



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



Mémoire de
Master en Electrotechnique

Présenté par
BOUFATAH Fawzi

Intitulé

**Caractérisation d'une SRM par
microcontrôleur**

Soutenu le 17 juin 2015 à l'ENP

Membres du Jury d'examen

Président	O.Touhami	Professeur à l'ENP
Rapporteur	M.O.Mahmoudi	Professeur à l'ENP
	H.Sahraoui	Docteur à l'ENP
Examineurs	R.Ibtiouen	Professeur à l'ENP
	S.Mahtoub	Professeur à l'ENP

ENP 2015

Remerciements

On remercie Allah le tous puissant pour nous avoir guidé tous au long de notre vie. Paix, et salut au prophète Mohammed, et à ses compagnons et frères jusqu'au jour de la résurrection. Nous exprimons notre profonde gratitude à madame H.SAHRAOUI docteur à l'école nationale polytechnique d'Alger pour nous avoir encadré tout au long de ce travail ainsi que pour sa patience et sa disponibilité. On tient à remercier et à montrer notre sincère respect envers monsieur M.O.MAHMOUDI professeur à l'école national polytechnique pour ces précieux conseils. Nous tenons aussi à remercier monsieur R.TOUDJI étudiant doctorant à l'USTHB pour nous avoir mis à disposition son banc d'essais. Nous adressons nos vifs remerciements aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'examiner ce travail. On remercie chaleureusement l'école nationale polytechnique et tous les gens ayant participé de près ou de loin à notre formation.

Résumé

Ce travail consiste en la modélisation et la commande d'une SRM 12/8 en régime linéaire par microcontrôleur. Une simulation de la machine est réalisée sous l'environnement Matlab/Simulink. Un programme a été élaboré sur le microcontrôleur TMS320F28335 pour la commande en boucle ouverte de la SRM, qui nous a permis d'étudier l'influence des différents paramètres sur les performances de la machine. Les essais effectués ont confirmé le bon fonctionnement du banc d'essai, et la machine a bien réagi à la commande imposée.

Mots clés : SRM, MATLAB/SIMULINK, modélisation, commande, microcontrôleur.

Abstract This work consists of the speed control of a 12/8 SRM using a microcontroller. A simulation of the machine is made in Matlab/Simulink environment. A program was developed on the TMS320F28335 microcontroller for open loop control of the SRM, which allowed us to study the influence of various parameters on the performance of the machine. The tests performed have confirmed proper operation of the test bench, and the machine responds well to the imposed command.

Key words : SRM, MATLAB/SIMULINK, modeling, control, microcontroller,, speed

يتمثل هذا العمل في تحديد السرعة لمحرك ذو المقاومة المغناطيسية المتغيرة 12/8SRM باستخدام بطاقة التحكم الرقمي (microcontroller). يتم إجراء محاكاة الجهاز في بيئة Simulink/MATLAB. وقد تم إعداد البرنامج على بطاقة التحكم الرقمي من نوع TMS320F28335 اجل تحكم في حلقة مفتوحة ب SRM ، والذي سمح لنا بدراسة تأثير المتغيرات المختلفة على أداء الالة. وعلاوة على ذلك، تم تنفيذ عملية التحكم في سرعة عن طريق المحاكاة وتنفيذها على معدل من نوع PI واخر من نوع IP . وقد أكدت التجارب التي أجريت العملية المناسبة لاختبار دارة التجريب، والجهاز يستجيب بشكل جيد للأمر المفروض.

كلمات مفتاحية المحركات ذات المقاومة المغناطيسية المتغيرة، ماتلاب نمذجة، التحكم الانزلاقي، بطاقة التحكم الرقمي

Table des matières

Remerciements	i
Table des Matières	ii
Liste des Figures	v
Introduction générale	1
1 Modélisation d'un moteur à réluctance variable à double denture	2
1.1 Les machines à réluctance variable :	3
1.2 Modélisation de la SRM :	3
1.2.1 Modèle électromagnétique :	3
1.2.1.1 Modèle de l'inductance	4
1.2.2 Modèle dynamique :	5
1.3 Alimentation de la machine :	6
1.3.1 Structure du convertisseur :	6
1.3.2 Stratégies d'alimentation :	7
1.3.2.1 Alimentation en courant par hystérésis	7
1.3.2.2 Alimentation en tension (en pleine onde)	8
1.4 Commande de la SRM :	8
1.5 Conclusion :	9
2 Simulation de la SRM en boucle ouverte	10
2.1 Modèle de la SRM sous Matlab / Simulink	11
2.1.1 Bloc "capteur de position"	11
2.1.2 Bloc "Courant"	12
2.1.3 Bloc "couple"	12
2.1.4 Bloc "Alim"	13
2.1.5 Bloc "flux"	13
2.1.6 Bloc mécanique	13
2.2 Simulation en régime permanent avec capteur de position	14
2.2.1 Simulation du fonctionnement de la SRM aux grandes vitesses :	14
2.2.2 Simulation du fonctionnement de la SRM aux faibles vitesses :	16
2.2.2.1 Alimentation Hystérésis	16
2.3 Simulation en régime dynamique avec capteur de position	17
2.4 Conclusion	18

3 Étude expérimentale	19
3.1 Présentation du banc d'essai	20
3.1.1 Caractéristiques de la SRM	20
3.2 Programmation du microcontrôleur	21
3.2.1 Architecture du microcontrôleur	21
3.2.2 Configuration et programmation	23
3.3 Résultats des essais	24
3.3.1 Alimentation en pleine onde	24
3.3.2 Influence de la tension d'alimentation	26
3.3.3 Influence des angles de commande T_{on} et T_{off}	26
3.3.4 Alimentation en Hystérisis	28
3.4 Validation des résultats	30
3.5 Conclusion	31
Conclusion générale	32
Bibliographie	33

Liste des symboles

SRM : Switched Reluctance Machine.
MRV : Machines à réluctance variable.
Ns : Nombre de dents du stator.
Nr : Nombre de dents du rotor.
 V_{DC} : Tension du bus continue.
I : Courant de la phase.
I : Courant de référence de l'alimentation par hystérésis.
 ΔI : Largeur de la bande d'hystérésis.
f.c.e.m : Force contre électromotrice.
R : Résistance d'une phase.
 Ψ : Flux vu par la phase.
L1, L2, L3 : Inductance des phases 1,2 et 3.
 L_{max} : Inductance maximale.
 L_{min} : Inductance minimale d'opposition.
 Ω : Vitesse de rotation de la machine.
 θ_{on} : Angle d'alimentation.
 θ_{off} : Angle d'extinction.
 ω_b : Vitesse de base.
 C_{em} : Couple électromagnétique.
 C_r : Couple résistant.
 f_r : Coefficient de frottement visqueux.
J : Moment d'inertie du rotor de la SRM.
 W_m : Énergie mécanique.
 W : Énergie magnétique.
 W' : Co-énergie magnétique.
PWM : Pulse Width Modulation.
MLI : Modulation de la Largeur d'Impulsion.
PI : Régulateur Proportionnel intégral actions parallèles.
PI : Régulateur Proportionnel intégral actions en cascades.
DSP : Digital Signal Processor.

GPIO : General purpose input output.

eQEP : enhanced Quadrature Encoder Pulse.

POSCNT : Compteur de position.

interrupt : Interruption.

NEWPOS : La valeur actuelle du compteur POSCNT.

OLDPOS : Position de référence.

TI : Texas Instrument.

Liste des Figures

1.1	Schéma du circuit équivalent.	5
1.2	Structure générale du convertisseur en demi-pont asymétrique.	6
1.3	Forme de la tension et du courant pour une alimentation en pleine onde.	8
1.4	Schéma de commande d'une SRM avec capteur de position.	9
2.1	Modèle Simulink de la SRM pour une phase associée au convertisseur	11
2.2	Modèle Simulink du calcul de la position	11
2.3	Modèle Simulink du calcul du courant	12
2.4	modèle Simulink du calcul du couple	12
2.5	Modèle Simulink du calcul des formes de tension	13
2.6	Modèle Simulink du calcul du flux de la machine	13
2.7	Modèle Simulink du calcul de la vitesse	13
2.8	Courant et tension de la phase	14
2.9	courant des trois phases avec les inductances associées	15
2.10	couple des trois phases et couple total	15
2.11	Courant des trois phases avec les inductances associées en Hystérisis	16
2.12	Courant et tension de la phase avec différents ΔI en Hystérisis	16
2.13	Évolution de la vitesse de rotation à vide « avec capteur »	17
2.14	Évolutions des courants dans les phases à vide	18
2.15	Évolution du couple électromagnétique à vide « avec capteur »	18
3.1	Schéma global du système	20
3.2	Architecture du "TMS320F28335"	22
3.3	Organigramme d'acquisition des courants des trois phases	23
3.4	La fonction alimentation "Alim ph1" pour la phase 1	23
3.5	Signaux relatif à une phase	24
3.6	Courant des trois phases	25
3.7	Vitesse de démarrage; $v = 20V$	25
3.8	Vitesse de la machine en fonction de la tension	26
3.9	Forme des courant pour différents T_{on}	26
3.10	Variation de la vitesse en fonction de θ_{on} pour $\theta_{off} = 15^\circ$	27
3.11	Variation du courant d'alimentation en fonction de θ_{on} avec $\theta_{off} = 15^\circ$	27
3.12	Variation de la vitesse en fonction de θ_{off} avec $\theta_{on} = 0^\circ$	28
3.13	Variation du courant d'alimentation en fonction de θ_{off}	28
3.14	Signal d'alimentation et courant de phase en hystérisis avec $I_{ref} = 0.9A$ à 310 tr/min	29
3.15	Influence de I_{ref} sur la vitesse	29

3.16	Courant de phase pour différents δI avec $I_{ref} = 0.9A$	29
3.17	Signaux relatif à une phase en Hystérésis	30
3.18	Comparaison Courant pleine onde simulé et expérimental	30
3.19	Comparaison évolution de la vitesse simulée et pratique	30
3.20	Comparaison Courant hystérésis simulé et expérimental	31
3.21	Comparaison évolution de la vitesse simulée et expérimental en hystérésis $I_{ref} = 0.9A$	31

Introduction générale :

Les SRM sont de plus en plus connues dans le domaine de la recherche et le secteur industriel. En effet, vu les avantages qu'elles présentent par rapport aux machines classiques, tel que la simplicité de construction, la robustesse, la possibilité de fonctionnement à grandes vitesses et la tolérance aux défauts, elles sont présentes dans diverses applications industrielles (véhicule électrique, pompes) et domestiques (lave-linge). Par ailleurs, Le développement de l'électronique de puissance et des microcontrôleurs ont rendus les SRM encore plus intéressantes et plus faciles à commander. Dans ce travail, nous nous proposons de faire une étude de la commande numérique d'une SRM 12/8 en utilisant le microcontrôleurs A cet effet le travail est subdivisé en trois chapitres. , Au premier chapitre, nous présentons les différents éléments constituant le système d'entraînement de la SRM, ainsi que le principe de fonctionnement et les différentes Stratégies d'alimentation et de commande.

Le chapitre deux est consacré à la modélisation au système d'entraînement de la SRM en utilisant l'environnement Matlab-Simulink, suivi d'une simulation des performances de la machine pour les faibles et grandes vitesses de fonctionnement. Une simulation de la commande avec capteur de position est aussi réalisé dans ce cas.

Le travail est finalisé par chapitre 3 qui se consacre à une étude expérimentale utilisant un banc d'essai a SRM 12/8. Ce banc d'essai est d'abord présenté, une programmation sur microcontroleur est ensuite effectuée et nous permet d'élaborer des programmes de commande en boucle ouverte pour une alimentation en pleine onde et une alimentation régulée en courant. Ces programmes sont implémentés sur le microcontroleur et nous permettent de réaliser des essais de commande à faibles et grandes vitesses et d'étudier l'influence des angles de commande sur les performances de la machine.

Chapitre 1

Modélisation d'un moteur à réluctance variable à double denture

Introduction :

Avec le développement de l'électronique de puissance et les techniques de commandes des machines électriques, les SRM ont trouvé une place importante dans l'industrie, comme une alternative des autres types de moteurs électriques.

La SRM a été utilisée dans différentes applications nécessitant une régulation de vitesse, de la basse puissance comme dans les machines-à-laver, séchoirs et les robots; aux moyennes puissances : voitures électriques, mines, industrie de l'aviation, etc.

