



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



Projet de fin d'étude en vue de l'obtention du  
diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique

Présenté par :  
**BOUFATAH Fawzi**  
**MERINI Seddam Hocine**

Intitulé

# Commande numérique d'une machine à réluctance variable à double denture

Directeur(s) du mémoire :

**Dr. H. SAHRAOUI**  
**M.O. MAHMOUDI**

Docteur  
Professeur

ENP  
ENP

**ENP 2015**

# Remerciements

Nous remercions Allah le tous puissant, maitre et créateur des mondes. Et paix, et salut sur le prophète Mohammed, ainsi que sur sa famille, ses compagnons et tous ceux qui le suivent jusqu'au jour de la résurrection. Nous exprimons notre profonde gratitude à madame H.SAHRAOUI docteur à l'école nationale polytechnique, pour nous avoir orienter tout au long de ce travail ainsi que pour sa patience et sa disponibilité. Nous tenont à remercier monsieur M.O.MAHMOUDI professeur à l'école national polytechnique, pour ces précieux conseils. Nous tenons aussi à remercier monsieur H.ZERROUG professeur à l'USTHB pour nous avoir fait confiance en mettant à notre disposition son banc d'essais, et pour ses précieux conseils . Nous adressons nos vifs remerciements aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'examiner ce travail.

Nous remercions chaleureusement tous les gens ayant participé de près ou de loin à notre formation académique et culturelle. Mention spéciale à Mr KHERIF Omar pour son aide.

## Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à mes chers parents, qui tout au long de ma vie m'ont façonné à donner une importance capitale aux études.

Je dédie aussi ce travail à mes deux grand-mères, qui ont été deux soleils rayonnant durant toute ma vie.

Et comment oublier ma petite sœur, à qui je souhaite une long vie pleine de bonheur.

## Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à mes chers parents, qui ont toujours été la lumière éclairant mon chemin de succès, qui ont toujours veillés les nuits pour mon bien quand je dormais. qui m'ont toujours soutenu aussi bien moralement que financièrement; **Merci Maman, Merci Papa.**

A ma chère soeur et mes chers frères Mohamed et Sami.  
A toute ma famille et tout mes amis.

A toute personne ayant contribué avec passion à ma formation académique, A Mr. ZEBBADJI, Mr. BELKHOMGANI, Mr HADJRI, Mme.DERBAK, Mr. MALIKI et plein d'autres.

A toute la promotion Elettrotech 2015 : les Hommes, vous êtes les meilleurs.



**ملخص :**

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

**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. De plus, une commande en vitesse à été effectuée par simulation et implémentée sur microcontrôleur pour les régulateur PI et IP. Les essais effectués ont confirmé le bon fonctionnement du banc d'essai, et la machine a bien réagit 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. Furthermore, a speed control has been performed by simulation and implemented on microcontroller for PI and IP controller. 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

# Table des matières

---

<b>Remerciements</b>	<b>i</b>
<b>Table des Matières</b>	<b>iv</b>
<b>Liste des Figures</b>	<b>ix</b>
<b>Liste des Tableaux</b>	<b>xiii</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>1 Modélisation d'un moteur à réluctance variable à double denture</b>	<b>2</b>
1.1 Les machines à réluctance variable . . . . .	3
1.2 Structure de la SRM . . . . .	3
1.3 Principe de fonctionnement et de création du couple électromagnétique . . .	4
1.3.1 Principe de fonctionnement de la machine . . . . .	4
1.3.2 Énergie/Coénergie et couple électromagnétique . . . . .	5
1.3.2.1 Principe de création du couple électromagnétique . . . . .	5
1.4 Modélisation de la SRM : . . . . .	7
1.4.1 Modèle électromagnétique : . . . . .	7
1.4.1.1 Modèle de Flux . . . . .	8
1.4.1.2 Modèle de l'inductance . . . . .	9
1.4.2 Modèle dynamique : . . . . .	10
1.5 Caractéristique Couple-Vitesse . . . . .	11
1.6 Alimentation de la machine . . . . .	11
1.6.1 Structure du convertisseur . . . . .	12
1.6.2 Stratégies d'alimentation . . . . .	13
1.6.2.1 Alimentation en courant . . . . .	13
1.6.2.1.1 Technique à Hystérésis : . . . . .	14
1.6.2.1.2 Technique MLI à porteuse triangulaire : . . . . .	15
1.6.2.2 Alimentation en tension (en pleine onde) . . . . .	16
1.7 Commande de la SRM : . . . . .	16
1.8 Avantages, inconvénients et applications de la SRM : . . . . .	19
1.9 Conclusion : . . . . .	21
<b>2 Simulation de la SRM en boucle ouverte</b>	<b>22</b>
2.1 Hypothèses simplificatrices . . . . .	23
2.2 Modèle de la SRM sous Matlab / Simulink . . . . .	23
2.2.1 Bloc "capteur de position" . . . . .	24

2.2.2	Bloc "Alim" . . . . .	25
2.2.3	Bloc "couple" . . . . .	25
2.2.4	Bloc "flux" . . . . .	25
2.2.5	Bloc mécanique . . . . .	26
2.2.6	Bloc estimation de la position . . . . .	26
2.3	Simulation en régime permanent avec capteur de position . . . . .	26
2.4	Simulation en régime permanent avec capteur de position . . . . .	27
2.4.1	Simulation du fonctionnement de la SRM aux grandes vitesses : . . .	27
2.4.2	Simulation du fonctionnement de la SRM aux faibles vitesses : . . . .	29
2.4.2.1	Alimentation Hystérisis . . . . .	29
2.4.2.2	Alimentation MLI . . . . .	30
2.5	Simulation en régime dynamique avec capteur de position . . . . .	32
2.6	Simulation sans capteur de position . . . . .	34
2.7	Conclusion . . . . .	35
<b>3</b>	<b>Étude expérimentale</b>	<b>36</b>
3.1	Présentation du banc d'essai . . . . .	37
3.1.1	Convertisseur de puissance . . . . .	37
3.1.2	Circuit d'interface . . . . .	38
3.1.3	Circuit d'attaque . . . . .	39
3.1.4	Carte d'acquisition des courants . . . . .	39
3.1.5	Capteur de position . . . . .	39
3.1.6	Machine à réluctance variable à double denture . . . . .	40
3.2	Programmation du microcontrôleur . . . . .	41
3.2.1	Architecture du microcontrôleur . . . . .	41
3.2.1.1	Circuit principale . . . . .	41
3.2.1.2	Périphériques (E/S) . . . . .	43
3.2.2	Environnement de programmation . . . . .	45
3.2.3	Configuration et programmation . . . . .	46
3.2.3.1	Programme en pas à pas . . . . .	46
3.2.3.2	Intégration du signal du capteur . . . . .	48
3.2.3.3	Acquisition des courants . . . . .	51
3.3	Résultats des essais . . . . .	53
3.3.1	Alimentation en pleine onde . . . . .	53
3.3.2	Influence de la tension d'alimentation . . . . .	55
3.3.3	Influence des angles de commande $\theta_{on}$ et $\theta_{off}$ . . . . .	56
3.3.4	Alimentation en Hystérisis . . . . .	59
3.4	Identification . . . . .	61
3.5	Validation des résultats . . . . .	63
3.6	Conclusion . . . . .	65
<b>4</b>	<b>Régulation en vitesse de la SRM</b>	<b>66</b>
4.1	Simulation sur Matlab . . . . .	67
4.1.1	Régulateur PI . . . . .	67
4.1.2	Régulateur IP . . . . .	70
4.2	Implémentation sur microcontrôleur . . . . .	72

---

4.2.1	Régulateur PI . . . . .	72
4.2.1.1	Influence du paramètre $K_p$ . . . . .	72
4.2.1.2	Influence du paramètre $K_i$ . . . . .	73
4.2.2	Régulateur IP . . . . .	75
4.3	Conclusion . . . . .	78
	<b>Conclusion générale</b>	<b>79</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>80</b>

---

# Liste des symboles

**SRM** : Switched Reluctance Machine.  
**MRV** : Machines à réluctance variable.  
**Ns** : Nombre de dents statorique.  
**Nr** : Nombre de dents rotorique.  
**VDC** : Tension de bus continue.  
**I** : Courant de la phase.  
 $\Delta I$  : Bande de hachage par hystérésis.  
**f.c.é.m** : Force contre électromotrice.  
**R** : Résistance d'une phase.  
 $\Psi$  : Flux vu par la phase.  
**L1, L2, L3** : Inductance des phases 1,2 et 3.  
**Lmax** : Inductance maximale d'alignement.  
**Lmin** : Inductance minimale d'opposition.  
 $\Omega$  : Vitesse de rotation de la machine.  
 $\theta_{on}$  : Angle d'alimentation.  
 $\theta_{off}$  : Angle d'extinction.  
 $\omega_b$  : Vitesse de base.  
 $C_{em}$  : Couple électromagnétique.  
 $C_r$  : Couple résistant.  
 $f_r$  : Coefficient de frottement.  
**J** : Moment d'inertie du rotor de la machine.  
 $W_m$  : Énergie mécanique.  
 $W_m$  : Énergie magnétique.  
 $W'$  : Co-énergie magnétique.  
**m** : Indice de modulation.  
**r** : Taux de modulation.  
**PWM** : Pulse Width Modulation.  
**MLI** : Modulation de la Largeur d'Impulsion.  
**PI** : Proportionnel intégral.  
**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	Structures des SRM pour différentes combinaisons des nombres de dents et de phases . . . . .	4
1.2	Structure d'une SRM 6/4 . . . . .	4
1.3	Fonctionnement d'une SRM : (a)-Phase c alignée (b)-Phase a alignée (c)-Phase b alignée(c)-Phase c alignée. . . . .	5
1.4	a- Circuit magnétique élémentaire b-Caractéristique électromagnétique du circuit magnétique réluctant . . . . .	6
1.5	(a)-caractéristique flux-courant (b)-Diagramme d'échange d'énergie . . . . .	7
1.6	Schéma du circuit équivalent. . . . .	10
1.7	Caractéristique couple-vitesse de la SRM. . . . .	11
1.8	Structure générale du convertisseur en demi-pont asymétrique. . . . .	12
1.9	Technique à Hystérésis (a) Soft chopping : (I) magnétisation (II) Roue libre (III) démagnétisation (b) Hard chopping : (IV) magnétisation, (V) démagnétisation . . . . .	15
1.10	Technique MLI (a) Soft Chopping (b) Hard Chopping. . . . .	15
1.11	Forme de la tension et du courant pour une alimentation en pleine onde. . . . .	16
1.12	Schéma de commande d'une SRM avec capteur de position. . . . .	17
1.13	page de variation des angles de commande. . . . .	18
1.14	Schéma de commande sans capteur de position. . . . .	19
2.1	Modèle Simulink de la SRM pour une phase associée au convertisseur . . . . .	23
2.2	Modèle Simulink du calcul du courant . . . . .	24
2.3	Modèle Simulink du calcul de la position . . . . .	24
2.4	Modèle Simulink du calcul des formes de tension . . . . .	25
2.5	modèle Simulink du calcul du couple . . . . .	25
2.6	Modèle Simulink du calcul du flux de la machine . . . . .	26
2.7	Modèle Simulink du calcul de la vitesse . . . . .	26
2.8	Modèle d'estimation de la position en 'sensorless' . . . . .	27
2.9	Courant et tension de la phase . . . . .	28
2.10	courant des trois phases avec les inductances associées . . . . .	28
2.11	couple des trois phases et couple total . . . . .	29
2.12	Courant des trois phases avec les inductances associées en Hystérésis . . . . .	30
2.13	Courant et tension de la phase avec différents $\Delta I$ en Hystérésis . . . . .	30
2.14	Courant des trois phases avec les inductances associée en MLI . . . . .	31
2.15	Courant et tension de la phase pour différentes fréquences de la porteuse en MLI . . . . .	31
2.16	Couple des trois phases et couple total en MLI . . . . .	32

