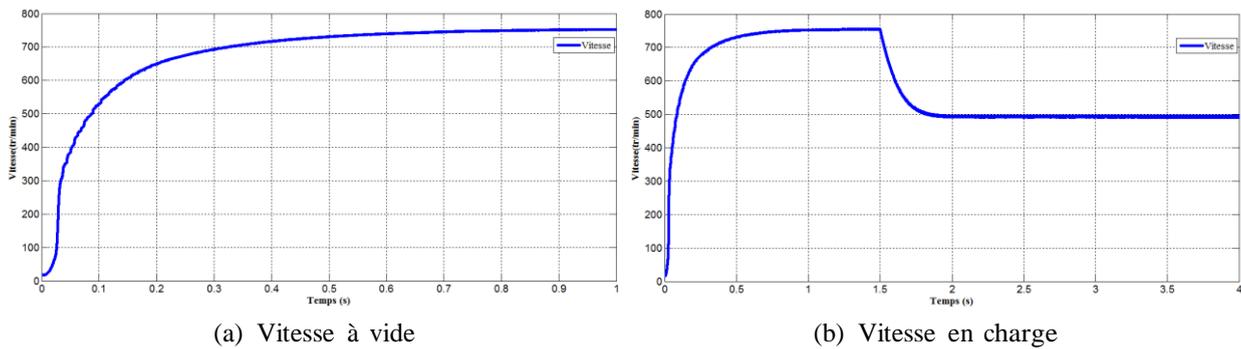


Figure 1.16: Vitesse de rotation en Régime dynamique, sans capteur

Les figures 1.14 et 1.15 montrent que le basculement d'un fonctionnement avec capteur de position à un 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 pique de couple au niveau du couple électromagnétique qui n'a pas d'influence sur les performances de la machine.

La figure 1.16 représente la vitesse de rotation, lors d'un démarrage à vide ainsi qu'après application d'une charge. Ce résultat est similaire à celui obtenue avec capteur de position dans la référence.

## 1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une modélisation du système de commande de la SRM est proposée. Ce modèle est élaboré à partir des caractéristiques du flux et du couple en fonction de la position et du courant, ainsi que le modèle du circuit de commande représenté par le convertisseur.

La méthode de l'estimation du flux a été adoptée afin de remplacer le capteur de position par un estimateur mathématique. A cet effet, la position estimée et de la position donnée par le capteur montrent que l'estimateur donne pratiquement la même position avec une erreur relative ne dépassant pas le 1%.

Un programme Matlab développé à partir du modèle établi, nous a permis d'étudier les performances en régime permanent et dynamique de la SRM -sans capteur- pour les faibles et grandes vitesses. Deux stratégies de commande ont été examinées, la commande à pleine onde pour les grandes vitesses et la régulation du courant par hystérésis pour un fonctionnement à faibles vitesses.

Les résultats obtenus nous ont montrés la possibilité de remplacer le capteur de position par cet estimateur.

# Chapitre 2

## Commande par mode glissant de la SRM

### 2.1 Introduction

Les régulateurs classiques 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.[10, 11]

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. Des simulation pour le fonctionnement à vide et en charge ont été effectuées avec des tests de tolérance aux défauts de phase. Une étude comparative entre les régulateurs classiques et la commande par mode glissent est réalisée en fin de chapitre.

### 2.2 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[10, 12]. 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 :[13]

- 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.

#### 2.2.1 Choix de la surface

Soit  $S$  de dimensions  $(n - 1)$  défini par  $x : s(x) = 0$  où  $s$  est une fonction de  $\mathbb{R}_n$  dans  $\mathbb{R}_n$ .

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

La figure 2.1 représente le principe de la méthode.

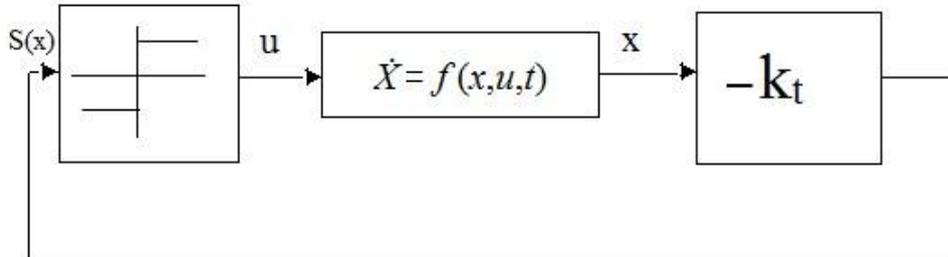


Figure 2.1: Principe de la commande par mode glissant.