Malgré quelques inconvénients, les chercheurs ont commencé à donner plus d'importance à la SRM pour ses performances remarquables surtout à grande vitesse, et la dernière décennie a connu un intérêt significatif pour cette machine, en modélisation, en contrôle et en simulation dans les entraînements à vitesse variable.

1.1 Les machines à réluctance variable :

Les structures de MRV sont très variées [1][2]. Il est ainsi important de toujours bien préciser de quel type de machine à réluctance variable il s'agit. Cependant, deux structures reviennent le plus souvent ce sont les machines dites " synchrones à réluctance " et les "MRV à double saillance". Cette dernière fera l'objet de notre étude.

Ce sont des machines à champ pulsé où les phases sont alimentées successivement par des créneaux de courant ou de tension continue [2][3][4][5]. Cette succession d'excitations des différentes phases doit être effectuée à des positions bien précises[2][6], ce qui nécessite une connaissance exacte de la position du rotor donnée par un capteur de position, ou bien par la méthode d'estimation de position connue sous le nom de « sensorless ». Plusieurs techniques ont été élaborées à cet effet[7][8].

1.2 Modélisation de la SRM :

1.2.1 Modèle électromagnétique :

Le moteur à réluctance variable a une construction simple, mais le modèle mathématique est relativement complexe, du au caractère non linéaire que comprend cette machine. On distingue deux modèles particuliers : le modèle du flux, où l'équation électrique est donné en fonction des variations de flux, utilisé dans les modèles où on tient compte de la saturation. Le second modèle qui fait l'objet de notre étude est basé sur la variation de l'inductance en fonction de la position des phases, il est généralement utilisé lorsqu'on ne tient pas compte de la saturation. Le flux est une fonction de deux variables, du courant i et de la position du rotor (angle θ).

Hypothèses simplificatrices

En vue de simplification du modèle, les hypothèses de travail sont les suivantes[9][10] :

- l'effet de la mutuelle entre les différentes phases est négligé.
- 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 (circuit magnétique feuilleté).
- La résistance des enroulements est constante et indépendante de la température.
- Les interrupteurs du convertisseur sont parfaits.

- La tension est parfaitement continue.

1.2.1.1 Modèle de l'inductance

Le flux par phase peut être exprimé comme :

$$\Psi_j = L.i_j \quad (1.1)$$

Où « L » est l'inductance du circuit magnétique d'une phase de la SRM qui est fonction de la position du rotor et du courant et de la phase i_j , c'est-à-dire :

$$L = L(\theta, i_j) \quad (1.2)$$

La tension peut alors être ré-exprimée par [5] :

$$\begin{aligned} V_j &= R_s.i_j + L(\theta, i_j)\frac{\partial i_j}{\partial t} + i_j\left(\frac{\partial L}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial \theta}{\partial t} + \frac{\partial L}{\partial i_j} \frac{\partial i_j}{\partial t}\right) \\ &= R_s.i_j + L(\theta, i_j)\frac{\partial i_j}{\partial t} + \frac{\partial L(\theta, i_j)}{\partial \theta} \omega.i_j \end{aligned} \quad (1.3)$$

Le modèle de l'inductance et en général utilisé dans le cas du régime non saturé, d'où $L = L(\theta)$. L'équation électrique devient :

$$V_j = R_s.i_j + L(\theta)\frac{\partial i_j}{\partial t} + \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \omega.i_j \quad (1.4)$$

L'équation 1.4 est semblable à celle d'un moteur à courant continu à excitation série, où le dernier terme de la droite représente la f.c.e.m produite par la variation du champ magnétique, or pour le cas des SRM la f.c.e.m dépend du courant et donc du point de fonctionnement, elle est exprimée par :

$$e = \frac{\partial L}{\partial \theta} \omega.i_j \quad (1.5)$$

A partir des expressions de la tension et de la f.c.e.m, le circuit équivalent par phase de la SRM peut être donné par le schéma de la figure 1.1 ci-dessus.

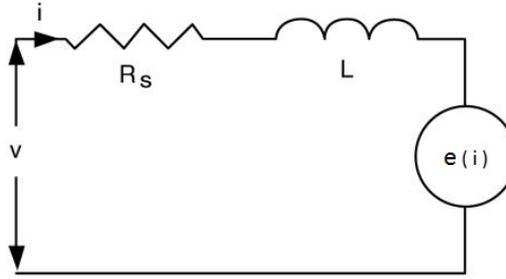


FIGURE 1.1: Schéma du circuit équivalent.

Dans ce cas, le couple peut s'exprimer par [11][4][3][5] :

$$(C_{em})_j = \frac{1}{2} \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} i_j^2 \quad (1.6)$$

On remarque que le sens du couple est indépendant du sens de courant. il dépend essentiellement du signe de la pente de la caractéristique de l'inductance $\frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta}$.

pour une machine de "m" phases, le couple totale est exprimée par :

$$(C_{em})_{totale} = \sum_{j=1}^m (C_{em})_j \quad (1.7)$$

1.2.2 Modèle dynamique :

L'équation mécanique de la SRM est donnée par :

$$(C_{em})_{totale} = J \cdot \frac{\partial \omega}{\partial t} + f_r \cdot \omega + C_r \quad (1.8)$$

- ω : vitesse angulaire de rotation en radians par second (rad/s)
- C_{em} : couple totale du moteur en Newton-mètre (Nm).
- C_r est le couple de charge
- J est le moment d'inertie du rotor
- f_r le coefficient de frottement visqueux

Cette équation régit le comportement dynamique du moteur, elle permet de déterminer les performances dynamiques au démarrage et lors du changement de vitesses dues à la variation de la charge ou de la tension d'alimentation.

1.3 Alimentation de la machine :

L'étude et le dimensionnement des SRM sont indissociables de ceux de leurs convertisseurs. En effet, les exigences imposées à l'alimentation dépendent de la puissance du moteur [12]. Pour les petites puissances, le critère essentiel est souvent celui de la simplicité et de la réduction des coûts [3][4][5][12], pour les moyennes et grandes puissances, les critères de rendement et de performances de couple et de vitesses sont plus considérés.

Vu que le sens du couple ne dépend pas du sens du courant, des convertisseurs unidirectionnels sont utilisés. Ces convertisseurs sont plus économiques que ceux utilisés pour les machines synchrones et à induction qui nécessitent des convertisseurs bidirectionnels [13][12][4][13][14]. Il existe plusieurs topologies pour les convertisseurs destinés à l'alimentation des SRM. Le choix entre ces topologies est pondéré d'une part par les performances du moteur, et d'autre part par le coût du système d'entraînement.

1.3.1 Structure du convertisseur :

La structure la plus utilisée pour les SRM est la structure en demi-pont asymétrique où chaque phase est alimentée par un hacheur de tension. Pour une machine de « m » phases la structure du convertisseur est montrée sur la figure 1.2 :

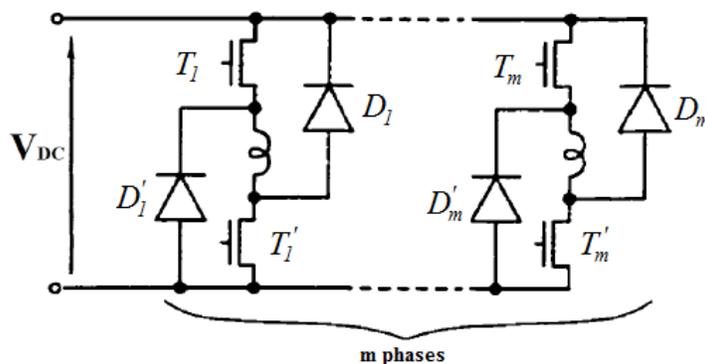


FIGURE 1.2: Structure générale du convertisseur en demi-pont asymétrique.

Ce convertisseur assure trois niveaux de tension :

- $+V$ correspondant à la phase d'excitation
- $-V$ correspondant à la phase de désexcitation où l'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique est restituée à la source.
- 0 correspondant à la désexcitation de la phase sans récupération d'énergie

1.3.2 Stratégies d'alimentation :

Selon la vitesse de fonctionnement de la SRM, deux stratégies d'alimentation des SRM sont utilisées : l'alimentation régulée en courant et l'alimentation en tension (pleine onde) [4][15]. Pour les faibles vitesses (inférieures à la vitesse de base ω_b) où la force contre électromotrice est négligeable devant la tension d'alimentation, le courant peut être fixé à une valeur désirée pendant la période de croissance de l'inductance. Cela est assuré par une alimentation régulée en courant. Pour les vitesses élevées (supérieures à la vitesse de base), la force contre électromotrice devient comparable à la tension d'alimentation ce qui affecte la forme de courant [4, 5]. Dans ce cas l'alimentation se fait par des créneaux de tensions (commande pleine onde) avec un angle d'excitation avancé pour que le courant puisse atteindre la valeur désirée avant le début de croissance de l'inductance. Dans cette plage de vitesse, le couple ne peut plus être maintenu constant, mais la puissance reste constante jusqu'à une vitesse donnée ω_p au delà de laquelle commence la zone de chute de puissance.

1.3.2.1 Alimentation en courant par hystérésis

Cette technique consiste à limiter le courant dans une bande Δi autour d'une valeur de référence I_{ref} . Dans cette stratégie, les deux interrupteurs (T et T') de la même phase sont commandés en même temps pour la régulation de courant et pour l'excitation et la désexcitation de la phase [13, 16]. Les séquences de conduction, sont résumées dans le tableau suivant :

État des interrupteurs	Courant de la phase i	tension de la phase u
T et T' passants D et D' bloqués	Croissant	$+V_{DC}$
T et T' passants D et D' bloquées	Décroissant	$-V_{DC}$

TABLE 1.1: Commutations des interrupteurs en Hystérésis à deux niveaux

Remarque : Pour une alimentation régulée en courant du convertisseur, la fréquence de hachage du convertisseur doit être beaucoup plus grande que la fréquence d'alimentation des phases pour obtenir une bonne maîtrise de la forme du courant. Cependant, l'augmentation de la fréquence de hachage engendre des difficultés de conception des composants du convertisseur, dues aux commutations à haute fréquence et aux bruits générés par le hachage.

1.3.2.2 Alimentation en tension (en pleine onde)

Cette stratégie est utilisée généralement pour les grandes vitesses (au-delà de la vitesse de base). Son mode de fonctionnement consiste à alimenter de façon périodique chaque phase de la SRM par des créneaux de tensions positifs. La figure 1.3 montre le principe de cette technique. La vitesse du moteur est contrôlée en alimentant chaque phase entre l'angle d'allumage (ou d'ouverture) θ_{on} et l'angle de fermeture (ou d'extinction) θ_{off} . Ce type d'alimentation est illustré sur la figure 1.3 :

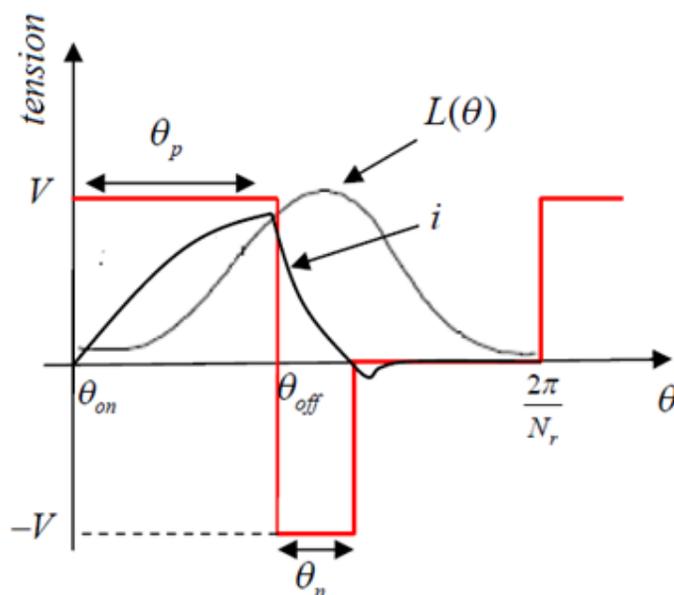


FIGURE 1.3: Forme de la tension et du courant pour une alimentation en pleine onde.

1.4 Commande de la SRM :

L'information sur la position exacte du rotor est primordiale pour la commande de ce type de machines, elle peut être obtenue soit par mesure directe à l'aide d'un capteur ou bien par estimation. Grâce au développement des microcontrôleurs, l'implémentation des différentes boucles de régulation a rendu la commande de la SRM plus versatile.