2.17	Évolution de la vitesse de rotation à vide « avec capteur » . . . . .	32
2.18	Évolutions des courants dans les phases à vide . . . . .	33
2.19	Évolution du couple électromagnétique à vide « avec capteur » . . . . .	33
2.20	Estimation de la position en régime permanent . . . . .	34
2.21	Position estimée en régime dynamique . . . . .	34
2.22	Vitesse de la machine lors du fonctionnement sans capteur . . . . .	35
3.1	Photographie du banc d'essais . . . . .	37
3.2	Photographie du convertisseur de puissance . . . . .	38
3.3	Photographie de la carte d'interface . . . . .	38
3.4	Schéma d'adaptation des tensions . . . . .	38
3.5	Carte d'acquisition des courants . . . . .	39
3.6	Photographie du capteur de position . . . . .	40
3.7	Architecture du "TMS320F28335" [41] . . . . .	41
3.8	Affectation des lignes d'interruptions [41] . . . . .	42
3.9	Encodeur de pulsations quadratique [41] . . . . .	44
3.10	Présentation de "CCS" . . . . .	45
3.11	Organigramme programme pas à pas . . . . .	47
3.12	Tension a la sortie du "DSC" . . . . .	48
3.13	Courants des trois phases mesurés . . . . .	48
3.14	Signaux du capteur incrémental . . . . .	49
3.15	Inductances des trois phases . . . . .	49
3.16	Organigramme de génération des signaux de commandes avec capteur . . . . .	50
3.17	Organigramme du calcul de la vitesse . . . . .	50
3.18	Position du rotor obtenue sur le "graph window" après mouvement du rotor . . . . .	51
3.19	Signal du capteur et signal d'alimentation . . . . .	51
3.20	Organigramme d'acquisition des courants des trois phases . . . . .	52
3.21	La fonction alimentation "Alim ph1" pour la phase 1 . . . . .	52
3.22	Signal de commande et courant de la phase . . . . .	53
3.23	Courant des trois phases . . . . .	54
3.24	Impulsions de commande et Tension de phase . . . . .	54
3.25	Couple électromagnétique estimé en régime permanent . . . . .	55
3.26	Vitesse de démarrage ; $v = 20V$ . . . . .	55
3.27	Vitesse de la machine en fonction de la tension . . . . .	56
3.28	Signal de commande et courant de phase $T_{on} = -2^\circ$ . . . . .	56
3.29	Influence de $T_{on}$ . . . . .	57
3.30	Variation de la vitesse en fonction de $\theta_{on}$ pour $\theta_{off} = 15^\circ$ . . . . .	57
3.31	Variation du courant d'alimentation en fonction de $\theta_{on}$ avec $\theta_{off} = 15^\circ$ . . . . .	58
3.32	Variation de la vitesse en fonction de $\theta_{off}$ avec $\theta_{on} = 0^\circ$ . . . . .	58
3.33	Variation du courant d'alimentation en fonction de $\theta_{off}$ . . . . .	58
3.34	Signal d'alimentation et courant de phase en hystérésis avec $I_{ref} = 0.9A$ à $310$ tr/min . . . . .	59
3.35	Influence de $I_{ref}$ sur la vitesse . . . . .	59
3.36	Courant de phase pour différents $\delta I$ avec $I_{ref} = 0.9A$ . . . . .	60
3.37	Signal de commande et courant de phase avec $\delta I = 0.05A$ . . . . .	60
3.38	Signal de commande et tension au bornes de la phase . . . . .	60



---

3.39	Inductance de la machine en fonction de la position . . . . .	61
3.40	Système d'identification Matlab . . . . .	62
3.41	Estimation du modèle . . . . .	62
3.42	Vitesse réelle et estimée par le modèle . . . . .	63
3.43	Comparaison Courant pleine onde simulé et expérimental . . . . .	64
3.44	Comparaison évolution de la vitesse simulée et pratique . . . . .	64
3.45	Comparaison Courant hystérésis simulé et expérimental . . . . .	64
3.46	Comparaison évolution de la vitesse simulée et expérimental en hystérésis $I_{ref} = 0.9A$ . . . . .	65
4.1	Structure régulateur PI . . . . .	67
4.2	Structure régulateur IP . . . . .	67
4.3	Vitesse régulée par PI par simulation après application d'un couple résistant	68
4.4	Couple électromagnétique par PI associé à l'application d'un couple résistant	68
4.5	Changement de consigne de vitesse régulée par PI . . . . .	69
4.6	Couple électromagnétique par PI après changement de consigne de vitesse . .	69
4.7	Vitesse régulée par IP par simulation après application d'un couple résistant	70
4.8	Couple électromagnétique par IP associé à l'application d'un couple résistant	70
4.9	Changement de consigne de vitesse régulée par IP . . . . .	71
4.10	Couple électromagnétique par PI après changement de consigne de vitesse . .	71
4.11	Vitesse régulée par PI pour plusieurs valeur de $K_p$ . . . . .	72
4.12	Vitesse régulée par PI pour plusieurs valeur de $K_i$ . . . . .	73
4.13	Réponse vitesse régulée par PI $K_p=3$ $K_i=0.005$ . . . . .	74
4.14	Réponse vitesse régulée par PI après changement de consigne . . . . .	74
4.15	La réponse en vitesse régulé par PI après défauts . . . . .	75
4.16	Vitesse régulée par IP pour plusieurs valeur de $K_p$ avec $K_i = 0.01$ . . . . .	75
4.17	Vitesse régulée par IP pour plusieurs valeur de $K_i$ avec $K_p = 1$ . . . . .	76
4.18	Réponse vitesse régulée par IP $K_p=3$ $K_i=0.05$ . . . . .	76
4.19	Réponse vitesse régulée par IP après changement de consigne . . . . .	77
4.20	La réponse en vitesse régulé par IP après défauts . . . . .	77

---

# Liste des tableaux

---

1.1	Commutations des interrupteurs en Hystérésis à deux niveaux . . . . .	14
1.2	Commutations des interrupteurs en Hystérésis à trois niveaux . . . . .	14
3.1	Caractéristiques de la SRM . . . . .	40

---

# Introduction générale

Les SRM sont de plus en plus connues dans 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 grande vitesse et la tolérance aux défauts, elles sont présentes dans diverses applications industrielles (véhicules électriques, 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 un microcontrôleur.

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 deuxième chapitre est consacré à la modélisation du système d'entraînement de la SRM sous l'environnement Matlab-Simulink, suivie d'une simulation des performances de la machine pour les faibles et grandes vitesses de fonctionnement. Une simulation de la commande avec et sans capteur de position est aussi effectuée dans ce cas.

Le chapitre 3 est consacré à l'étude expérimentale utilisant un banc d'essai à SRM 12/8. Ce banc d'essai est d'abord décrit. Ensuite, une programmation sur microcontrôleur est effectuée, nous permettant 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 microcontrôleur, ils sont utilisées pour la réalisation des essais de commande à faible et grande vitesse et l'étude de l'influence des angles de commande sur les performances de la machine.

Le travail est finalisé par le chapitre 4 qui concerne l'étude la de régulation de la vitesse par simulation et expérimentalement. A cet effet, des régulateurs PI et IP ont été introduit, l'ajustement de leurs paramètres est effectué par simulation et expérimentalement. Ces deux régulateurs sont testés pour les opérations de démarrage et de changement de vitesse et leur performances sont comparés. Une comparaison entres les résultats de simulation et ceux obtenus expérimentalement afin de valider les modèles de simulation.

# Chapitre 1

## Modélisation d'un moteur à réluctance variable à double denture

### Introduction

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 académiques 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.

Ce chapitre introduit quelques caractéristiques de la srm et met en évidence son principe et ses équations de fonctionnement, ainsi que son alimentation et sa commande. Les avantages et les inconvénients avec quelques applications des SRM sont citées à la fin du chapitre.

## 1.1 Les machines à réluctance variable

Les structures de MRV sont très variées [1]. Il est ainsi important de toujours bien préciser de quel type de machine à réluctance variable il s'agit. Cependant, deux structures retiennent plus particulièrement l'attention des chercheurs et surtout les ingénieurs pour les applications industrielles, pour leur simplicité de construction et leurs coûts réduits [1, 2]. Ce sont les machines dites "synchrones à réluctance" (Synchronous Reluctance Machines dans la littérature anglo-saxonne) et les "MRV à double saillance" -MRVDS-, connue plus sous l'appellation SRM (Switched Reluctance Machines pour les Anglo-Saxons). C'est cette machine qui fera l'objet de notre étude.

Les premières machines citées sont à champ tournant, ce sont des machines synchrones à pôles saillants au rotor sans excitation. Les enroulements sont généralement triphasés et alimentés en courant alternatif sinusoïdal [1, 3]. Les secondes, sont des machines à champ pulsé où les phases sont alimentées successivement par des créneaux de courant ou de tension continue [1, 4-6]. Cette succession d'excitations des différentes phases doit être effectuée à des positions bien précises [1, 3], 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 Structure de la SRM

Les SRM sont des machines à double denture et de structure simple qui ne comprend ni bobinage ni aimant permanent au rotor [4, 9]. Chaque structure reçoit une appellation relative à son nombre de dents, par exemple "6/4" signifie : 6 dents au stator et 4 dents au rotor [5, 10]. Les circuits magnétiques du stator et du rotor sont construits à partir d'un empilage de tôles magnétiques (voir figure 1.2a) afin de minimiser au maximum les pertes par courant de Foucault. Différentes structures avec différentes combinaisons du nombre de dents rotorique et statoriques, sont présentées sur la figure 1.1

Les bobinages constituant les phases du moteur sont exclusivement localisés au niveau des encoches du stator. Ils sont de type concentrique (d'où l'indépendance des phases). Chaque bobine est répartie sur des dents diamétralement opposés et connectés en série ou en parallèle à l'alimentation de sorte que les flux produits soient additifs [1, 3, 4, 6, 9].

Le bobinage d'une SRM 6/4 est illustré sur la figure 1.2b : Chaque dent bobinée (au stator) représente elle-même le pôle [1, 3]. Le nombre de pôles est relativement faible par rapport à ceux des MRV classiques et les performances couple- vitesse sont semblables à celles des machines asynchrones et synchrones à aimant permanent. [3, 9, 11].

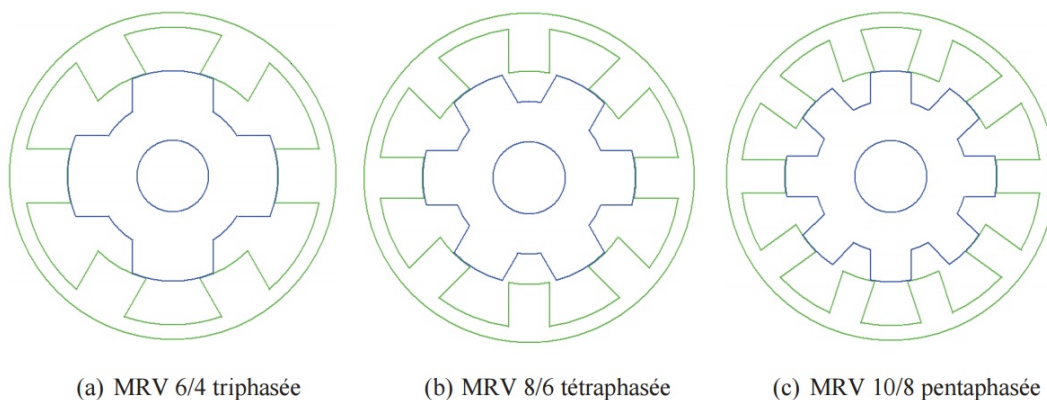


FIGURE 1.1: Structures des SRM pour différentes combinaisons des nombres de dents et de phases

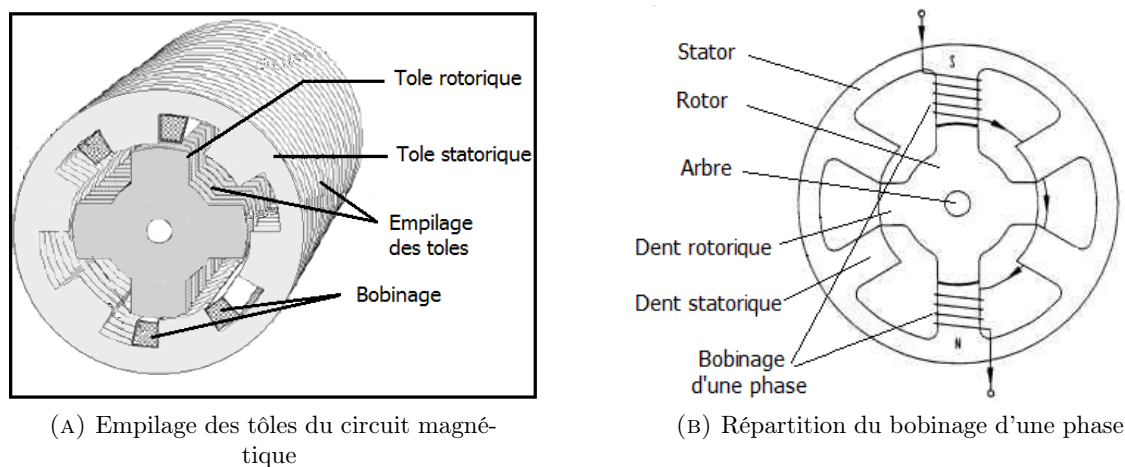


FIGURE 1.2: Structure d'une SRM 6/4

## 1.3 Principe de fonctionnement et de création du couple électromagnétique

### 1.3.1 Principe de fonctionnement de la machine

Le fonctionnement est illustré sur un exemple de SRM triphasée de type 6/4. Ainsi, en alimentant successivement chacune des phases, il est possible d'obtenir un mouvement de rotation continu [3, 12–14], comme le montre la figure suivante 1.3.