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  $X_{ref}$

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (2.1)$$

Où :

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

$$e(x) = x_{ref} - x \quad (2.2)$$

- $\lambda_x$  : Constante positive.
- $r$  : Degré relatif du système.
- Pour  $r = 1$

$$S(x) = e(x) \quad (2.3)$$

Pour  $r = 2$

$$S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) \quad (2.4)$$

$S(x) = 0$  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.[9, 14, 13]

## 2.2.2 Établissement de conditions d'existence

Fonction directe de commutation

Elle se met sous la forme :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (2.5)$$

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 ( $\dot{V}(x) < 0$ ). En définissant la fonction de Lyapunov :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \tag{2.6}$$

L'entrée de commande  $U$  du système est composée de la commande équivalente  $U_{eq}$  et la commande discrète  $U_n$ , d'où :[15]

$$U = U_{eq} + U_n \tag{2.7}$$

$U_{eq}$  : 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 :

$$U_n(x) = \dot{S}(x) \tag{2.8}$$

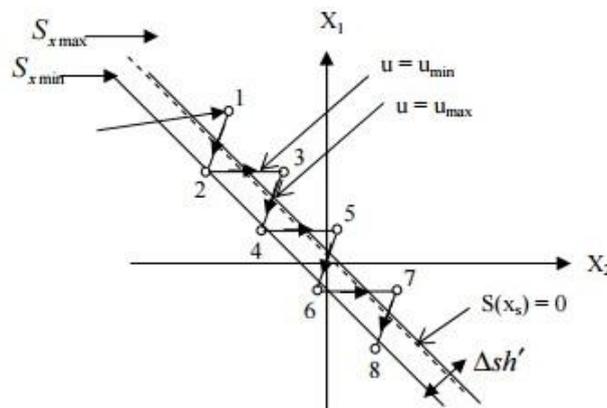


Figure 2.2: Surface de commutation

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.

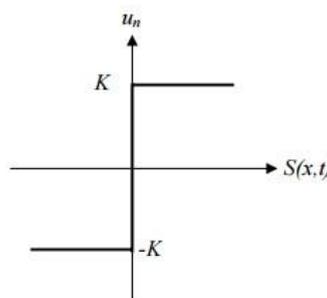


Figure 2.3: commande classique.

-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.

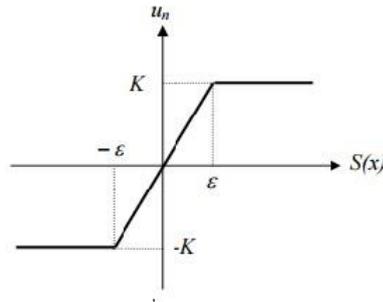


Figure 2.4: Commande adoucie.

### 2.2.3 Application pour la SRM

Calcul de la loi de commande

L'équation électromagnétique du moteur est :

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J}(C_{em,tot}(\theta, i) - f_r \Omega - C_r) \quad (2.9)$$

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

$$S = e = \Omega - \Omega_{ref} \quad (2.10)$$

$$\dot{S} = \dot{e} = \dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref} = \frac{1}{J}(C_{em,tot}(\theta, i) - f_r \Omega - C_r) - \dot{\Omega}_{ref} \quad (2.11)$$

Or

$$\Omega = \Omega_{ref} + e \quad (2.12)$$

Donc, l'équation (2.11) peut se mettre sous la forme :

$$\dot{S} = \dot{e} = \dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref} = \frac{1}{J}(C_{em,tot}(\theta, i) - f_r e - f_r \Omega_{ref} - C_r) - \dot{\Omega}_{ref} \quad (2.13)$$

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

$$\dot{S} = 0 \quad (2.14)$$

Alors :

$$C_{em,ref,q}(\theta, i) = f_r e + f_r \Omega + J \dot{\Omega}_{ref} + C_r \quad (2.15)$$

$C_{em,ref,q}$  : 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 [14]. Dans le cas de la commande ordinaire :

$$C_{em,ref,n} = -k(\text{sign})e \quad (2.16)$$

et dans le cas de la commande adoucie :

$$C_{em,ref,n} = -ke \quad (2.17)$$

Tel que :

$k$  : Constante positive à choisir.