Commande avec capteur de position :

Plusieurs types de capteur peuvent être utilisés, tel que les capteurs optiques (Incrémentaux et absolus), les capteurs électromagnétiques, et les capteurs à réluctance variable. Le capteur incrémental est le plus utilisé. Le système de commande avec capteur de la SRM est présenté par le schéma synoptique suivant :

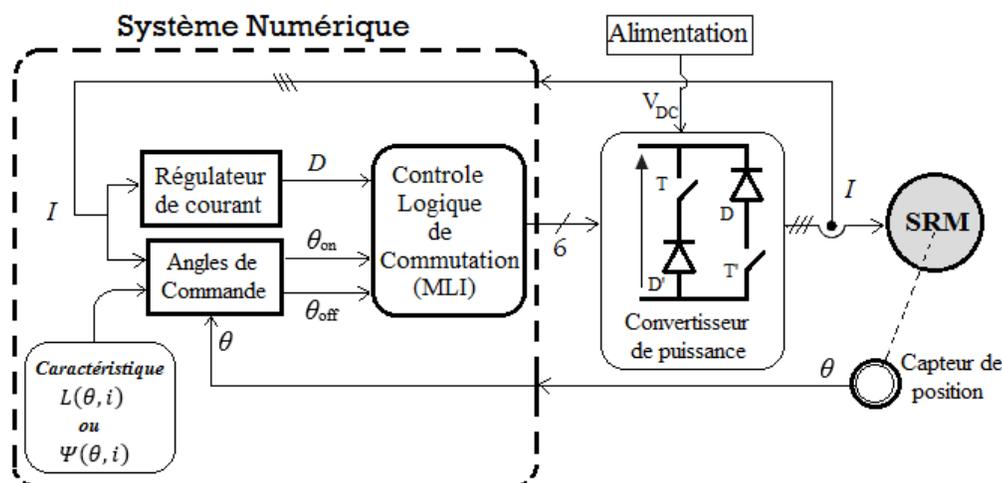


FIGURE 1.4: Schéma de commande d'une SRM avec capteur de position.

Le système de commande de la SRM est constitué d'un convertisseur, du capteur de position et d'un système numérique qui permet de générer des signaux de commande en tenant compte du signal de capteur et d'une logique de commande désirée. La commutation des phases est assurée par les angles de commande choisis.

1.5 Conclusion :

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

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

Chapitre 2

Simulation de la SRM en boucle ouverte

Introduction

Dans ce chapitre, un modèle de simulation de la SRM sous l' environnement MATLAB/Simulink est réalisé. Des modèles sont élaborés pour les fonctionnements à faibles et grandes vitesses correspondant respectivement aux alimentations régulées en courant et alimentation en pleine onde. Une simulation de la commande en boucle ouverte utilisant ces modèles a été mise en point afin d'étudier les performances en régime permanent et dynamique de la SRM.

2.1 Modèle de la SRM sous Matlab / Simulink

Le modèle Simulink de la machine SRM associé au convertisseur est réalisé à partir des blocs modulaires. Le modèle pour une phase est réalisé sur la figure 2.1.

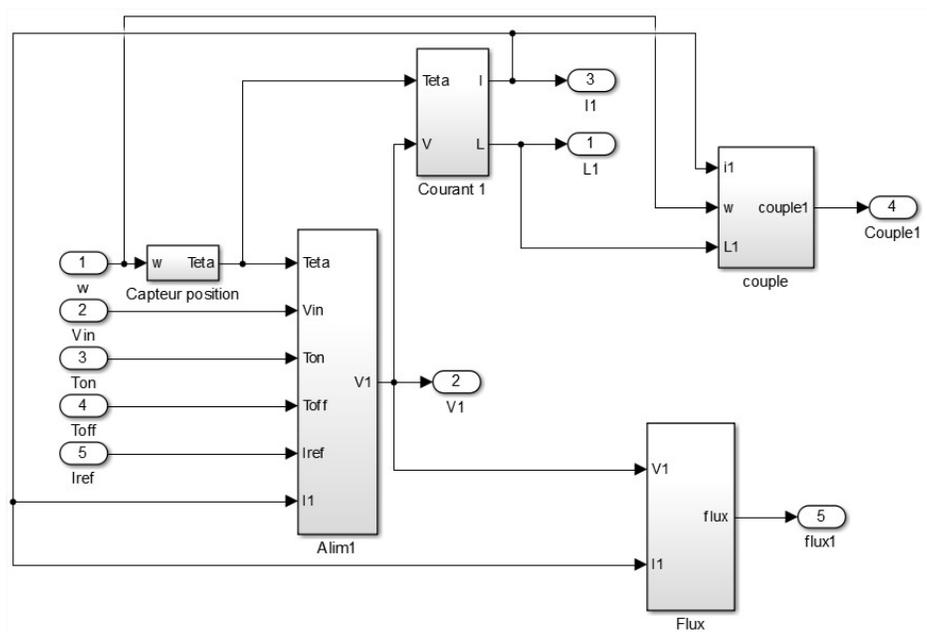


FIGURE 2.1: Modèle Simulink de la SRM pour une phase associée au convertisseur

Ce modèle est constitué de cinq blocs principaux.

2.1.1 Bloc "capteur de position"

Ce bloc calcule la position 'Teta' en effectuant l'intégration de la vitesse 'w' comme présentée sur la figure 2.2.

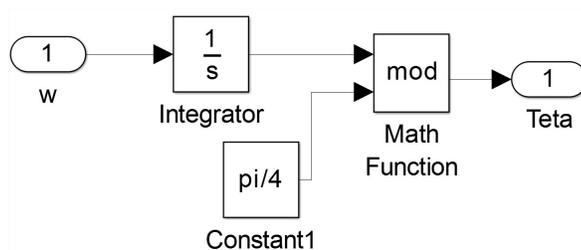


FIGURE 2.2: Modèle Simulink du calcul de la position

Une fonction modulo est utilisée pour calculer la position relative sur une période électrique, qui est de 45° dans notre cas (SRM 12/8).

2.1.2 Bloc "Courant"

Le bloc courant qui est présenté sur la figure 2.3, permet de calculer le courant instantané de la phase à partir de la tension 'V', et de la position 'Teta'.

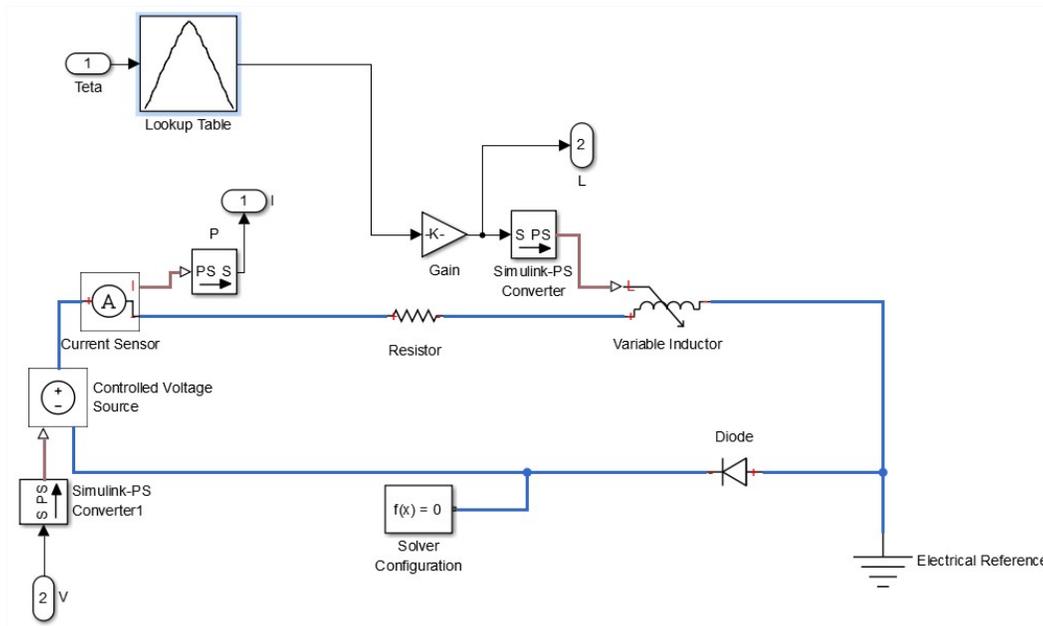


FIGURE 2.3: Modèle Simulink du calcul du courant

La position étant connue, le calcul de l'inductance se fait en utilisant la fonction 'Lookup Table' qui donne l'inductance en fonction du courant et de la position, qui est ensuite injectée dans le bloc 'Variable Inductor' qui effectue directement l'opération de dérivation du flux.

2.1.3 Bloc "couple"

Ce bloc effectue le calcul du couple d'après l'équation — vue dans le chapitre 1.

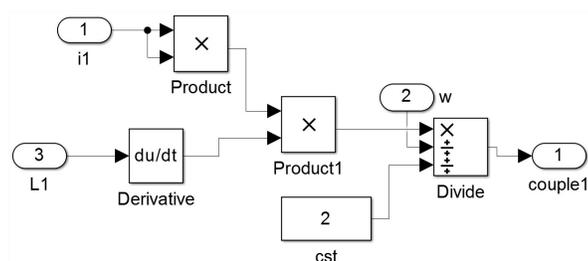


FIGURE 2.4: modèle Simulink du calcul du couple

2.1.4 Bloc "Alim"

Le bloc 'Alim' qui est présenté sur la figure 2.5 se constitue essentiellement d'une fonction écrite dans un script Matlab. Elle permet de calculer la forme de tension 'V' à injecter dans la phase en fonction de la position 'Teta', la tension continue 'Vin', les angles de commutation 'Ton' et 'Toff', le courant de référence 'Iref' et le courant instantané 'I1'.

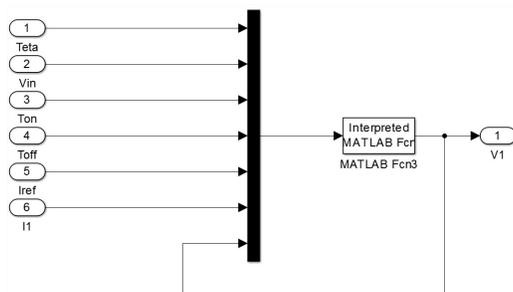


FIGURE 2.5: Modèle Simulink du calcul des formes de tension

2.1.5 Bloc "flux"

Ce bloc effectue le calcul du flux selon l'équation ... vue sur le chapitre 1.

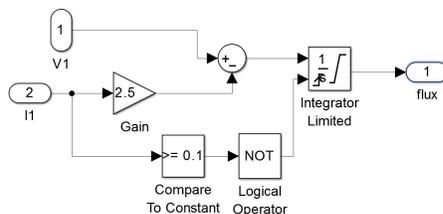


FIGURE 2.6: Modèle Simulink du calcul du flux de la machine

2.1.6 Bloc mécanique

Le bloc mécanique a pour fonction de calculer la vitesse à partir du couple électromagnétique des trois phases, et du couple résistant. Ceci est présenté sur la figure 2.7 :

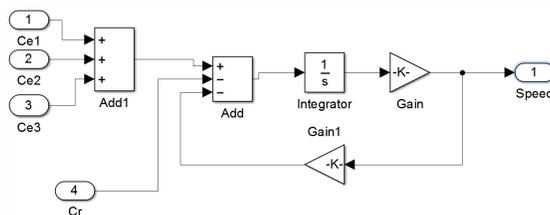


FIGURE 2.7: Modèle Simulink du calcul de la vitesse

2.2 Simulation en régime permanent avec capteur de position

Dans le but d'examiner le fonctionnement en régime permanent du modèle proposé de la SRM, la simulation est effectuée pour les deux mode d'alimentation ; l'alimentation en pleine onde de tension et l'alimentation régulée en courant. Dans ce cas l'information sur la position est obtenue par un capteur couplé à la machine

2.2.1 Simulation du fonctionnement de la SRM aux grandes vitesses :

Il a été mis en évidence dans le chapitre 1 que la stratégie d'alimentation en pleine onde est la plus appropriée lors d'un fonctionnement à grandes vitesse. La simulation est effectuée pour une vitesse de rotation de 580 tr/min, à une tension de 20V, avec les angles de commande standards $T_{on} = 0^\circ$ et $T_{off} = 15^\circ$.