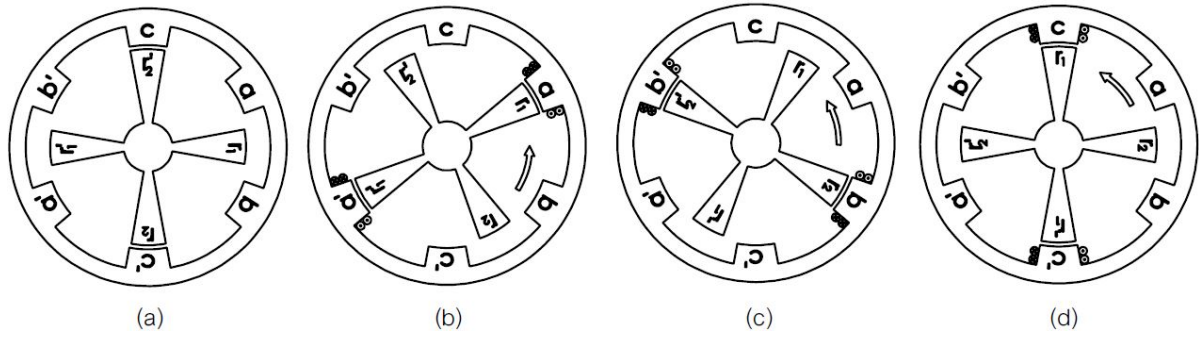


FIGURE 1.3: Fonctionnement d'une SRM : (a)-Phase c alignée (b)-Phase a alignée (c)-Phase b alignée (d)-Phase c alignée.

Supposant qu'initialement les pôles  $c$  et  $c'$  du stator et les dents  $r_2$  et  $r_2'$  du rotor sont parfaitement alignés, comme le montre la figure 1.3(a). L'alimentation de la phase ' $a$ ' entraîne le déplacement des dents  $r_1$  et  $r_1'$  vers l'alignement " $a - a'$ " (figure 1.3(b)) et l'alimentation de la phase ' $c$ ' entraîne le déplacement des deux autres dents  $r_2$  et  $r_2'$  vers l'alignement " $b - b'$ " (cas de la figure 1.3(c)). Par conséquent, il faut une séquence de trois excitations dans l'ordre  $a - b - c$  afin de déplacer le rotor de 60 degrés. Suivant ce raisonnement, un tour de rotor est réalisé en effectuant la séquence  $a - b - c$  autant de fois qu'il y a de nombre de pôles au stator. La commutation de courants dans la séquence  $a - c - b$  produit donc une inversion du sens de rotation du rotor.

### 1.3.2 Énergie/Coénergie et couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est l'un des grandeurs physiques principales caractérisant un moteur électrique. Pour obtenir l'expression du couple, plusieurs approches existent : la méthode qui utilise l'énergie et la coénergie magnétiques est parmi les plus utilisées.

#### 1.3.2.1 Principe de création du couple électromagnétique

Le principe de la production du couple électromagnétique est donné à partir de la machine élémentaire présentée sur la figure 1.4 :

Le couple de la SRM est créé par le principe de variation de la réluctance provoqué par la déformation du circuit magnétique [9, 11, 15]. La position de la partie mobile est repérée par l'angle  $\theta$ . On distingue deux positions particulières : La position d'alignement dite de **conjonction** ( $\theta = 0$ ) correspondant à la réluctance minimale du circuit magnétique, et la position de non-alignement ( $\theta = \Pi/2$ ) dite d'**opposition** correspondant à la réluctance maximale. En alimentant le bobinage, le rotor se déplace de sorte que la réluctance du circuit

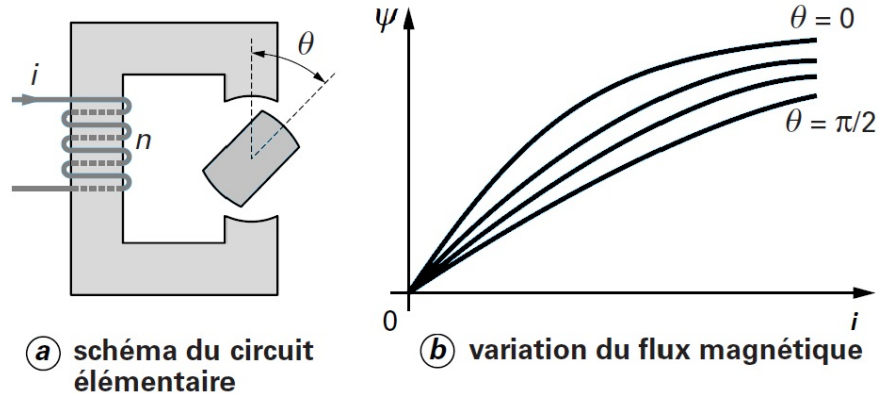


FIGURE 1.4: a- Circuit magnétique élémentaire b- Caractéristique électromagnétique du circuit magnétique réluctant

magnétique soit minimale et ceci quel que soit le sens du courant [5, 6, 16].

Le flux produit est une fonction de la position du rotor et du courant dans l'enroulement, sa variation en fonction de  $i$  et de  $\theta$  se présente sous la forme donnée sur la figure 1.4 d'où :

$$\Psi = \Psi(\theta, i) \quad (1.1)$$

Par la méthode de variation des énergies [17], on montre que le couple instantané de toute machine électromagnétique s'exprime (en convention moteur) en fonction de l'énergie magnétique comme [5, 6, 16, 18] :

$$C_{em} = \left[ \frac{\partial W}{\partial \theta} \right]_{\psi=cst} \quad (1.2)$$

Ou encôtre :

$$C_{em} = \left[ \frac{\partial W'}{\partial \theta} \right]_{i=cst} \quad (1.3)$$

Où  $\theta$  est l'angle mécanique et  $W$  et  $W'$  sont respectivement l'énergie et la coénergie magnétiques. A une position donnée l'énergie et la coénergie magnétiques sont représentées respectivement par la surface au-dessus et au-dessous la caractéristique magnétique (voir figure 1.5(a)). Elles sont donc exprimées comme :

$$W = \int_0^{\psi_0} i(\theta, \psi) d\psi \quad (1.4)$$

Et

$$W' = \int_0^{I_0} \Psi(\theta, i) di \quad (1.5)$$



En général, la coénergie est plus utilisée car la caractéristique  $\psi(\theta, i)$  est mieux connue que la caractéristique  $i(\theta, \psi)$ .

Lors d'un déplacement infinitésimal  $\Delta\theta$  et à excitation donnée ( $i = \text{cst}$ ), Il y a une variation de l'énergie et de la coénergie. Le travail mécanique effectué est égale au changement en coénergieréprésentée par la surface  $\Delta W_m$  sur la figure 1.5(b) [5, 6, 17, 18]. Ce résultat découle directement du *Principe des Travaux Virtuels*[17].

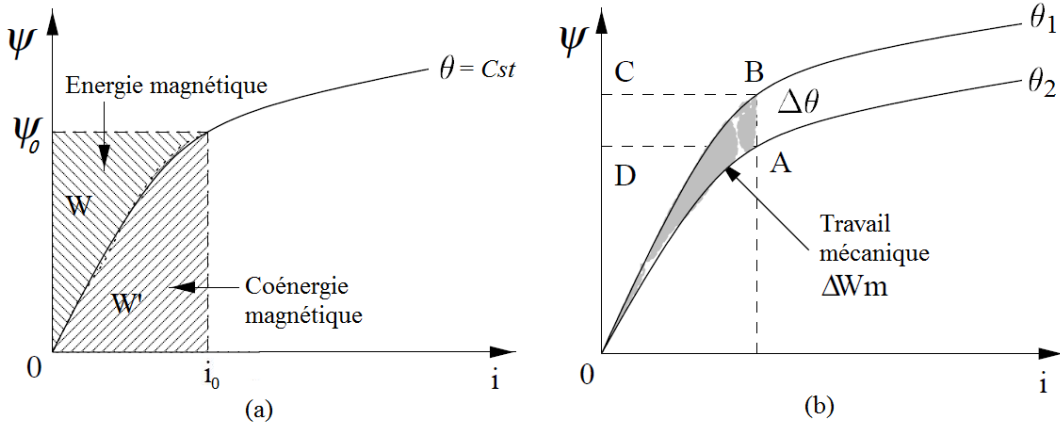


FIGURE 1.5: (a)-caractéristique flux-courant (b)-Diagramme d'échange d'énergie

## 1.4 Modélisation de la SRM :

### 1.4.1 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 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.

#### Hypothèses simplificatrices

En vue de simplification du modèle, les hypothèses de travail sont les suivantes[13, 19] :

- 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.

#### 1.4.1.1 Modèle de Flux

La tension appliquée à la  $j$ -ème phase est égale à la somme de la chute de tension résistive à travers l'enroulement de la phase et de la variation du flux sous un pôle du rotor et qui est donné par [4-6, 16] :

$$V_j = R_s \cdot i_j + \frac{\partial \Psi_j}{\partial t} \quad (1.6)$$

Où

$R_s$  : Résistance du bobinage de chaque phase du stator, exprimée en ohms ( $\Omega$ )

$V_j$  : la tension appliquée à la  $j$ ème phase, en volts (v)

$\Psi_j$  : le flux magnétique totale par phase, en Weber (W)

$i_j$  : le courant passant dans la  $j$ ème phase, exprimé en ampère (A)

$\theta$  : Position mécanique du rotor, exprimé en radians (rad)

En faisant la supposition que le flux de chaque phase dépend de la position du rotor et du courant de la même phase, exprimée par l'équation 1.1, on peut écrire :

$$\frac{\partial \Psi_j(\theta, i_j)}{\partial t} = \frac{\partial \Psi_j}{\partial i_j} \frac{\partial i_j}{\partial t} + \frac{\partial \Psi_j}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad (1.7)$$

Sachant que :

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = \omega \quad (1.8)$$

Où  $\omega$  représente la vitesse de rotation exprimée en rad/s ; dans ce cas l'équation (1.6) s'écrit :

$$V_j = R_s \cdot i_j + \frac{\partial \Psi_j}{\partial i_j} \frac{\partial i_j}{\partial t} + \frac{\partial \Psi_j}{\partial \theta} \cdot \omega \quad (1.9)$$

Le couple électromagnétique peut être exprimé à partir des équations 1.3 et 1.5 comme :

$$C_{em} = \frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^{I_0} \Psi(\theta, i) di = \int_0^{I_0} \frac{\Psi(\theta, i)}{\partial \theta} di \quad (1.10)$$

Dans ce modèle, il est nécessaire de connaître la caractéristique magnétique  $\Psi_j(\theta, i_j)$ . Elle est en général déterminée par éléments finis ou expérimentalement. Cette caractéristique

est souvent représentée par des tables flux-position-courant et utilisée dans la technique du look-up table [20–22].