Le couple total de référence devient :

$$C_{em,ref,tot}(\theta, i) = C_{em,ref,q}(\theta, i) + C_{em,ref,n}(\theta, i) \quad (2.18)$$

Le schéma Simulink de la commande sans capteur par mode glissant de la SRM est représentée sur la figure 2.5 :

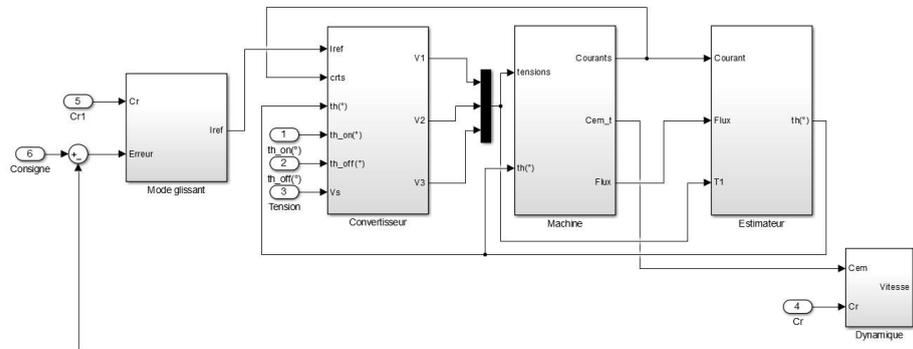


Figure 2.5: Schéma Simulink de la commande par mode glissant

### 2.2.4 Choix de la constante k

Afin d'étudier l'influence du paramètre k sur la réponse de vitesse, Une simulation pour un fonctionnement à vide, pour différentes valeurs de k, a été faite, avec une vitesse de référence de 200tr/mn. La figure 2.6 représente les résultats obtenus :

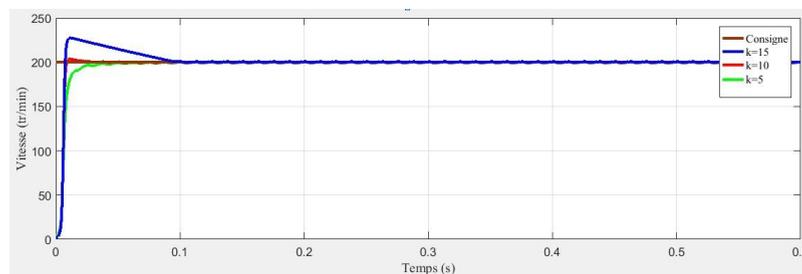


Figure 2.6: Réponse de vitesse, commande adoucie, à vide.

Pour toutes les valeurs choisies de k la vitesse atteint sa référence, plus le k est grand plus la vitesse atteint la valeur de référence rapidement. Néanmoins, à partir de k=15 le système présente des dépassement important au niveau de la réponse de vitesse.

Le choix d'un k=10 présente la meilleure réponse, avec le moins de dépassement possible et un temps de réponse très optimisée.

### 2.2.5 Fonctionnement en charge

A  $t = 1.5s$  on applique à la machine un couple de charge  $C_c = 5N.m$ . Les figures 2.7 et 2.8 représentent l'évolution de la vitesse et du couple électromagnétique pour la commande ordinaire et adoucie.