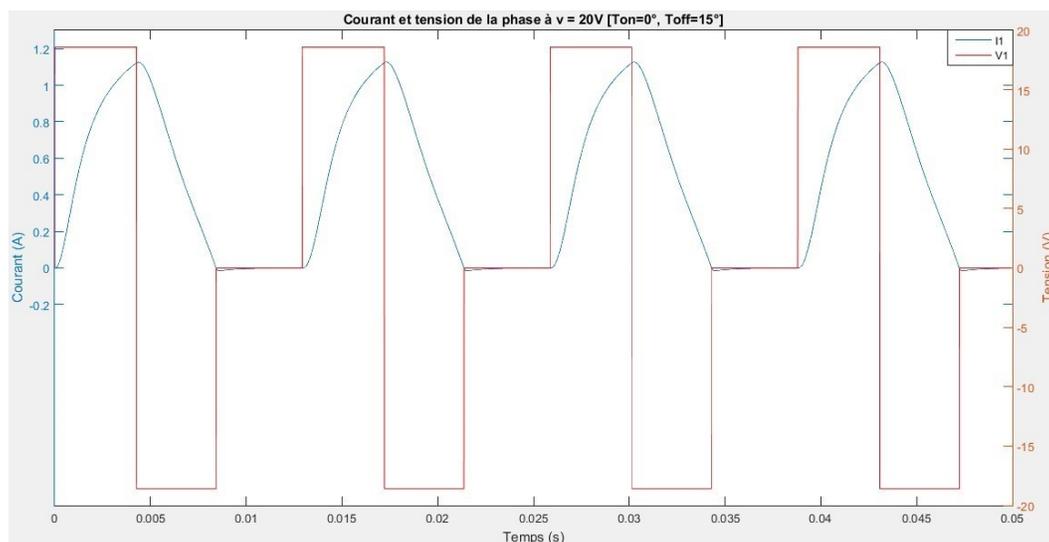


FIGURE 2.8: Courant et tension de la phase

Les résultats de simulation obtenus montre le fonctionnement adéquat de la machine, il y a une concordance avec ceux trouvés en littérature. En effet, les formes de courants lors d'une l'alimentation en pleine onde suivent les séquences des tensions imposées ; Les modes de magnétisation et de démagnétisation sont justifiées respectivement par la montée et la descente du courant, et cela pour chaque phase. Avec une déformation due à la f.c.e.m qui dépend de la vitesse et du courant ainsi que les non-linéarités introduites dans la caractéristique magnétique de la machine.

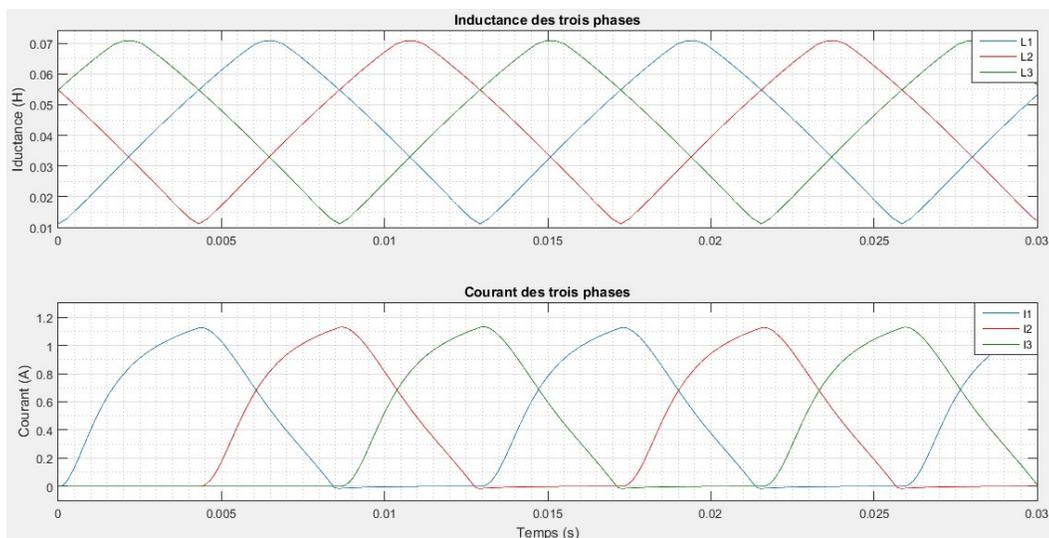


FIGURE 2.9: courant des trois phases avec les inductances associées

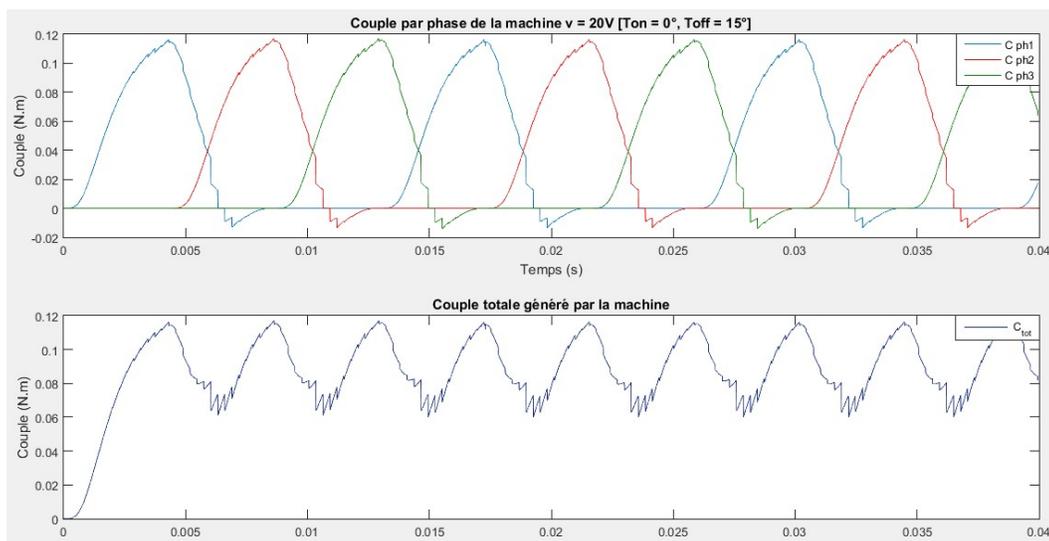


FIGURE 2.10: couple des trois phases et couple total

Il est important de noter que les courants descendent légèrement au dessous de zéro après qu'ils s'annulent, c'est à dire qu'ils changent de sens. Par conséquent, le couple développé par chacune des phases possède une partie négative (voir figure 2.10). Ce phénomène est dû à l'existence des interactions entre les trois courants de phases. C'est-à-dire que pour certaines positions le courant existe dans deux phases de la machines en même temps. Cela soumet le rotor à deux couples de sens opposés ce qui se traduit par l'apparition d'un couple négatif. Cette interaction est due au caractère inductif du courant qui s'annule à une position θ_{ext} (angle d'extinction) qui est supérieure à θ_{off} (angle de désexcitation de la phase). Pour parer à ce problème, il faut éviter l'alimentation pendant les zones où il y a une interaction électromagnétique entre les phases.

2.2.2 Simulation du fonctionnement de la SRM aux faibles vitesses :

Dans le cas où la vitesse de la machine est inférieure à la vitesse de base, les courants des phases ne sont plus limités par la force contre électromotrice. La limitation du courant devient indispensable, et l'alimentation régulée en courant est considérée. Pour cela, on considère la techniques de régulation en courant par l'Hystérésis en « Hard chopping » est considéré .

2.2.2.1 Alimentation Hystérésis

La simulation est effectuée à une vitesse de rotation de $311tr/min$, et une tension de 20V, les angles de commande $T_{on} = 0^\circ$ et $T_{off} = 15^\circ$, avec le réglage de $I_{ref} = 0.9A$.

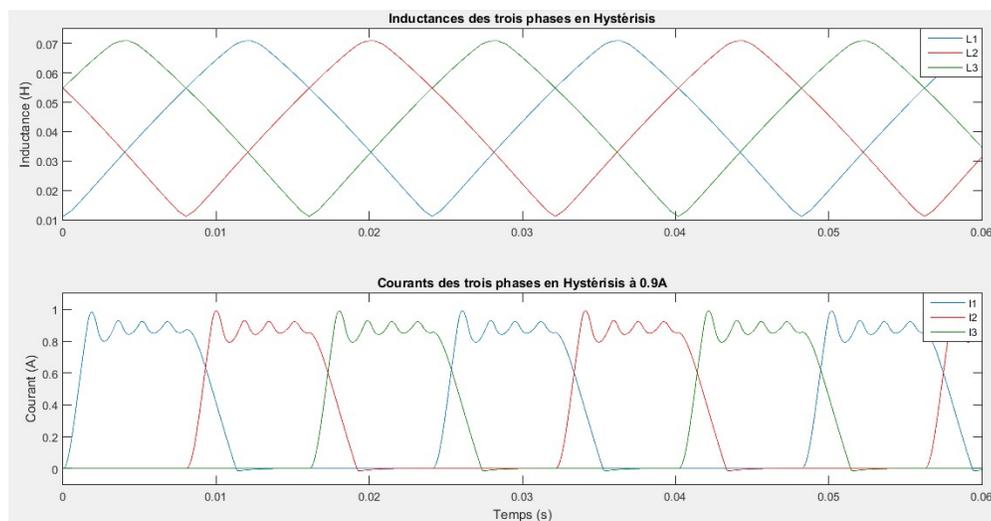


FIGURE 2.11: Courant des trois phases avec les inductances associées en Hystérésis

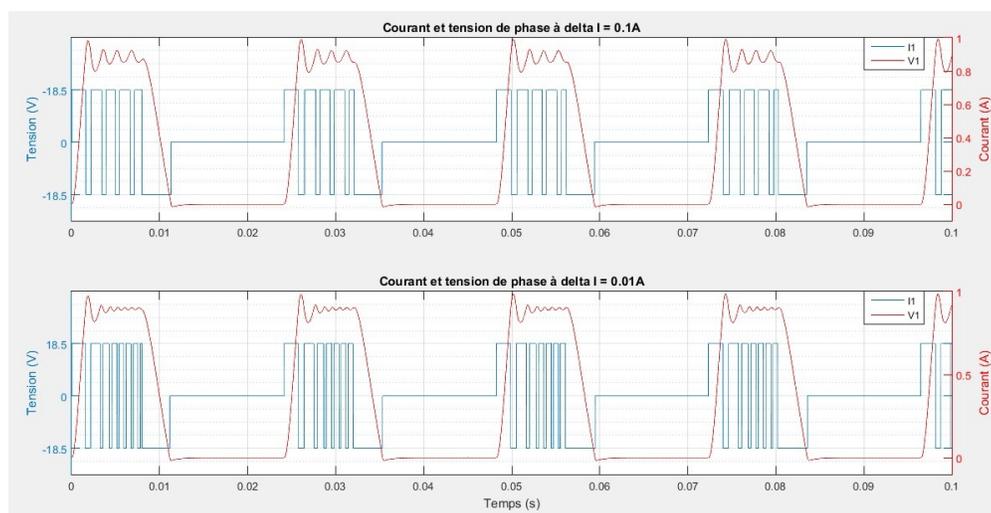


FIGURE 2.12: Courant et tension de la phase avec différents ΔI en Hystérésis

Les formes des courants de phases obtenues montrent que la régulation est bien réalisée dans la bande prévue. Par ailleurs, nous constatons que la fréquence de commutation durant la régulation n'est pas constante, en jouant sur la largeur de la bande d'hystérésis ΔI (voir figure 2.12) on peut contrôler les fluctuations de courants et donc du couple, mais cela engendre des fréquences de hachage plus importantes. On constate un léger dépassement lors de la première montée du courant, ce qui est dû au caractère inductif de la SRM.