#### 1.4.1.2 Modèle de l'inductance

Le flux par phase peut être exprimé comme :

$$\Psi_j = L \cdot i_j \quad (1.11)$$

Où «  $L$  » est l'inductance dynamique 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 :

$$L = L(\theta, i_j) \quad (1.12)$$

L'équation (1.6) de la tension peut alors être ré-exprimée par [6] :

$$\begin{aligned} V_j &= R_s \cdot i_j + L(\theta, i_j) \frac{\partial i_j}{\partial t} + i_j \left( \frac{\partial L(\theta, i_j)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial \theta}{\partial t} + \frac{\partial L}{\partial i_j} \frac{\partial i_j}{\partial t} \right) \\ &= R_s \cdot i_j + L(\theta, i_j) \frac{\partial i_j}{\partial t} + \frac{\partial L(\theta, i_j)}{\partial i_j} \frac{\partial i_j}{\partial t} \cdot i_j + \frac{\partial L(\theta, i_j)}{\partial \theta} \omega \cdot i_j \end{aligned} \quad (1.13)$$

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 :

$$V_j = R_s \cdot i_j + L(\theta) \frac{\partial i_j}{\partial t} + \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \omega \cdot i_j \quad (1.14)$$

L'équation 1.14 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 :

$$e = \frac{\partial L}{\partial \theta} \cdot \omega \cdot i_j \quad (1.15)$$

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 1.6.

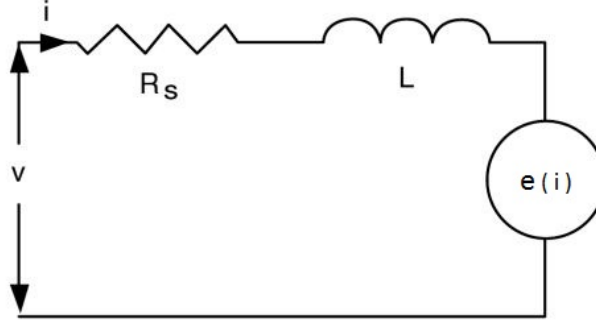


FIGURE 1.6: Schéma du circuit équivalent.

Dans ce cas, le couple peut s'exprimer par [4-6, 16] :

$$(C_{em})_j = \frac{1}{2} \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} i_j^2 \quad (1.16)$$

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 total est exprimé par :

$$(C_{em})_{totale} = \sum_{j=1}^m (C_{em})_j \quad (1.17)$$

### 1.4.2 Modèle dynamique :

L'équation mécanique de la SRM est donnée par :

$$(C_{em})_{totale} = J \cdot \frac{\partial \omega}{\partial t} + f_r \cdot \omega + C_r \quad (1.18)$$

- $\omega$  : vitesse angulaire de rotation en radians par seconde (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.

## 1.5 Caractéristique Couple-Vitesse

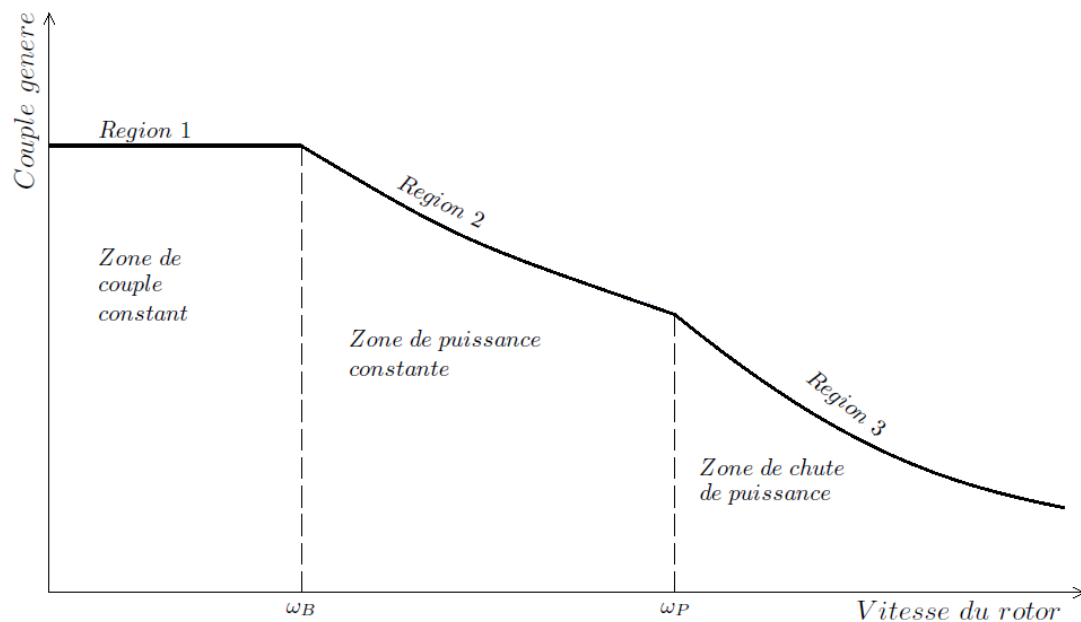


FIGURE 1.7: Caractéristique couple-vitesse de la SRM.

Cette caractéristique comprend trois zones :

zone de couple constant où le courant est régulé.

zone de puissance constante : appelé aussi zone de survitesse ou d'entraînement. Dans cette zone le couple ne peut plus être maintenu constant, or le fonctionnement à puissance constante est possible.

Zone de chute de puissance : ni la puissance ni le couple ne peuvent être maintenus constants.

$\omega_B$  est la vitesse de base : c'est la vitesse limite du fonctionnement à couple constant.

## 1.6 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 [15]. Pour les petites puissances, le critère essentiel est souvent celui de la simplicité et de la réduction des coûts [4–6, 15]. 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 [5, 9, 10, 15]. 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.

### 1.6.1 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 1.8 :

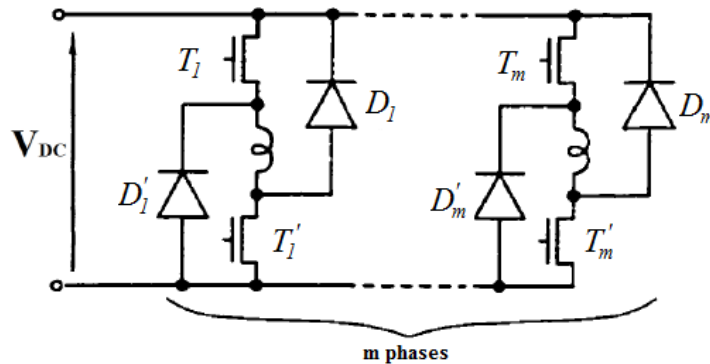


FIGURE 1.8: Structure générale du convertisseur en demi-pont asymétrique.

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

L'excitation d'une phase est effectuée en débloquant les deux transistors en série avec la phase (généralement des IGBTs pour leur rapidité). Sa désexcitation est exécutée en bloquant les deux transistors, provoquant ainsi la conduction des diodes de roue libre. Ce qui permet la restitution de l'énergie magnétique non convertie vers la source d'alimentation [4, 5].

La régulation de courant peut être réalisée en agissant sur un ou les deux transistors en série en même temps, durant la période de conduction, ce qui correspond respectivement aux modes de régulation « soft » et « Hard chopping » [12, 13, 23, 24] décrits ultérieurement dans ce chapitre.

Ce type de convertisseurs assure une certaine fiabilité grâce à sa possibilité d'alimenter indépendamment les phases de la machine. De plus, l'enroulement de la phase en série avec les deux interrupteurs permet une bonne protection contre les défauts électriques [5, 25]. Par ailleurs, cette structure assure l'alimentation de la machine dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse [5, 17].

Comparé aux différentes structures de convertisseurs destinés à l'alimentation des SRM cités dans la littérature [5, 6, 10, 11, 23], la structure en demi-pont asymétrique est la plus avantageuse dans les différents domaines d'application. En effet, elle offre les meilleurs compromis technico-économiques exigés par les cahiers de charge [5, 10].

## 1.6.2 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) [5, 10].

Pour les faibles vitesses (inférieures à la vitesse de base  $\omega_b$ ) 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 [Miller, Krishnan]. 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  $\omega_p$  au delà de laquelle commence la zone de chute de puissance.

### 1.6.2.1 Alimentation en courant

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

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

**1.6.2.1.1 Technique à Hystérésis :** Cette technique consiste à limiter le courant dans une bande  $\Delta i$  autour d'une valeur de référence  $I_{ref}$ . La logique de commande inverse le sens de courant quand la différence  $|I_{rel} - I_{ref}|$  dépasse  $\Delta i/2$ . On distingue deux types d'alimentation par hystérésis.

• **Hystérésis à deux niveaux (hard chopping)** 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 [10, 26]. 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	$+V_{DC}$
D et D' passants T et T' bloqués	Décroissant	$-V_{DC}$

TABLE 1.1: Commutations des interrupteurs en Hystérésis à deux niveaux

• **Hystérésis à trois niveaux de tension (Soft chopping)** Cette technique diffère de la précédente par le fait que chaque interrupteur est commandé séparément. Elle consiste à exciter chaque phase de la SRM par des créneaux de tension de deux niveaux  $0V$  et  $+V_{DC}$  pour réguler le courant. Le niveau  $-V_{DC}$  n'intervient qu'à la fin de l'alimentation de la phase pour la désexcitation. Pour cela, il est plus convenable dans la conception logique d'utiliser un transistor pour la régulation de courant (hachage) et l'autre pour l'excitation et la désexcitation de la phase (commutation) [5, 26]. D'où le tableau suivant :

État des interrupteurs	Courant de la phase $i$	tension de la phase
T et T' passants D et D' bloquées	$>0$ (Croissant)	$+V_{DC}$
T et D passants ou bien T' et D' passants	$>0$ (Décroissant)	0
T et T' bloqués D et D' passants	$>0$ (Décroissant)	$-V_{DC}$
T et T' bloqués D et D' fermées	$=0$	0

TABLE 1.2: Commutations des interrupteurs en Hystérésis à trois niveaux

Les formes de courants et de tensions pour les deux modes de commande de la technique de régulation de courant par Hystérésis sont représentées sur la figure 1.9



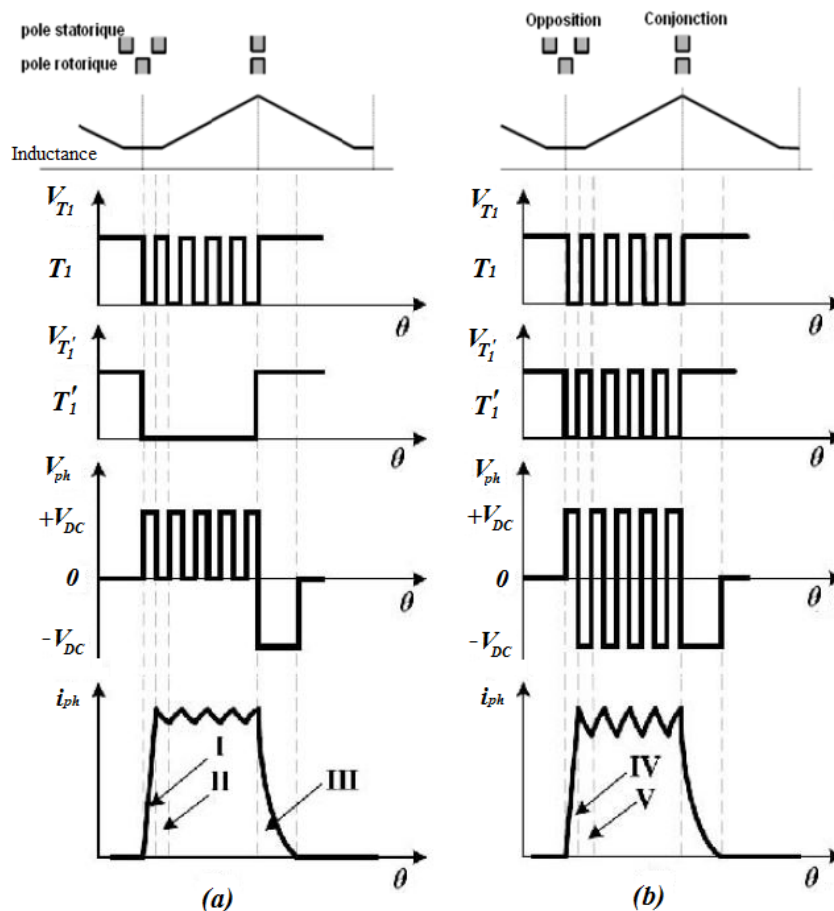


FIGURE 1.9: Technique à Hystérésis (a) Soft chopping : (I) magnétisation (II) Roue libre (III) démagnétisation (b) Hard chopping : (IV) magnétisation, (V) démagnétisation

**1.6.2.1.2 Technique MLI à porteuse triangulaire :** La tension et le courant de phase pour cette technique sont représentés sur la figure suivante

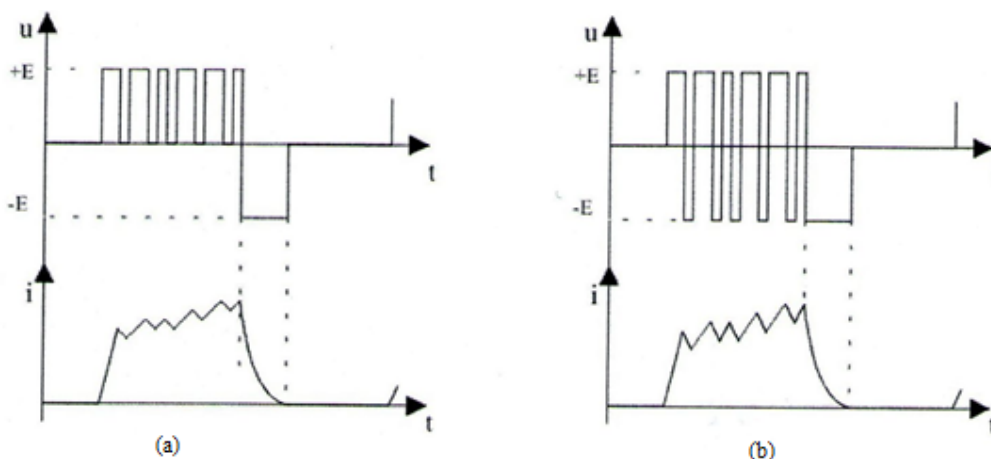


FIGURE 1.10: Technique MLI (a) Soft Chopping (b) Hard Chopping.