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

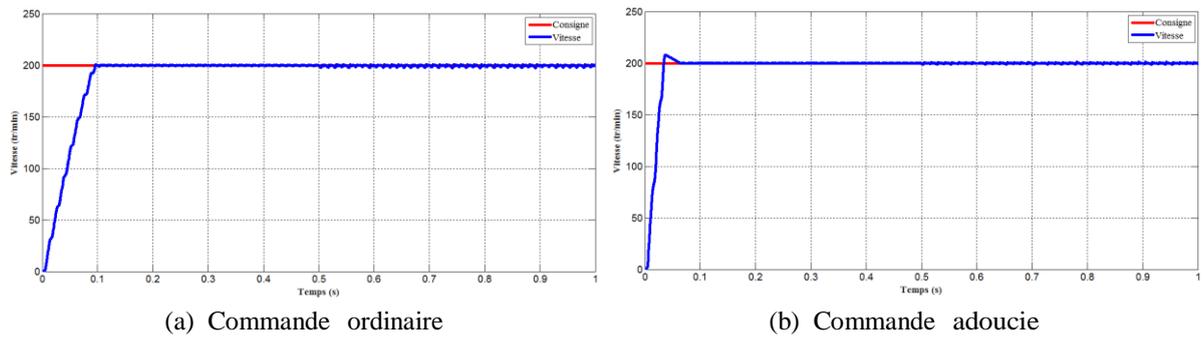


Figure 2.7: Évolution de la vitesse en charge,  $C_c = 5\text{N.m}$ .

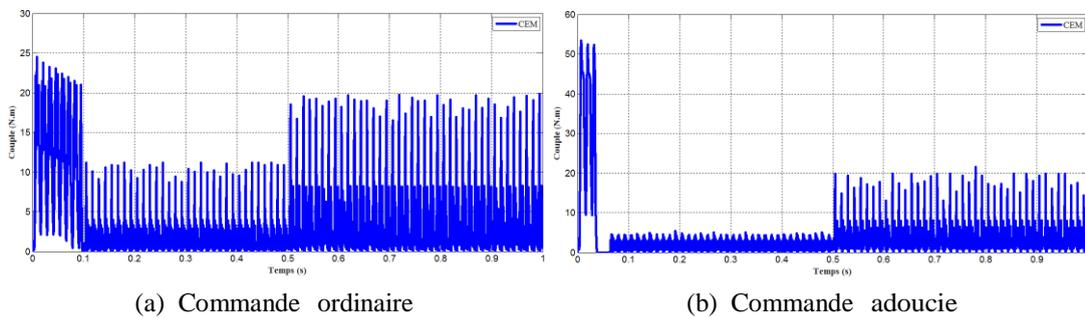


Figure 2.8: Évolution du couple électromagnétique en charge,  $C_c = 5\text{N.m}$ .

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.

## 2.2.6 Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande, on débranche une phase à  $t=1.5\text{s}$  et on débranche la deuxième phase à  $t=3\text{s}$  et ceux pour un fonctionnement en charge.

Les figures 2.9 et 2.10 résument les résultats de simulation pour la commande ordinaire et adoucie.

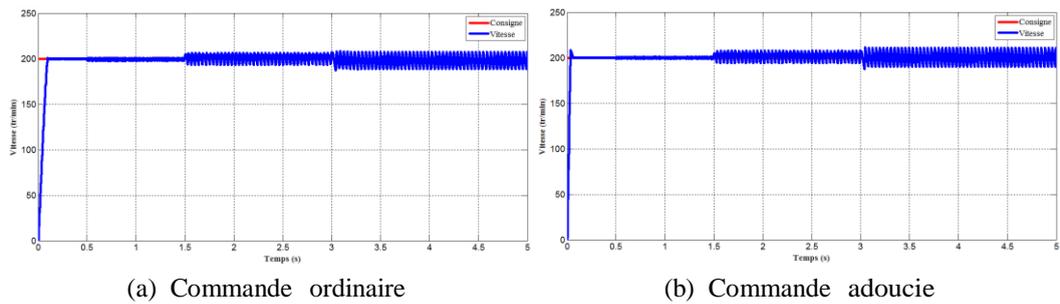


Figure 2.9: Évolution de la vitesse en présence des défauts

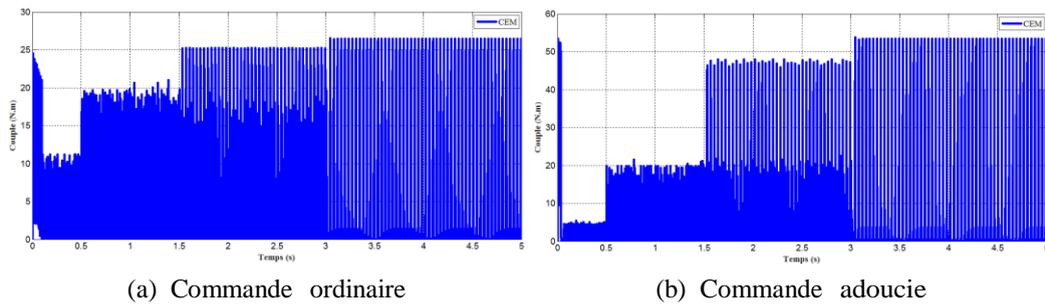


Figure 2.10: Évolution du couple total en présence des défauts

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.