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

2.3 Simulation en régime dynamique avec capteur de position

Une simulation du démarrage à vide est effectuée sous une tension de 20V avec une limitation de courant à 1.85 A. Les résultats obtenus sont présentés sur les figures. Les résultats obtenus se font sur un démarrage à vide pour une tension de 20V, avec une limitation de 1.85A pour les faibles vitesses. Les résultats de simulation sont présentés sur les figures suivantes :

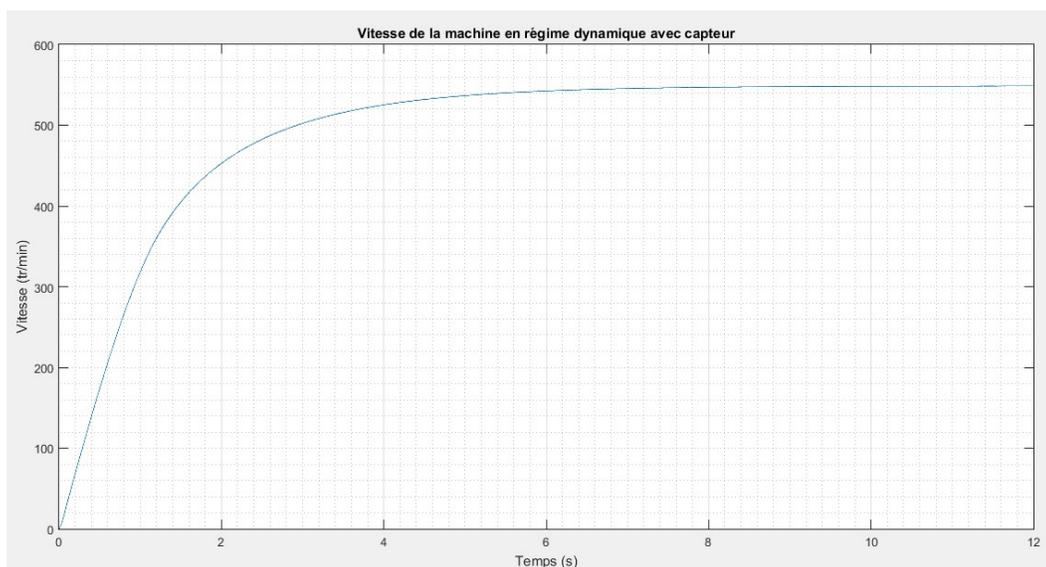


FIGURE 2.13: Évolution de la vitesse de rotation à vide « avec capteur »

Les résultats sont représentés sur les figures 2.13, 2.14, 2.15. La vitesse augmente normalement jusqu'à atteindre une vitesse maximale en régime permanent de 550 tr/min, sans présenter des ondulations. Les courants de trois phases sont régulés et limités à une valeur imposée. Ils

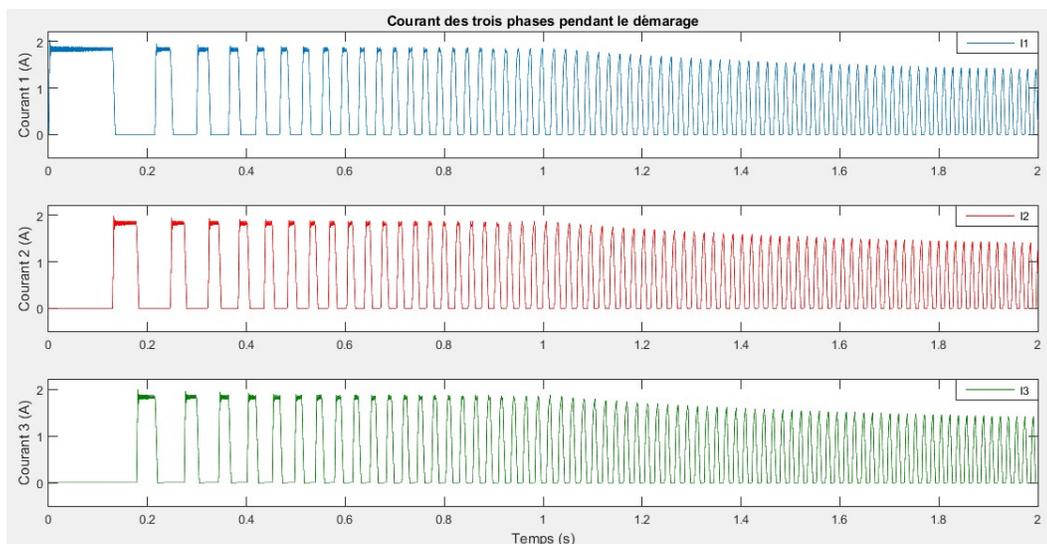


FIGURE 2.14: Évolutions des courants dans les phases à vide

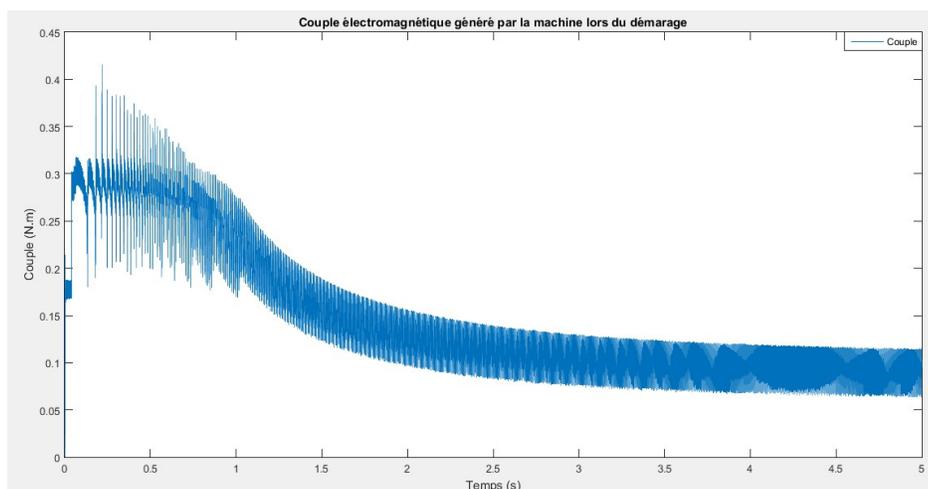


FIGURE 2.15: Évolution du couple électromagnétique à vide « avec capteur »

prennent la forme des courants des pleine onde en regime permanent. Le couple developpé par la machine est important au démarrage, il diminue après une certain durée pour atteindre le couple de charge en régime permanant.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une simulation en boucle ouvertes de la commande de la SRM avec capteur est réalisée. à cet effet un modèle Simulink a été élaboré pour le fonctionnement à faibles et grandes vitesses. Les résultats obtenues sont concordant qualitativement avec ceux rencontrés en bibliographie. Ces résultats de simulation seront confrontés aux résultats expérimentaux qui seront présentés au chapitre 3

Chapitre 3

Étude expérimentale

Introduction

Dans ce chapitre, une étude expérimentale est réalisée sur un banc d'essais comprenant une SRM 12/8. Une programmation sur le microcontrôleur de type TMS320F28335 est effectuée afin de réaliser des essais sur la SRM, et d'exécuter une commande numérique en temps réel. Le banc d'essai est présenté en premier lieu. Par la suite, une programmation sur microcontrôleur est décrite des programme de commande en alimentation tension et en alimentation courant. Dais essais en boucle ouverte ont été effectués sur le banc d'essais afin d'étudier les performances de la SRM

3.1 Présentation du banc d'essai

Le banc d'essais où a eu lieu l'étude expérimentale a été mis en place préalablement. Au cours de ce chapitre, nous présenterons les différents modules qui composent ce banc d'essai qui seront utilisés pour la commande de la SRM. La figure 3.1 présente un schéma global des composants de notre système.

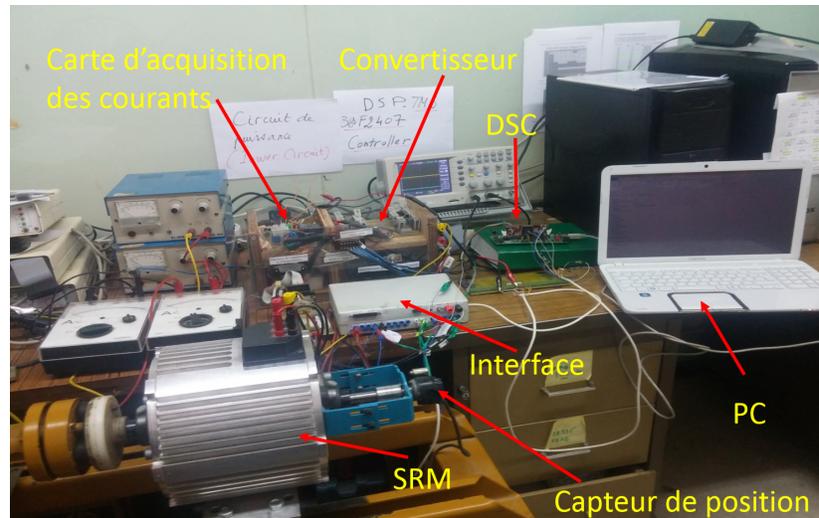


FIGURE 3.1: Schéma global du système

Notre banc d'essai se compose des éléments suivants :

- Une source de tension continue.
- Un convertisseur à demi- pont asymétrique.
- Un circuit d'attaque.
- Une interface d'adaptation des tensions des signaux.
- Une carte d'acquisition de courants.
- Un capteur de position accouplé sur l'arbre.
- Une machine asynchrone faisant office de charge.
- Une machine à réluctance variable 12/8 triphasée.
- Un Digital Signal Controller TMS320F28335.

3.1.1 Caractéristiques de la SRM

La machine à réluctance variable utilisée dans le banc d'essai est une machine 12/8 triphasée : elle a 12 dents au rotor et 8 dents au stator. Le tableau 3.1 résume les caractéristiques de cette machine.

Nombre de phases	3
Nombre de dents au stator	12
Nombre de dents au rotor	8
Résistance d'une phase	2.5Ω
Inductance minimale	12mH
Inductance maximale	72mH
J	0.0072
f	0.0015
Courant maximale admissible	3A
Puissance estimée	100 W

TABLE 3.1: Caractéristiques de la SRM

3.2 Programmation du microcontrôleur

Le microcontrôleur "TMS320F28335" fait partie de la série "C2000" de "Texas Instrument" qui est destiné pour le traitement numérique en temps réel [17]. On lui approprie le terme "DSC", (Digital Signal controller), qui veut dire qu'il est conçu à partir d'un microprocesseur simple qui fournit la puissance de calcul, et des périphériques entrées - sorties embarqués sur une seule puce. L'objectif est de réaliser les opérations mathématiques sur les signaux numériques mesurés par les différents capteurs, afin de traiter ces données le plus rapidement possible, et générer un flux de sortie en temps réel qui va accomplir une tâche à l'extérieur.

3.2.1 Architecture du microcontrôleur

La fréquence de base du "F28335" est de 150MHz. Il est basé sur l'architecture "Harvard", qui a la particularité d'intégrer deux bus mémoires distincts : le bus de donnée, et le bus de programme. Ceci confère la capacité au microcontrôleur de lire deux zones mémoires en un seul cycle d'horloge, et donc de gagner en temps de calcul [17].

Circuit principale

Le circuit principal se compose des éléments suivants [17] :

"Flotting Point Unit" : Sa fonction est d'effectuer des opérations en virgule flottante dix fois plus rapidement que le module "ALU" standard.

Multiplieur 32 * 32 bits : Ce module fait les multiplications 32*32bits qui ne peuvent se faire nativement sur l'ALU standard, car le résultat est sur 64bit.

"Timers" : Le rôle du "Timer" est de fixer la fréquence d'exécution du programme principal. La fréquence d'interruption du "Timer" est réglée dans ce cas à 20 kHz.

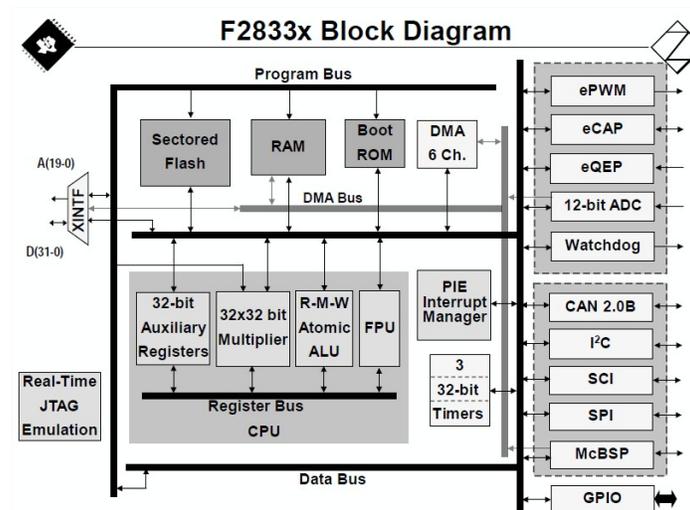


FIGURE 3.2: Architecture du "TMS320F28335"

Périphériques (E/S)

Le "F28335" dispose de 88 pins E/S multiplexés, répartis sur 3 multiplexeurs. Ceci veut dire que chaque pin peut être configuré pour 4 fonctions différentes à l'aide des registres de contrôle appelés "GPAMUX", "GPBMUX" et "GPCMUX" [17].