**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.

### 1.6.2.2 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 1.11 montre le principe de cette technique. La vitesse du moteur est contrôlée en alimentant chaque phase entre l'angle d'allumage (ou d'ouverture)  $\theta_{on}$  et l'angle de fermeture (ou d'extinction)  $\theta_{off}$ .

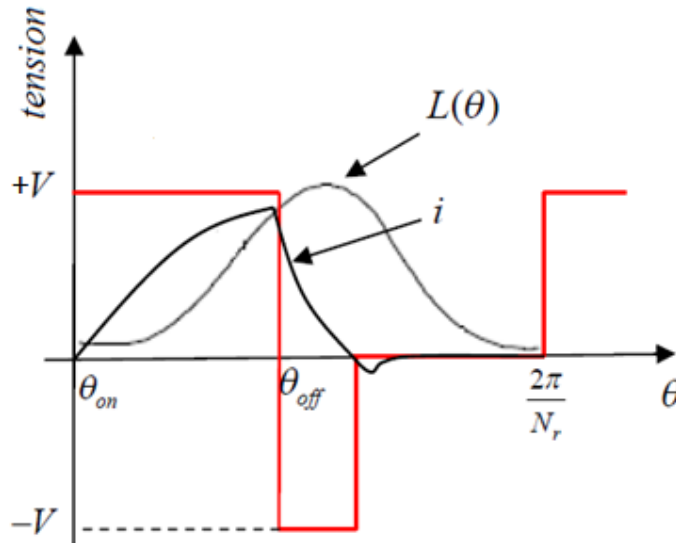


FIGURE 1.11: Forme de la tension et du courant pour une alimentation en pleine onde.

## 1.7 Commande de la SRM :

La commande des machines à réluctance variables est plus complexe que celle des machines à courant continu ou à courant alternatif. En effet, les formes non sinusoïdales des courants ainsi que la non-linéarité de la machine rendent les techniques classiques telles que la commande à flux orientés difficile à réaliser [27]. Par contre, des techniques de commande plus évoluées qui tiennent compte des non-linéarités ont été adaptées aux entraînements à base de SRM [28–32].

La commande des SRM nécessite une bonne connaissance de la caractéristique magnétique, qui peut être déterminée soit par des méthodes de calculs (méthode des Éléments Finis) [32, 33], ou expérimentalement [33]. Néanmoins, la connaissance de la caractéristique d'inductance en fonction de la position peut être suffisante pour réaliser la commande dans une certaine plage de fonctionnement.

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, en utilisant l'une des techniques dites « d'estimation de la position » appelé aussi « sensorless ».

Grâce au développement des microcontrôleurs et DSP et de leurs Softwares, 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 [13]. Le capteur optique incrémental est le plus utilisé.

Le système de commande avec capteur de la SRM est présenté par le schéma synoptique suivant :

Le système de commande de la SRM est constitué d'un convertisseur, du capteur de posi-

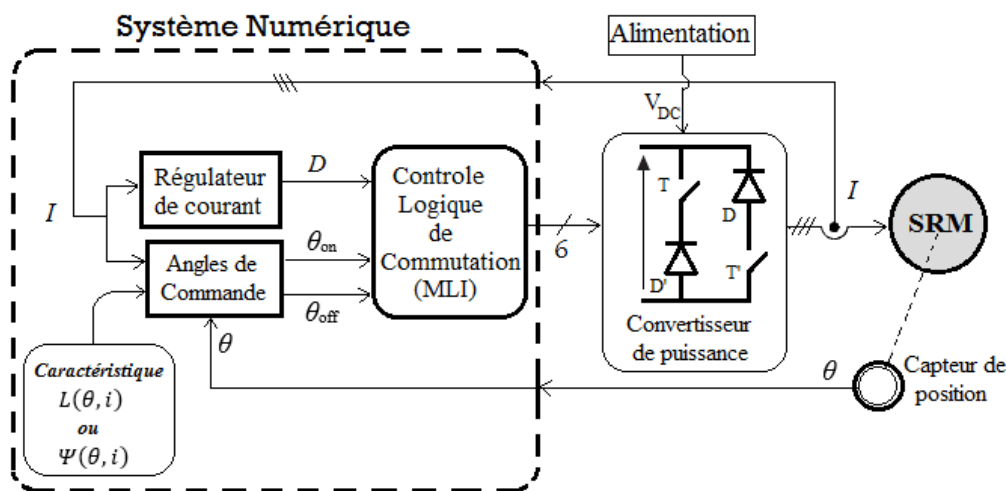


FIGURE 1.12: Schéma de commande d'une SRM avec capteur de position.

tion 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 désiré. La commutation des

phases est assurée par les angles de commande qui sont choisis en fonction de la caractéristique magnétique où bien en fonction de la caractéristique d'inductance. Pour le cas de la caractéristique d'inductance les angles sont représentés sur la figure 1.13.

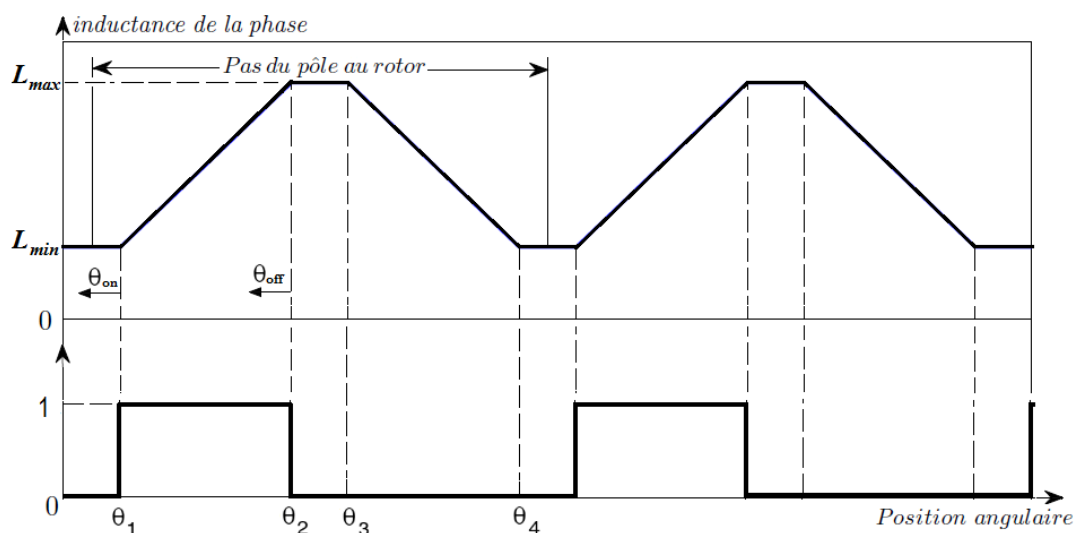


FIGURE 1.13: plage de variation des angles de commande.

Le principe est de choisir  $\theta_{on}$  juste avant la croissance de l'inductance et  $\theta_{off}$  avant d'atteindre la zone de l'inductance maximale (alignement des dents). Le contrôle de ces angles permet de gérer les performances de la SRM.

### Commande sans capteur de position (commande en sensorless) :

L'encombrement et le coût des capteurs, encouragés par le développement des circuits de commande permettant des calculs très complexes avec des temps d'exécution de plus en plus court, ont conduit à la suppression du capteur de position. Ce capteur est alors remplacé par un estimateur de la position qui peut être réalisé par plusieurs techniques [7, 8, 34–36]. Un cas général de la technique d'estimation de position est représenté par le schéma de la figure 1.18

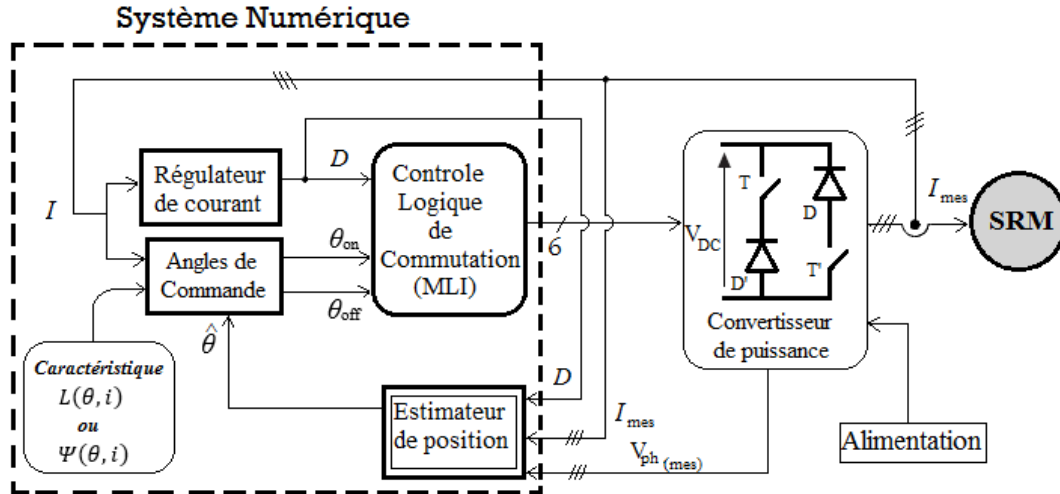


FIGURE 1.14: Schéma de commande sans capteur de position.

### Commande en vitesse :

La commande en vitesse peut être réalisée par des régulateurs classiques PI et IP et par des techniques plus avancées tel que :

- Linéarisation par retour d'état [15, 28].
- Commande par logique floue [33].
- Commande par mode glissant [9, 29, 30].
- Commande par réseau de neurones [31, 32].

## 1.8 Avantages, inconvénients et applications de la SRM :

Les SRM offrent plusieurs avantages qui sont :

- **Haute performance** : Un couple développé plus important que celui d'un moteur synchrone de même rendement, et est quasi-constant sur une grande plage de vitesse [5, 6, 9, 11].
- **Cout bas** : dû à la simplicité de construction, aux matériaux qui sont peu cher (pas d'aimants permanents), s'ajoute à cela la maintenance réduite [1, 5, 6, 11, 37].
- **Capacités élevées** : en vitesse et en accélération, les SRM peuvent atteindre de très grandes vitesses (100 000 tr/mn) avec un système d'entraînement adéquat [5, 6, 11].
- **Refroidissement** : les pertes joule sont essentiellement concentrées dans le stator qui est relativement facile à refroidir [5, 9, 11, 37].
- **Indépendance entre les phases** : L'ouverture ou le court-circuit d'une phase influence peu les autres phases. Ainsi, la fiabilité d'une SRM est élevée [5, 37].