## 2.3 Étude comparative

Une étude comparative des performances du régulateur IP et mode glissant a été établie. Les résultats sont représentés dans la figure 2.11.a et 2.11.b :

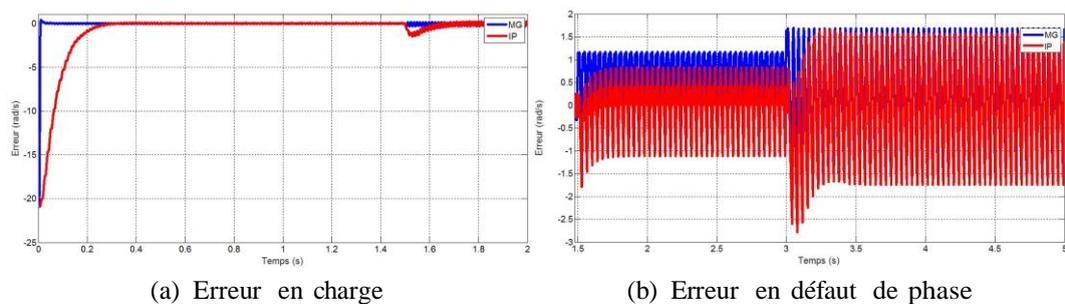


Figure 2.11: Erreur de vitesse

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.

### 2.4 Conclusion

Les résultats obtenus à travers les différentes simulations confirment la robustesse de la commande par mode glissant en éliminant la perturbation due aux défauts. Toutefois, 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 dans le cas de la régulation par mode glissant sont plus rapides et la vitesse présente moins d'ondulation.

# *CONCLUSION*

# Conclusion Générale et Perspectives

L'objectif de ce travail est d'étudier la performance de la commande sans capteur d'une SRM en utilisant la méthode d'estimation du flux.

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 pour un fonctionnement sans capteur de position. L'estimateur élaboré est conçu à partir de la méthode d'estimation de flux. Les performances de la commande sans capteur ont été examinées, en effectuant une série de simulations correspondant au régime permanent et dynamique et pour une charge donnée. Deux techniques d'alimentation sont utilisées, l'alimentation en pleine onde et l'alimentation régulée en tension. Les résultats sont comparés à ceux obtenus en bibliographie, ce qui nous a permis de confirmer la précision de l'estimateur et le bon choix de la méthode d'estimation.

Une régulation de vitesse de la machine a été présentée en utilisant le régulateur par mode glissant. Des tests pour des perturbations de charge et les défauts de phase ont été effectués, et ceci, afin de tester les performances et la robustesse de cette technique. Les résultats obtenus ont montré que la technique de régulation de mode glissant est la plus adaptée à ce type de machine où le système à commander est fortement non linéaire. En perspectives, notre travail pourrait être étendu à :

- l'implémentation du modèle de l'estimateur élaboré afin de réaliser une commande numérique sans capteur et de valider le modèle du flux 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 Zihui 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]B Multon E Hoag H. Cailleux J.C Mouchow. « Comparaison of Measurement Methods, to Determine the Electromagnetics of Switched Reluctance Motors ». In : Electric Drive Design and application.
- [8]J. Faiz et J.W. Finch. « Aspects of design optimization for switched reluctance motors ». In : IEEE Trans. On Energy Conv (1993).
- [9]E.M.B Messini Z. Mirar. « Modélisation et commande avec et sans capteur d'une SRM, » mém.de mast. Ecole Nationale Polytechnique, 2013.
- [10]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.
- [11]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.
- [12]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.
- [13]Atsuhiko Sakurai. « Sliding mode control of switched reluctance motors ». Thèse de doct. National Library of Canada= Bibliothèque nationale du Canada, 2001.
- [14]Z BENNARA A ABDEDAIM. « Evaluation des Performances de Commande de la SRM ». Mém.de mast. Ecole Nationale Polytechnique, 2016.

[15]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.

# 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
Diamètreé 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 <sup>2</sup>
Coefficient de frottement	0.0764N.m.s/rd

Table 1.1: Caractéristique de la SRM utilisée en simulation