GPIO "General purpose input output" : La fonction est choisit pour la génération des signaux de commande, qui sont envoyés sur le circuit d'attaque des transistors.

Convertisseur analogique numérique "ADC" : La conversion A/N se fait sur la base de l'équation suivante :

$$V_{in} = \frac{D * (V_{ref+} - V_{ref-})}{2^n - 1} + V_{ref-} \quad (3.1)$$

V_{in} est la tension analogique à convertir, D étant le Résultat numérique de la conversion et $[V_{ref-}, V_{ref+}]$ sont respectivement les tensions minimale et maximale appliquées à l'entrée de l'ADC. La conversion est effectuée pour une tension comprise entre 0 et 3V. Le résultat est donné sur 12 bits. Dans notre cas : $V_{ref-} = 0V$, $V_{ref+} = 3V$ et $n = 12$. L'équation 3.1 devient :

$$V_{in} = \frac{D * 3}{4095} \quad (3.2)$$

L'acquisition du courant est réalisée pour chacune des phases. L'interface capte les signaux des capteurs de courant, et les adapte à la tension du microcontrôleur. Ainsi, il a été choisi de faire correspondre 3V à 6A. On déduit donc le courant mesuré par l'équation 3.3 :

$$I_{mes} = \frac{D * 6}{4095} \quad (3.3)$$

Encodeur "eQEP" (Encodeur de pulsations en quadrature) : Ce module calcule la position en ayant les signaux du capteur incrémental en entrées.

3.2.2 Configuration et programmation

Le programme qui permet de commander la machine pour le fonctionnement en pleine onde, et régulé en courant est donné par l'organigramme représenté sur la figure 3.3.

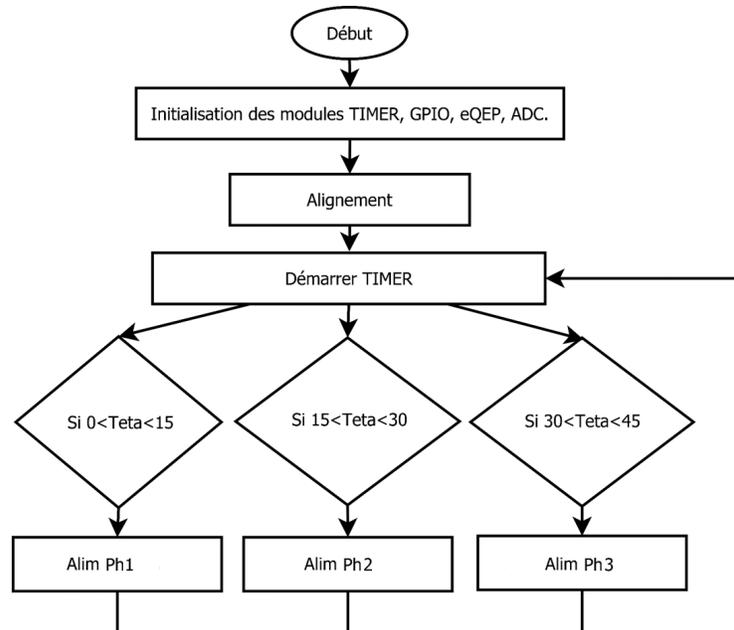


FIGURE 3.3: Organigramme d'acquisition des courants des trois phases

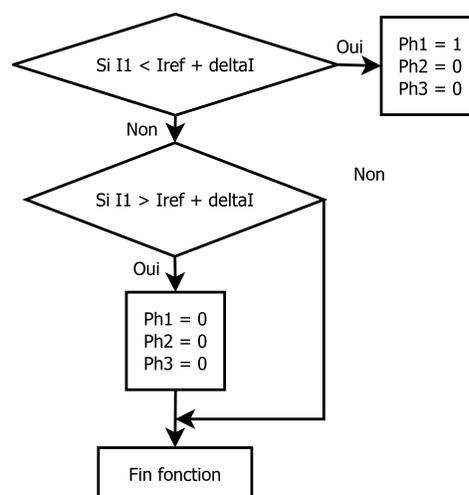


FIGURE 3.4: La fonction alimentation "Alim ph1" pour la phase 1

On configure les entrées-sorties selon leurs fonctions correspondantes. Ensuite, on choisit la fréquence d'interruption du timer à 20kHz qui sera aussi la fréquence d'exécution du

programme principal. Après, on procède à l’alignement en alimentant la phase 3 pendant 1 seconde.

La boucle infinie a pour but l’alimentation des trois phases pour des angles de commutations de $[0^\circ \ 15^\circ]$.

3.3 Résultats des essais

Cette partie concerne les résultats des essais en utilisant le programme mis au point dans la section précédente. Des essais à grandes vitesses (pleine onde), et faibles vitesse (hystérésis) sont effectués. Des tests sont ensuite réalisés pour analyser l’influence des différents paramètres de commande sur les performances de la machine.

3.3.1 Alimentation en pleine onde

La tension d’alimentation de la SRM est de 20V. Nous avons exécuté le programme d’alimentation en pleine onde, et nous avons relevé les différents signaux représentés sur les figures suivantes :

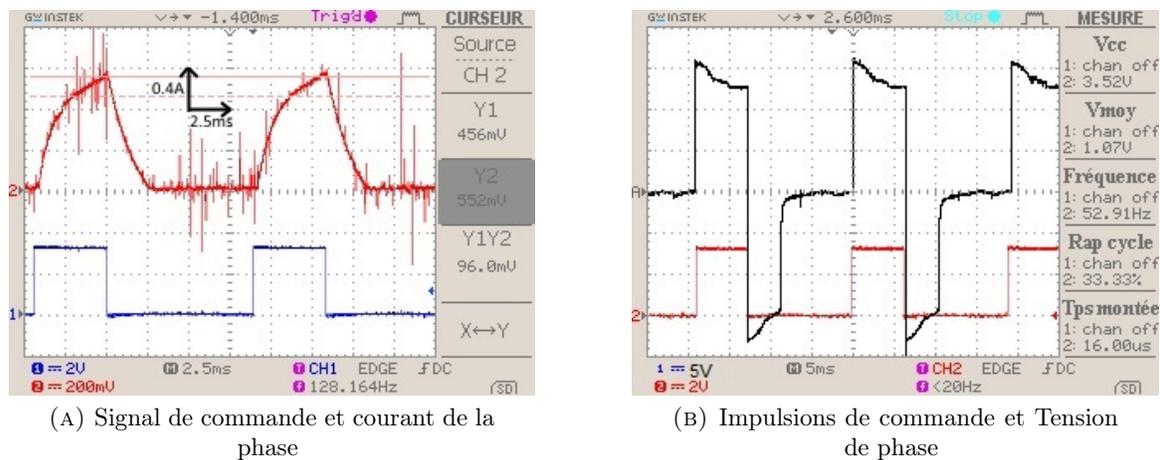


FIGURE 3.5: Signaux relatif à une phase

La figure 3.5a montre l’évolution du courant d’une phase avec le signal d’alimentation associé. Le courant croît à l’apparition du signal de commande, et décroît à son annulement, jusqu’à extinction.

Les courant des trois phases sont représentées deux à deux sur la figure 3.6. Nous pouvons constaté la bonne succession des phases.

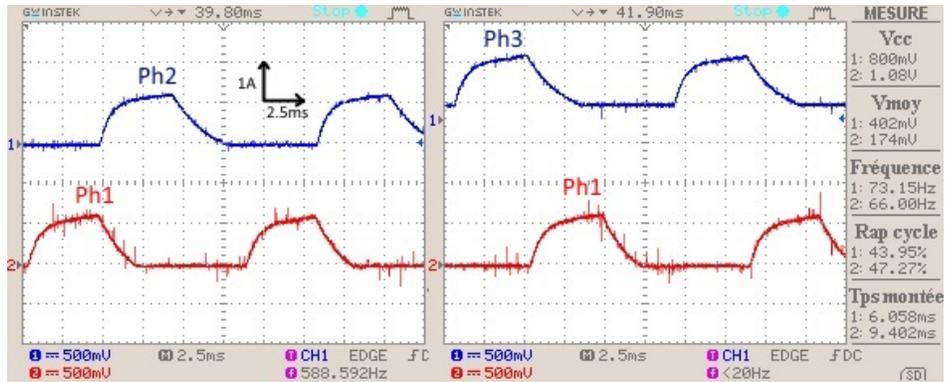


FIGURE 3.6: Courant des trois phases

Les tension au bornes de la phase et la signal de commande sont donnés sur la figure 3.5b pour une tension de 15V. Trois étapes sont notées : l'apparition du signal de commande qui engendre une tension de 15V au borne de la phase, l'annulation signal du DSC qui conduit à l'inversion de la tension d'alimentation de la phase, et l'extinction du courant de phase qui provoque l'annulation de la tension de phase.

La vitesse de la machine pendant le démarrage est relevée sur le 'graph window' pour une tension de 20V. Elle est représentée sur la figure 3.7. Le démarrage est effectué correctement pour atteindre une vitesse constante de 550tr/min au régime permanent. Nous remarquons que le caractère ondulateur de la "SRM" traduit par le couple n'est pas très apparent sur la courbe de la vitesse.

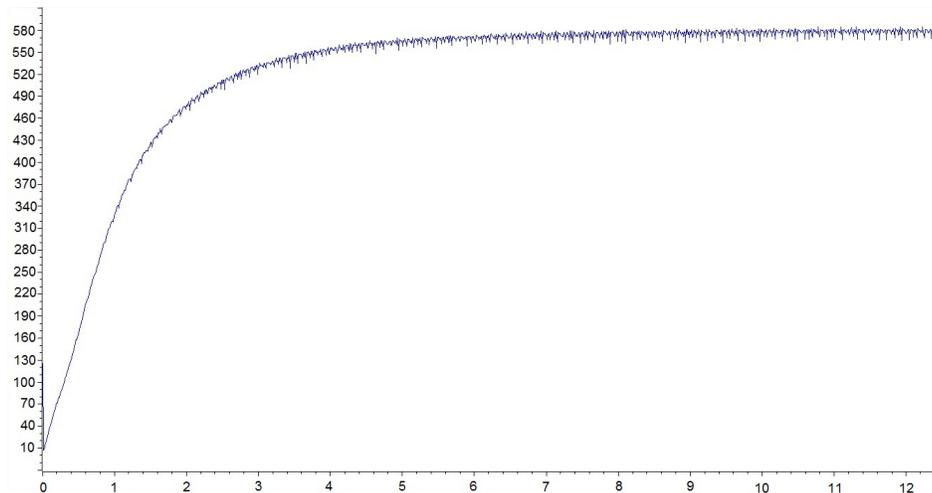


FIGURE 3.7: Vitesse de démarrage ; v = 20V

3.3.2 Influence de la tension d'alimentation

La vitesse maximale est relevée sur le "watch window" pour plusieurs tensions d'alimentation "Vdc", pour des angle de commande de $[0^\circ \ 15^\circ]$ et présentée sur la figure 3.8. On constate que la vitesse croit de façon presque linéaire avec la tension, on déduit qu'une tension élevée est nécessaire pour atteindre des vitesse plus grandes.