- **Excellentes performances dans des environnements extrêmes** : Elles sont souhaitables pour des applications à haute température, haute vitesse, milieu corrosifs (mines, offshore)[1, 37]
- **Tolérance aux défauts** : Si jamais une ou deux phases sont ouvertes durant le fonctionnement, la SRM continue à tourner même avec une seule phase.

Néanmoins, les SRM possèdent quelques inconvénients, qui limitent leurs applications dans l'industrie. Les inconvénients principaux cités dans la littérature sont les suivants :

- **L'ondulation de couple**, les vibrations ainsi que les bruits acoustiques relativement plus élevés que les machines asynchrones et les machines à aimants permanents [37]. Mais il y a heureusement déjà plusieurs méthodes de compensations actives ou passives [38, 39] pour diminuer les vibrations et les bruits acoustiques d'origines mécaniques ou électromagnétique.
- **Alimentations en courant unidirectionnel** [37] : qui est préférable dans les SRM, ce qui nécessite souvent des convertisseurs non-standards. Pourtant, pour différentes applications, des convertisseurs bipolaires (demi-point ou pont complet) ont aussi vu le jour [1, 15].
- Le bon fonctionnement à faible vitesse demande **un profil complexe** de l'onde du courant et des **mesures précises** de la position du rotor [37].

## Applications

- Laves-linge et sèches linges.
- Systèmes de conditionnement de l'air dans des TGV allemands, 40kW et 30000 tr/min [37]
- refroidissement des moteurs automobile
- transporteuse de charbon 300 kW 2000 tr/min. dans les mines Selby, Royaume Uni
- Centrifugeuse pour application médicale(30000 tr/mn).
- Moteurs de Traction électrique automobile[40]
- Turbo compresseur pour automobile, 70000 tr/mn.
- servomoteurs.

## 1.9 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. Une simulation de la commande en boucle ouverte avec et sans capteur de position et aussi testé en fin du chapitre.



## 2.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier le modèle et gagner en temps de calcul, on adopte les hypothèses suivantes :

- ✓ Les résistances statorique des trois phases sont égales, et restent constantes en fonction de la température.
- ✓ Les inductances sont supposées identique pour les trois phases.
- ✓ Les trois phases sont découplées entre eux magnétiquement
- ✓ Les courants induits dans la machine sont négligeables. (circuit magnétique feuilleté).

## 2.2 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.

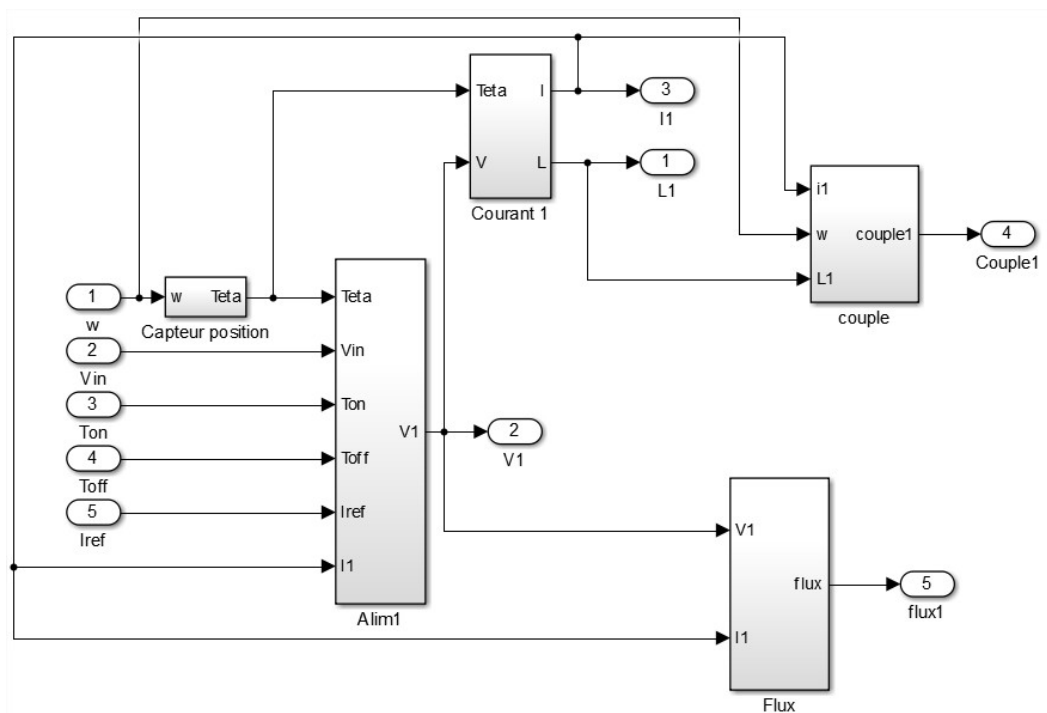


FIGURE 2.1: Modèle Simulink de la SRM pour une phase associée au convertisseur

Ce modèle est constitué de cinq blocs principaux.

## Bloc "Courant"

Le bloc courant qui est présenté sur la figure 2.2, permet de calculer le courant instantané de la phase à partir de la tension 'V', et de la position 'Teta'.

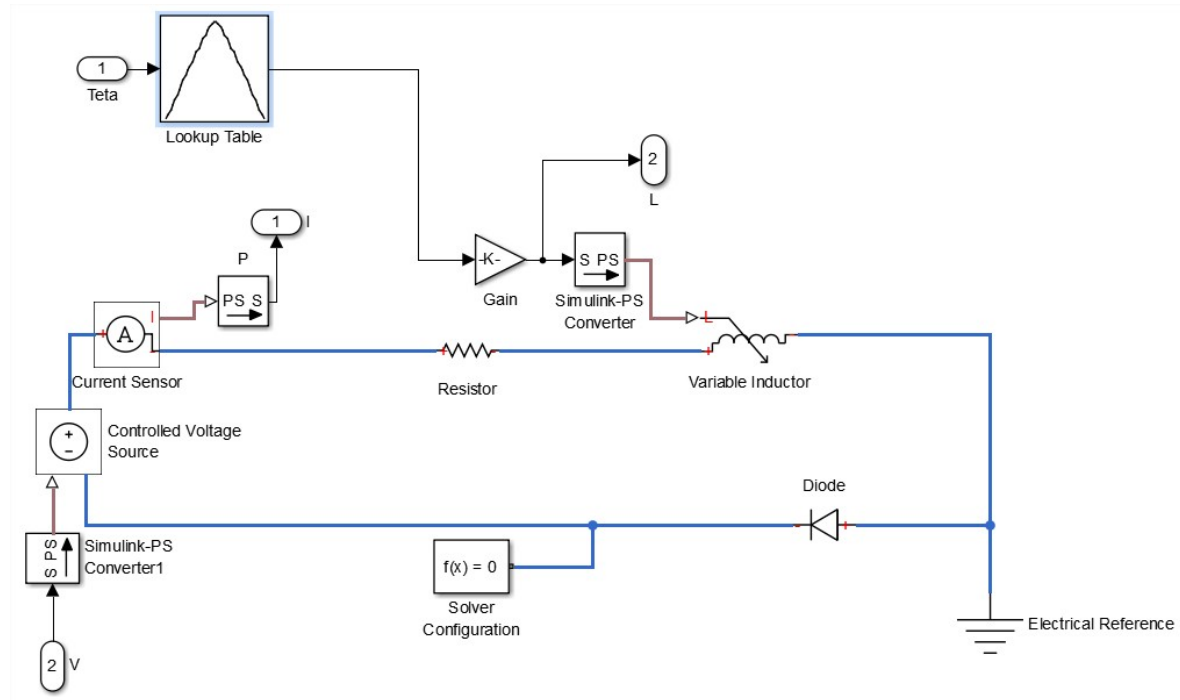


FIGURE 2.2: Modèle Simulink du calcul du courant

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.

### 2.2.1 Bloc "capteur de position"

Ce bloc calcule la position 'Teta' en effectuant l'intégration de la vitesse 'w' comme présentée sur la figure 2.3.

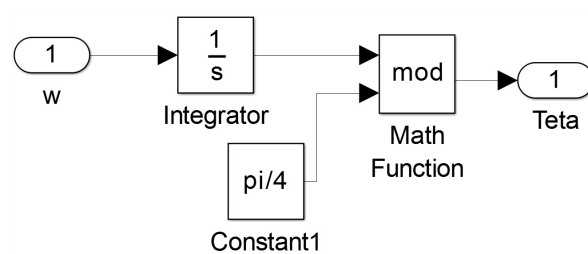


FIGURE 2.3: Modèle Simulink du calcul de la position

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

### 2.2.2 Bloc "Alim"

Le bloc 'Alim' qui est présenté sur la figure 2.4 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'.

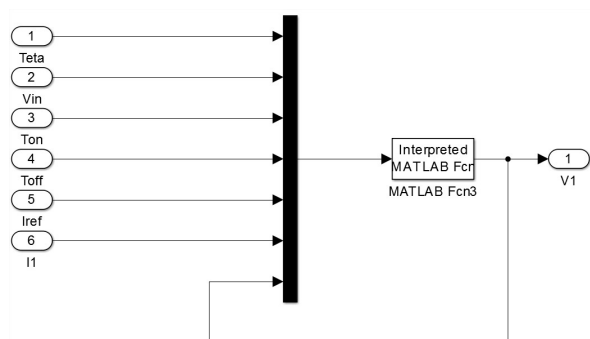


FIGURE 2.4: Modèle Simulink du calcul des formes de tension

### 2.2.3 Bloc "couple"

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

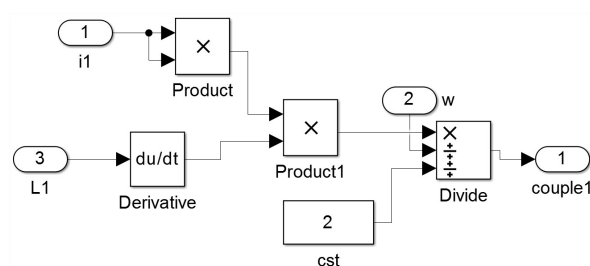


FIGURE 2.5: modèle Simulink du calcul du couple

### 2.2.4 Bloc "flux"

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

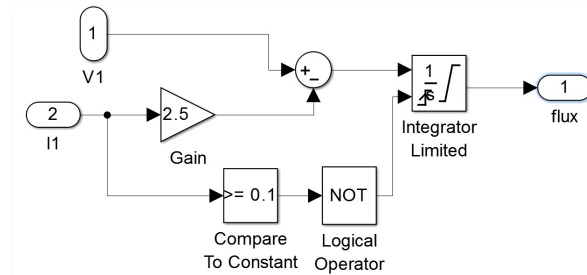


FIGURE 2.6: Modèle Simulink du calcul du flux de la machine

### 2.2.5 Bloc mécanique

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

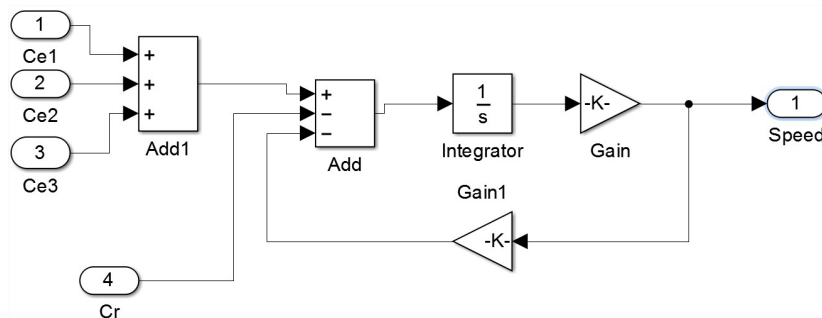


FIGURE 2.7: Modèle Simulink du calcul de la vitesse

### 2.2.6 Bloc estimation de la position

Ce bloc sera utilisé lors du fonctionnement en 'sensorless'. La position est estimée grâce aux courants et flux des trois phases comme présenté sur la figure 2.8.

## 2.3 Simulation en régime permanent avec capteur de position

Les paramètres de la SRM 12/8 utilisés dans la simulation ont été déterminées expérimentalement : l'identification des paramètres de la machine est présentée au chapitre 3.

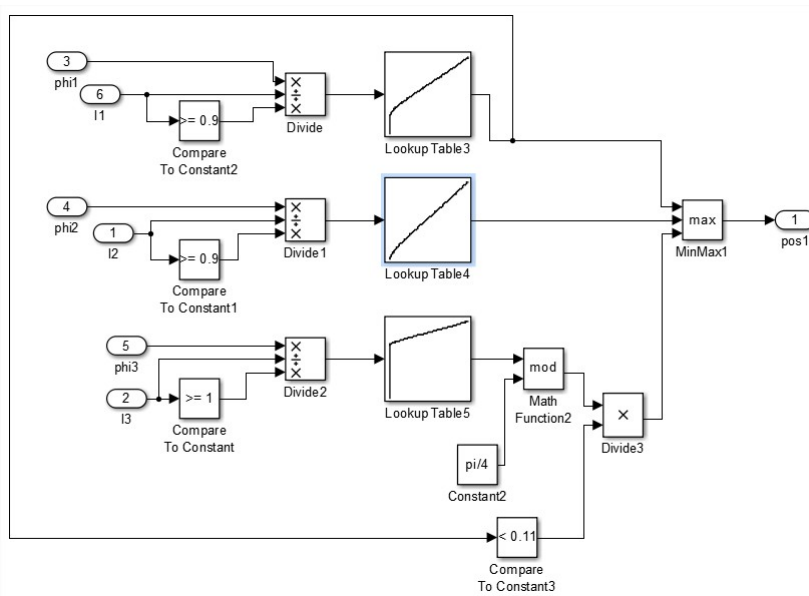


FIGURE 2.8: Modèle d'estimation de la position en 'sensorless'

## 2.4 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

### 2.4.1 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  $\theta_{on} = 0^\circ$  et  $\theta_{off} = 15^\circ$ .

Les résultats obtenus par simulation représentés sur les figures 2.9 , 2.10 et 2.11 montrent 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

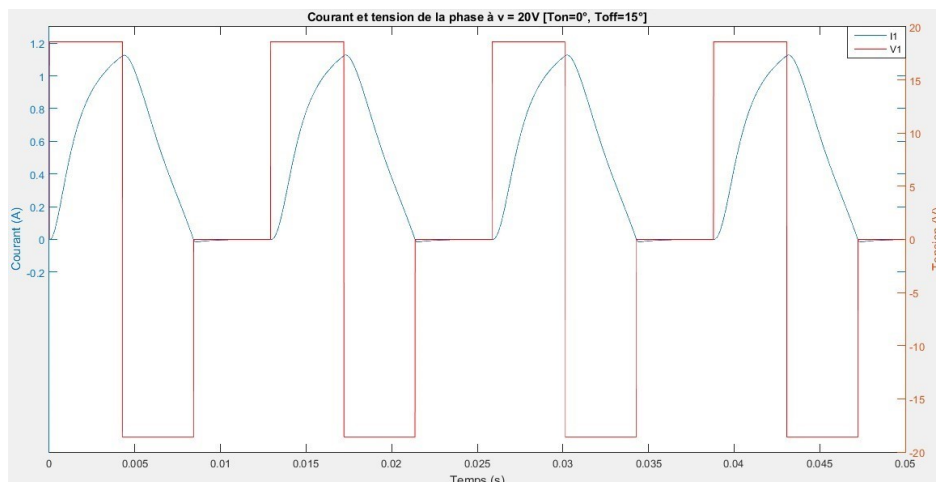


FIGURE 2.9: Courant et tension de la phase

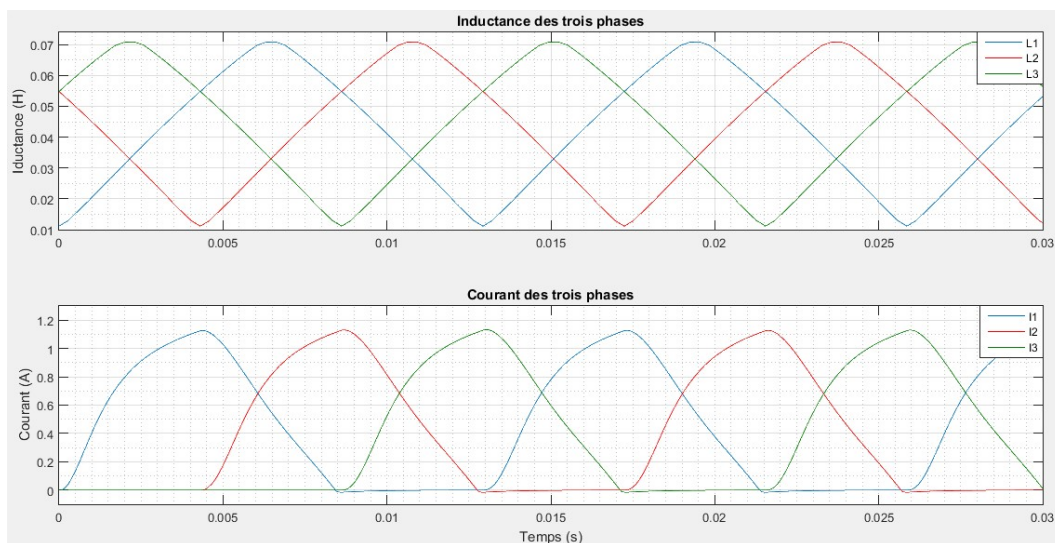


FIGURE 2.10: courant des trois phases avec les inductances associées

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.

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 2.11). Ce phénomène est dû à l'existence d'un courant dans la phase après l'alignement et qui correspond à la zone de décroissance de l'inductance, ce qui se traduit par l'apparition d'un couple de sens opposé (signe négatif). Ce phénomène a lieu au même temps où la phase suivante est alimentée, ce qui soumet le rotor à deux couples de sens opposés et engendre par la suite des vibrations supplémentaires. Ce retard en l'extinction du courant est dû au caractère inductif de la SRM (bobines) qui fait que le courant s'annule à une position  $\theta_{ext}$  (angle d'extinction) supérieure à  $\theta_{off}$  (angle de désexcitation de la phase).

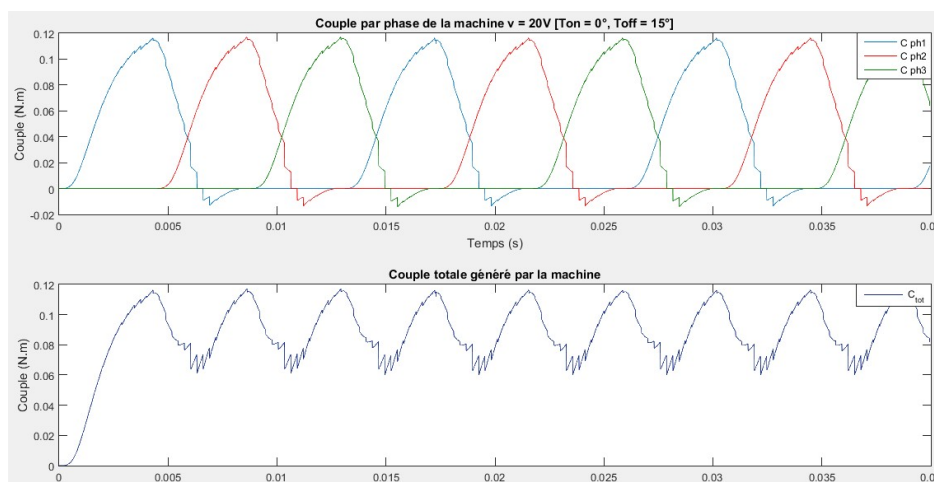


FIGURE 2.11: couple des trois phases et couple total

## 2.4.2 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 deux techniques de régulation de courant : la MLI et l'Hystérésis avec le mode de commande des transistors « Hard chopping » sont considérés .

### 2.4.2.1 Alimentation Hystérésis

La simulation est effectuée à une vitesse de rotation de  $311 \text{tr}/\text{min}$ , et une tension de  $20\text{V}$ , les angles de commande  $\theta_{on} = 0^\circ$  et  $\theta_{off} = 15^\circ$ , avec le réglage de  $I_{ref} = 0.9\text{A}$ . Les resultats sont présentés sur les figures 2.12 et 2.13.

Les formes obtenues des courants de phases 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, elle change en fonction de la région de l'inductance où on se trouve. Pour prévoir la fréquence des transistors à choisir il faut tenir compte de la plus haute fréquence existante dans la forme des courants. On constate un léger dépassement lors de la première montée du courant, ce qui est dû au caractère inductif de la SRM.

En jouant sur la largeur de la bande d'Hystérésis  $\Delta I$  (voir figure 2.13) on peut contrôler les fluctuations de courants et donc du couple, ce qui est tolérable pour certaines applications, mais cela engendre des fréquences de hachage plus importantes, ce qui risque de détériorer les interrupteurs suite à une surchauffe à cause des fréquences élevées, d'où la nécessité de faire un compromis entre les deux aspects.

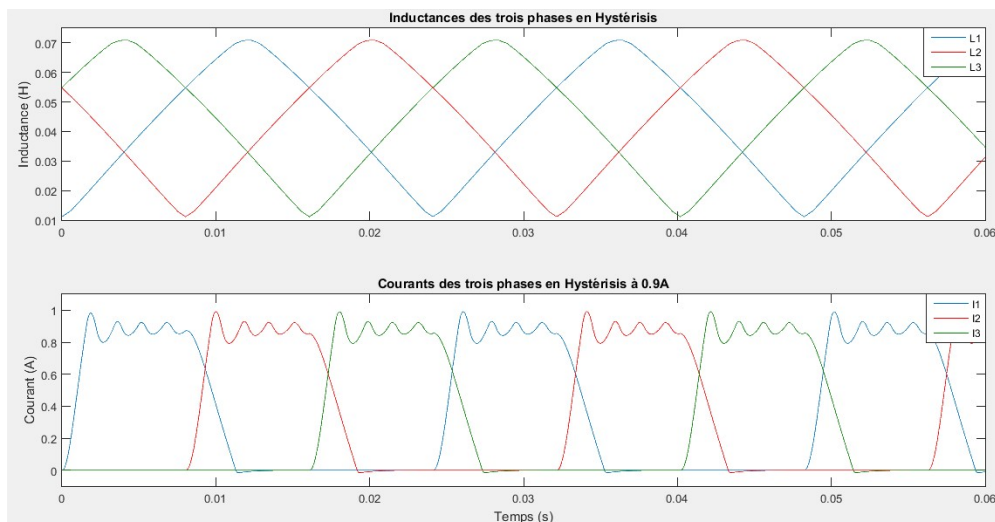
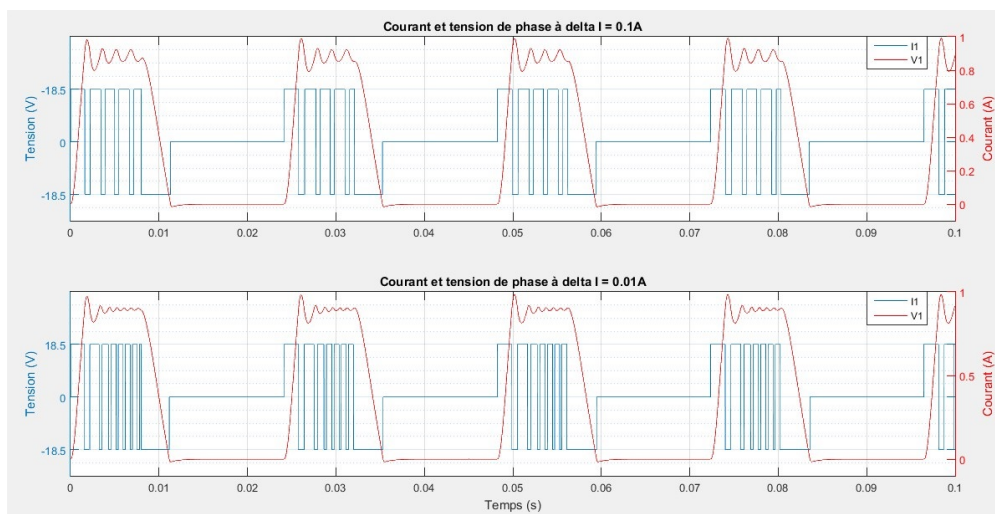


FIGURE 2.12: Courant des trois phases avec les inductances associées en Hystérésis

FIGURE 2.13: Courant et tension de la phase avec différents  $\Delta I$  en Hystérésis

#### 2.4.2.2 Alimentation MLI

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

les résultats présentés montrent que le courant de phase est bien régulé à 0.9 A, et le couple est presque constant durant la période d'alimentation. Les ondulations de couple sont essentiellement dues à la commutation de phase.