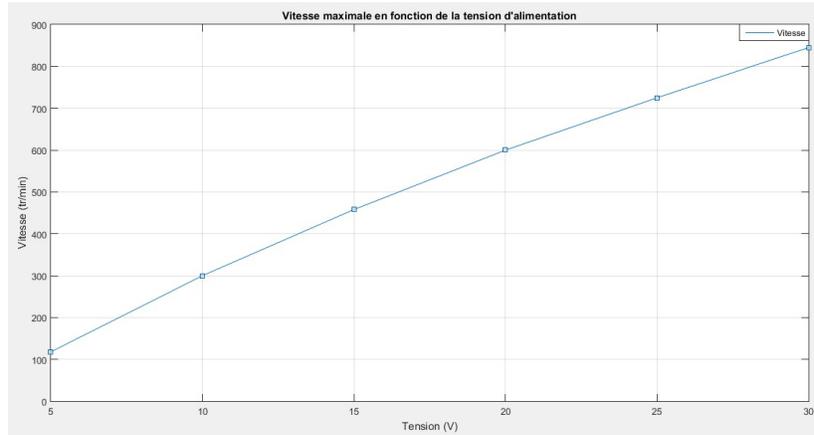
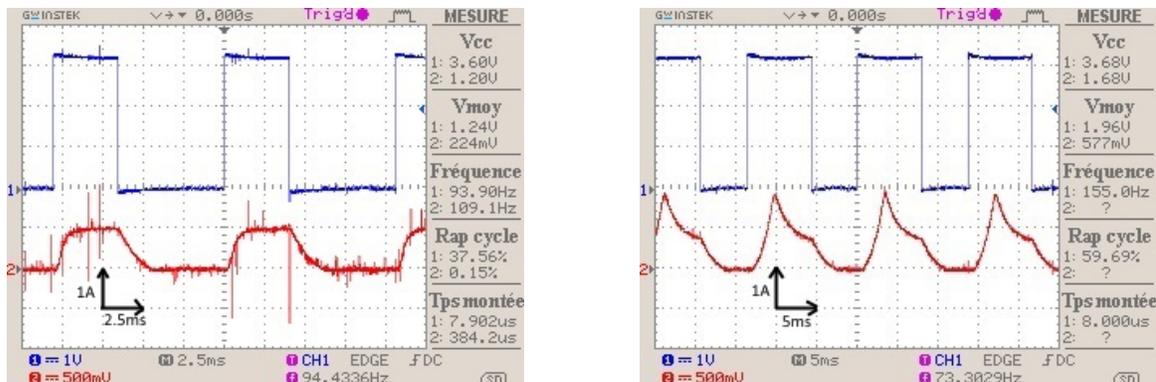


FIGURE 3.8: Vitesse de la machine en fonction de la tension

3.3.3 Influence des angles de commande T_{on} et T_{off}

Pour montrer l'influence des angle de commande sur les performances de la machine, nous exécutons le programme "pleine onde" pour différents " θ_{on} " et " θ_{off} " pour une tension de 20V, et nous relevons la vitesse maximale et le courant de phase. La variation de l'angle d'excitation θ_{on} correspondante au rapport cyclique du signal de commande est traduit par "Rap cycle" donné sur les différentes figures.



(A) Signal de commande et courant de phase $T_{on} = -2^\circ$

(B) Signal de commande et courant de phase $T_{on} = -8^\circ$

FIGURE 3.9: Forme des courant pour différents T_{on}

Influence de θ_{on}

L'augmentation de " θ_{on} " correspond à l'alimentation de la phase dans la zone décroissante de l'inductance. Nous constatons un changement de la forme du courant qui s'établit de plus en plus rapidement dans la phase. Nous expliquons ce phénomène par le fonctionnement frein dans cette zone d'inductance ($\frac{dL}{d\theta} < 0$), qui entraîne l'augmentation du courant de phase (de la figure 3.9a à 3.9b) et du courant I_{DC} (figure 3.11).

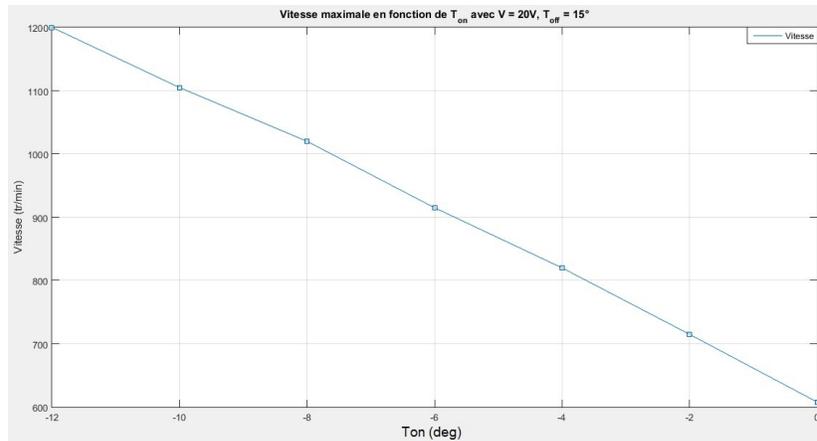


FIGURE 3.10: Variation de la vitesse en fonction de θ_{on} pour $\theta_{off} = 15^\circ$

De plus on peut noter une augmentation sensible de la vitesse (figure 3.10) en fonction de l'augmentation de θ_{on} . Ceci peut être justifié par la présence d'un couple de freinage qui réduit les capacités du couple de la machine et l'entraîne vers le fonctionnement de sur-vitesse.

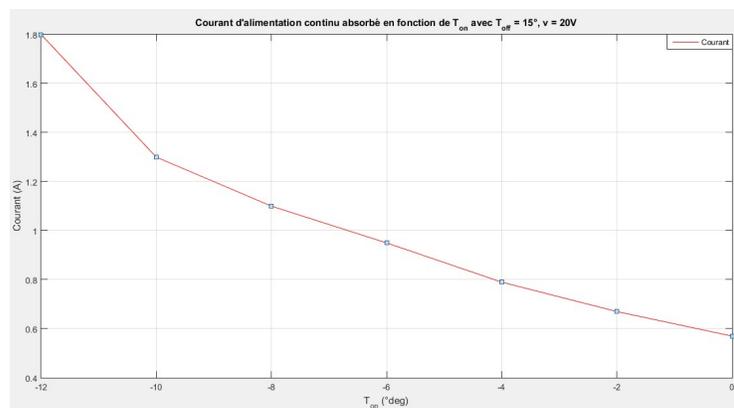
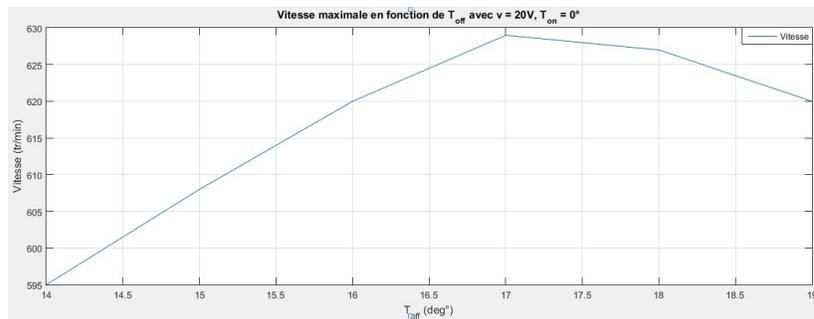


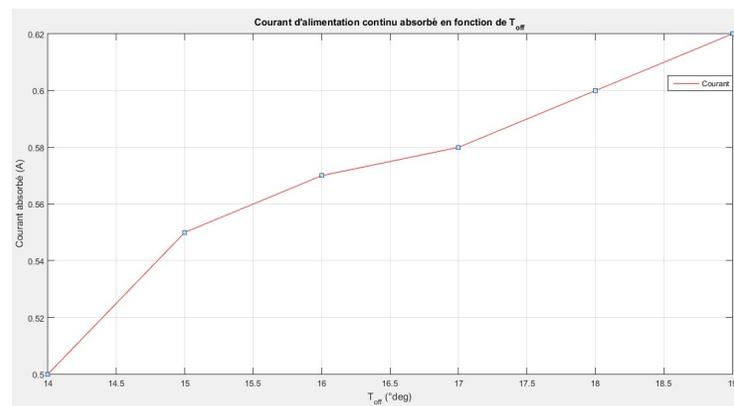
FIGURE 3.11: Variation du courant d'alimentation en fonction de θ_{on} avec $\theta_{off} = 15^\circ$

La figure 3.12 présente une croissance de la vitesse en fonction de θ_{off} , qui s'explique par l'augmentation du temps de conduction et de l'énergie consommée. Mais à partir de $\theta_{off} = 17$, cette tendance s'inverse et la vitesse diminue, car l'extinction du courant étant trop retardé, il se retrouve dans la zone de production du couple négatif (partie décroissante de l'inductance), provoquant ainsi un couple électromagnétique de freinage. Ce fonctionnement


 FIGURE 3.12: Variation de la vitesse en fonction de θ_{off} avec $\theta_{on} = 0^\circ$

s'accompagne de vibrations et de bruit.

La figure 3.13 révèle que le courant absorbé croît, même si la vitesse diminue, baissant le rendement de la machine.


 FIGURE 3.13: Variation du courant d'alimentation en fonction de θ_{off}

3.3.4 Alimentation en Hystérésis

Les tests sont effectués sous une tension de 20V, pour des angles de commande de $[0^\circ \ 15^\circ]$. L'influence de I_{ref} sur la vitesse est étudiée, ainsi que l'impact de la bande d'hystérésis sur la fréquence de commutation des transistor.

La figure 3.14 présente l'évolution du courant pour $I_{ref} = 0.9A$. Nous pouvons constater la bonne régulation du courant autour de la valeur désirée. La bande d'hystérésis maximale est de l'ordre de 0.4A, bien que la valeur introduise dans le programme a été de 0.1A. La bande d'hystérésis se stabilise à 0.16A.

La figure 3.15 indique les vitesses obtenues en fonction des références de courant choisis en boucle ouverte. La figure 3.16 montre l'influence de la bande d'hystérésis sur la forme du courant, ainsi que sur la fréquence de commutation des transistors. A gauche, une bande d'hystérésis de 0.1A avec une fréquence de commutation maximale de 3kHz, et à droite

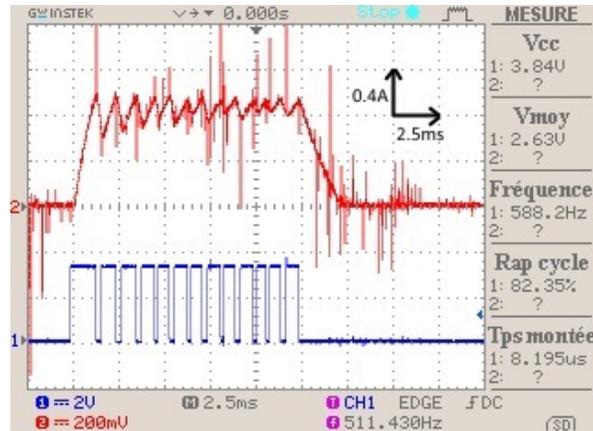


FIGURE 3.14: Signal d'alimentation et courant de phase en hystérésis avec $I_{ref} = 0.9A$ à 310 tr/min

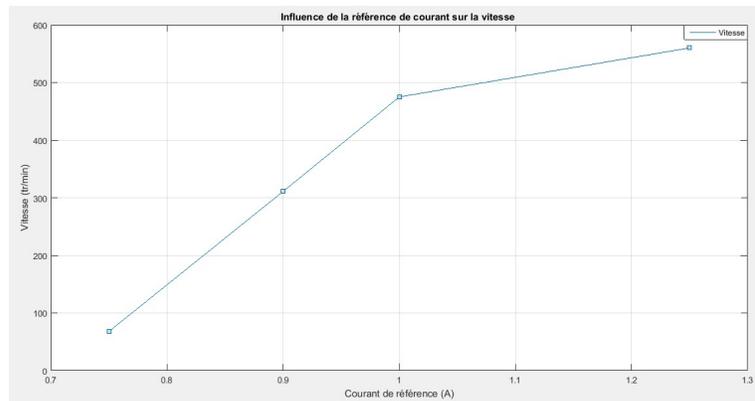


FIGURE 3.15: Influence de I_{ref} sur la vitesse

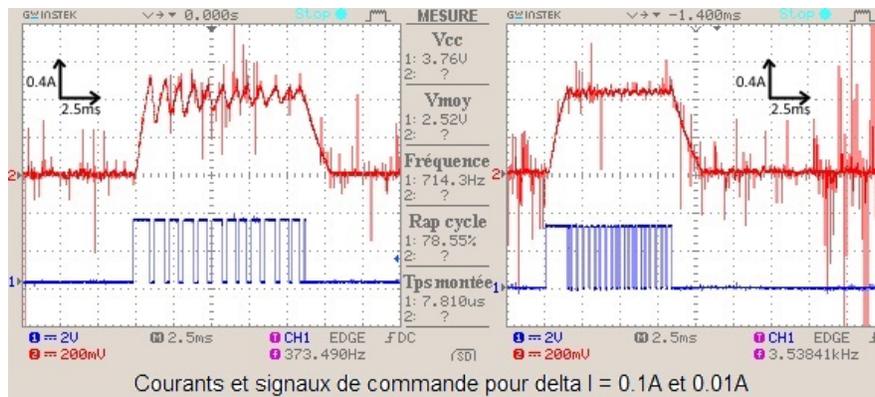


FIGURE 3.16: Courant de phase pour différents δI avec $I_{ref} = 0.9A$

une bande de 0.01A qui se traduit par une bande pratique de 0.08A, et une fréquence de commutation maximale de 10kHz. La figure 3.17a témoigne de la bonne évolution du courant par rapport au signal de commande généré par le microcontrôleur. La tension appliquée aux bornes de la phase respecte bien le signal de commande.

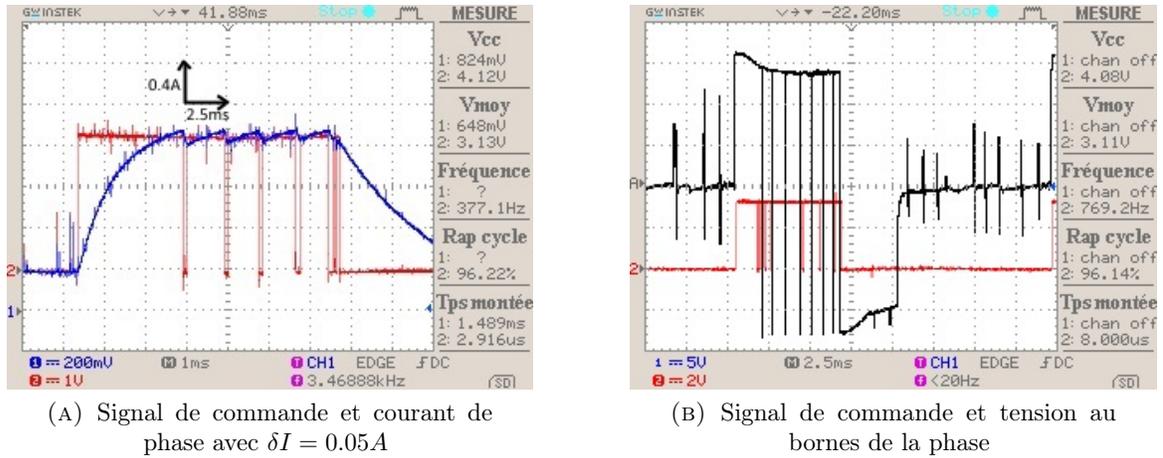


FIGURE 3.17: Signaux relatif à une phase en Hystérésis

3.4 Validation des résultats

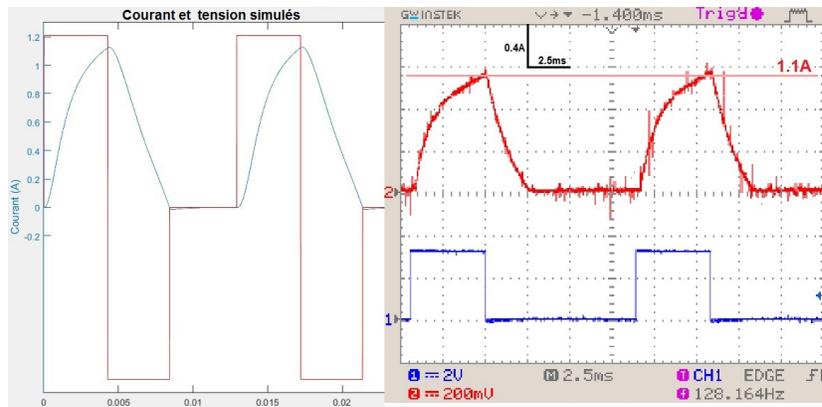


FIGURE 3.18: Comparaison Courant pleine onde simulé et expérimental

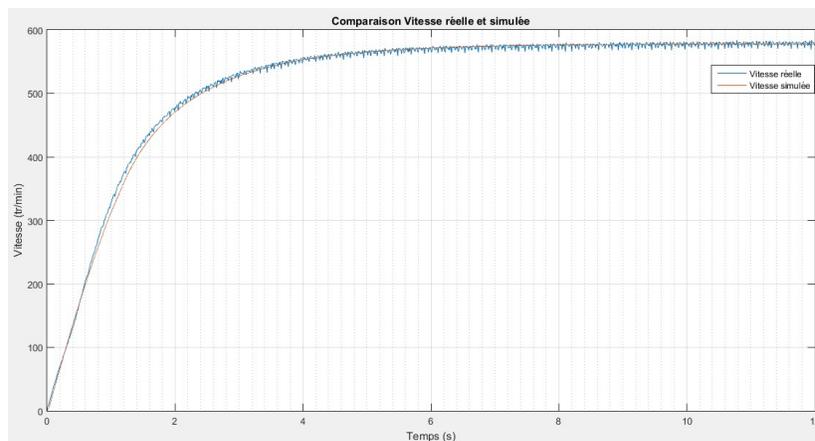


FIGURE 3.19: Comparaison évolution de la vitesse simulée et pratique

Dans cette section, une comparaison entre les résultats de simulations et expérimentaux sera faite afin de valider les modèles choisis en simulation. Nous constatons que les résultats théoriques et expérimentaux concordent. Nous pouvons donc valider le modèle de simulation choisi.

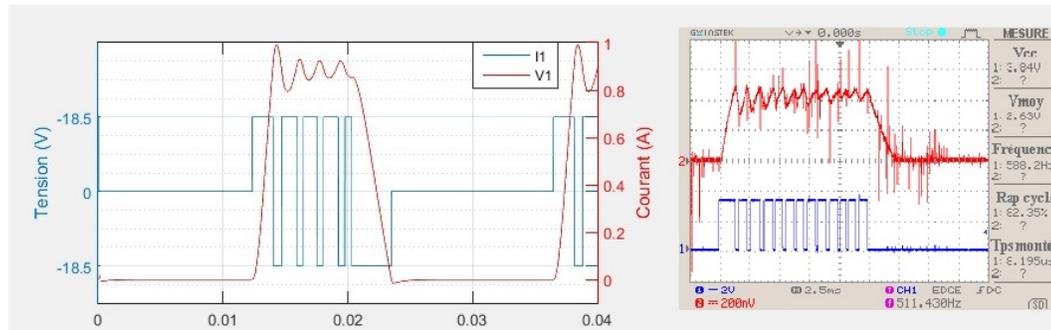


FIGURE 3.20: Comparaison Courant hystérésis simulé et expérimental

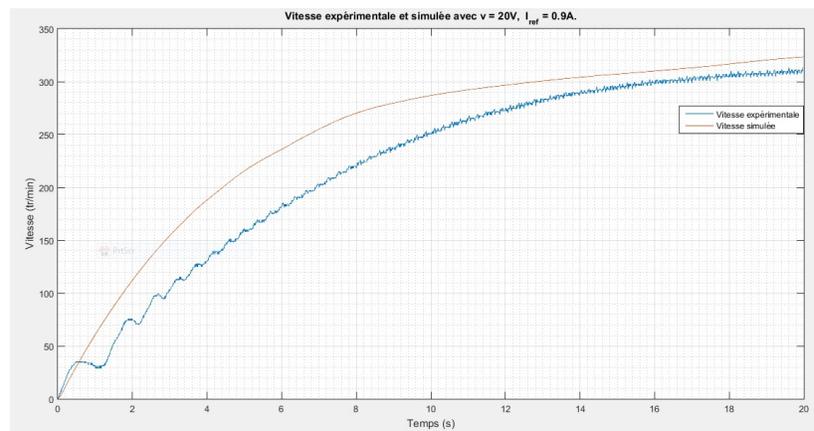


FIGURE 3.21: Comparaison évolution de la vitesse simulée et expérimental en hystérésis $I_{ref} = 0.9A$.

3.5 Conclusion

nous avons mené tout au long du chapitre, des essais expérimentaux sur la SRM 12/8. Nous avons témoigné le bon fonctionnement du banc d'essai avec ses différentes composantes, ainsi que le bon déroulement des programmes implémentés sur le microcontrôleur. Ce qui nous a permis de tester les deux stratégies d'alimentation, et de vérifier leur impact sur le fonctionnement sur la machine. Nous avons aussi étudié l'influence des différents paramètres qui sont la tension d'alimentation ainsi que les angle de commande sur la vitesse de la machine.

Les résultats de simulation ont été validés par les résultats des essais expérimentaux, ce qui nous permet de confirmer le modèle de simulation.

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons effectué une simulation de la commande d'une SRM 12/8 et réalisé une commande Numérique en temps réel en utilisant le microcontrôleur TMS320F28335 destiné pour ce type d'application.

Une modélisation sous l'environnement Matlab/Simulink du système d'entraînement à SRM nous a permis d'effectuer des simulations de fonctionnement à faible et à grande vitesses de commande de la machine avec et sans capteur de position.

Par ailleurs, une étude expérimentale sur un banc d'essai comprenant une SRM 12/8 a été effectuée. Une programmation sur microcontrôleur a été réalisée afin d'étudier les performances de la SRM. Des programmes de commande en boucle ouverte pour les alimentations en pleine onde et régulée en courant ont été élaborées et implémentés et nous ont permis de tester la machine pour les faibles et grandes vitesses de fonctionnement. Une étude de l'influence des paramètres de commande en boucle ouverte a été menée. De plus, cette étude expérimentale nous a permis de valider les modèles proposés en simulation.

En perspectives, notre étude pourrait être étendue à :

- l'étude de la machine en régime saturé ou ses performances sont plus intéressantes.
- une commande numérique sans capteur où la position serait estimée en utilisant les différentes techniques de sensorless. Cette étude nous permettra de supprimer le capteur et serait intéressante, dans ce cas vu la versatilité du microcontrôleur.

Bibliographie

- [1] G. Li, “Contribution à la conception des machines électriques à rotor passif pour des applications critiques : modélisations électromagnétiques et thermiques sur cycle de fonctionnement, étude du fonctionnement en mode dégradé,” *Engineering Sciences*, 2011. French. <NNT : 2011DENS0025>. <tel-00618236>.
- [2] B. MULTON, “Historique des machines electromagnétiques et plus particulièrement des machines à reluctance variable, extrait du rapport d’habilitation à diriger des recherches de l’auteur,” *LÉSIR (URA CNRS D1375, École Normale Supérieure de Cachan.*, Mai 1994.
- [3] T. J. E. Miller, *Switched Reluctance Motors and Their Control*. Oxford, U.K : Magna Physics and Clarendon, 1993.
- [4] T. J. E. Miller, *Brushless Permanent magnet and Reluctance Motor Drives ; ch7 :”Switched Reluctance Drives”*. Clarendon Press Oxford : UK, monographs in electrical and electronic engineering ed., 1989.
- [5] R. Krishnan, *Switched reluctance motor drives : Modelling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*. CRC Press, Boca Raton.
- [6] H.SAHRAOUI, “Contribution à la modélisation et à l’optimisation d’un système de commande d’un moteur à réluctance variable à double denture (srm),” *Thèse de doctorat, ENP, Alger*, 2007.
- [7] I. H. M. Ehsani and A. B. Kulkarni, “Elimination of discrete position sensor and current sensor in switched reluctance motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Applicat*, vol. 28, Jan./Feb 1992.
- [8] S. M. M. Ehsani, I. Husain and K. R. Ramani, “New modulation encoding techniques for indirect rotor position sensing in switched reluctance motors,” *IEEE Trans. Ind. Applicat*, vol. 30, Jan./Feb 1994.
- [9] A. A. L.MAKHLOUFI, “Modélisation et commande de la srg en régime saturé,” *PFE, ENP, Alger*, Juin 2012.

-
- [10] L. A. BECHAR, "Modélisation et commande d'un moteur à réluctance variable à double saillance avec et sans capteur de position," *PFE, ENP, Alger*, juin 2012.
- [11] P. B. J. C. N. F. P. J. LAWRENSON, J. M. STEPHENSON, "Variable-speed switched reluctance motors," *Proceedings IEE*, vol. 127, Pt. B, July 1980.
- [12] L. AMOR, "Commande non linéaire d'un moteur à réluctance variable," *Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montreal*, 1996.
- [13] A. EMADI, "Energy-efficient electric motors," *Illinois Institute of technology, Chicago*, 2005.
- [14] A. Sakurai, "Sliding mode control of switched reluctance motors," *Thèse de Master*, 2001.
- [15] C. K. L. X. Y. Y. S. W. Zhao, C. Cheung and Z. G. Sun, "Survey of modeling methods for flux linkage of switched reluctance motor," *fourth International Conference on Power Electronics Systems and Applications.*, 2011.
- [16] C. VISA, "Commande non linéaire et observateurs : application à la mrv en grande vitesse, thèse de doctorat," *Laboratoire de génie industrielle et de production mécanique, université de Metz, Metz FRANCE*, 11 décembre 2004.
- [17] T. INSTRUMENT, "Dsps the tms320f2833x, architecture and peripherique," *technical reference*, 2011.