Contrairement à l'alimentation par Hystérésis, cette technique est caractérisée par une fréquence quasi constante, d'où la facilité de dimensionnement des composants du convertisseur.



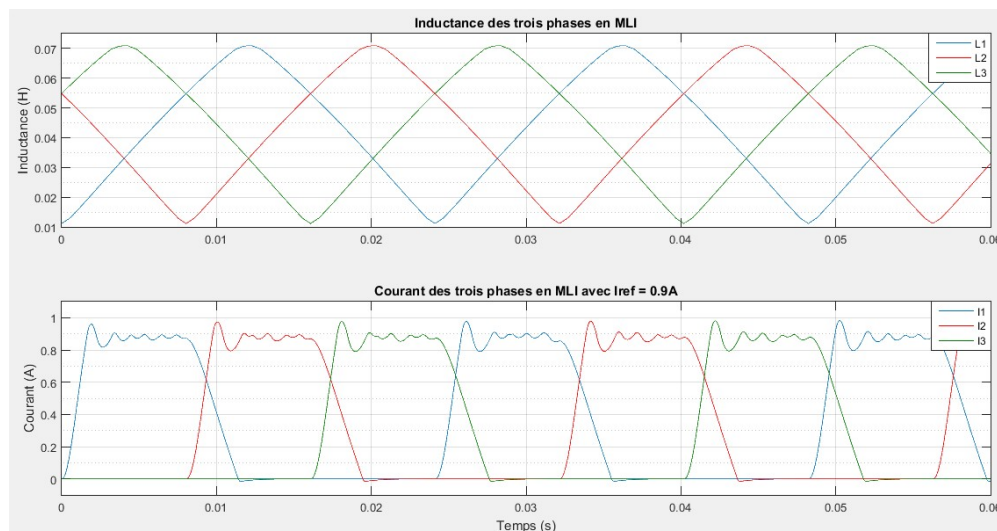


FIGURE 2.14: Courant des trois phases avec les inductances associée en MLI

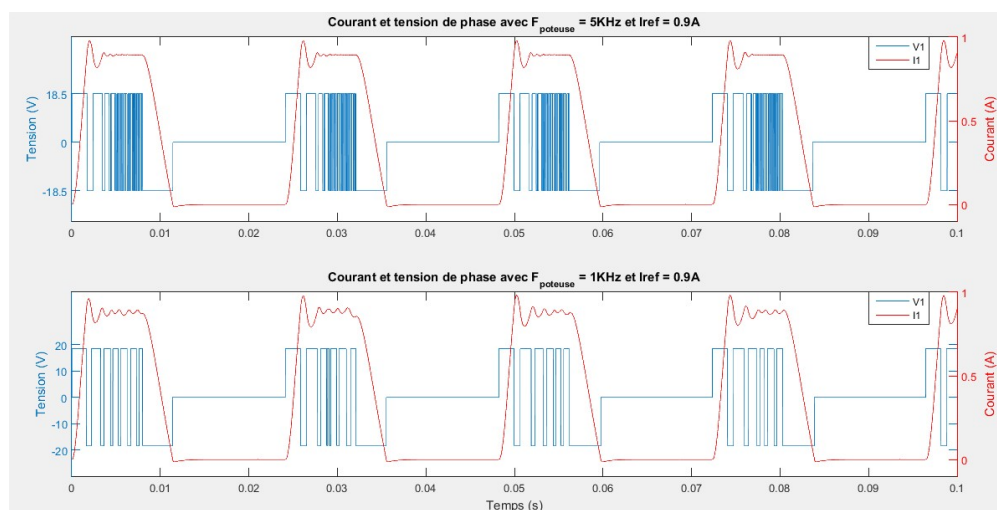


FIGURE 2.15: Courant et tension de la phase pour différentes fréquences de la porteuse en MLI

Comme pour l'alimentation à Hystérisis, le courant présente un dépassement lors de la première excitation de la phase (fermeture des transistors). mais cette fois-ci la régulation du courant autour de la valeur de référence s'effectue d'une manière plus lisse.

**Remarque :** Pour les deux techniques de régulation de courant, le couple moyen de la machine est relativement maintenu constant durant la régulation. Néanmoins, le couple instantané présente des ondulations importantes produites par la commutation des phases, ce qui constitue un grand inconvénient de la SRM, surtout pour les faibles vitesses.

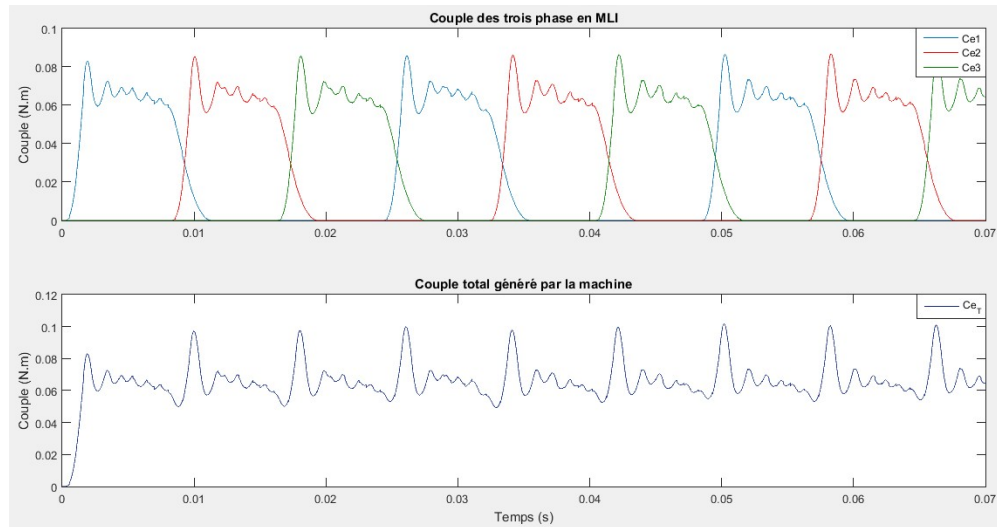


FIGURE 2.16: Couple des trois phases et couple total en MLI

## 2.5 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 2.17, 2.18 et 2.19.

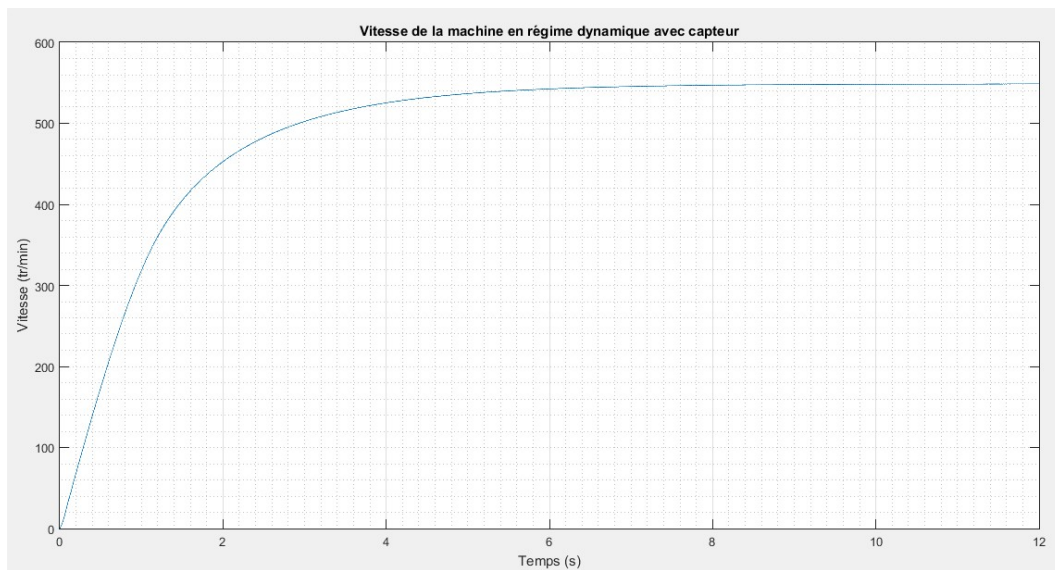


FIGURE 2.17: Évolution de la vitesse de rotation à vide « avec capteur »

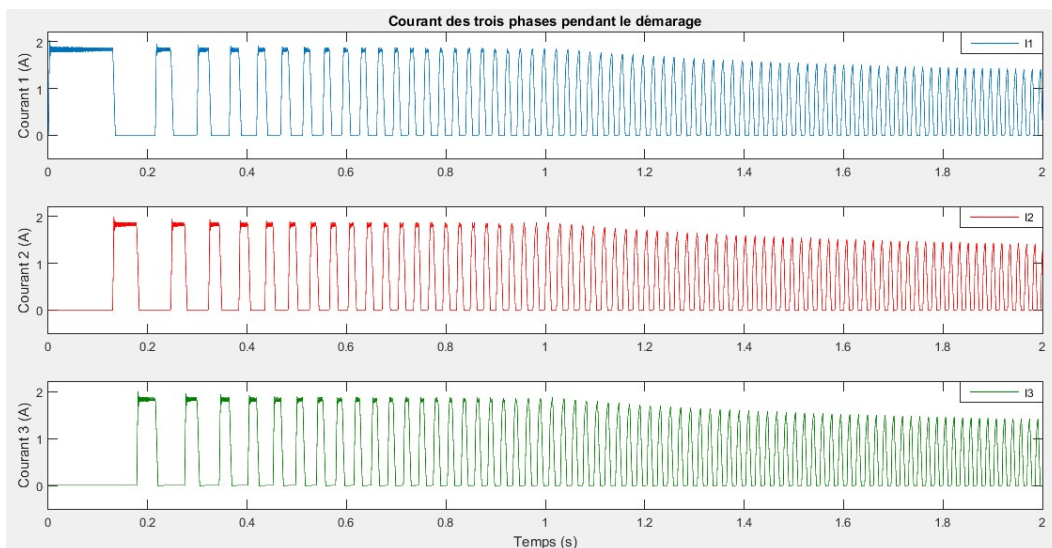


FIGURE 2.18: Évolutions des courants dans les phases à vide

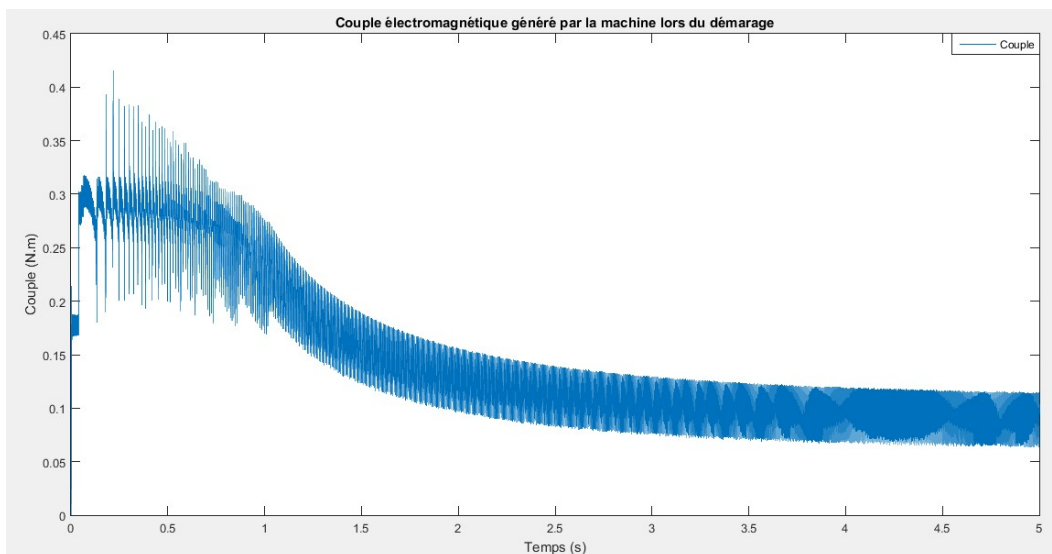


FIGURE 2.19: Évolution du couple électromagnétique à vide « avec capteur »

On voit sur la figure 2.17 que la vitesse augmente normalement jusqu'à atteindre une valeur maximale en régime permanent de 550 tr/min, sans présenter des ondulations.

Les courants des trois phases sont régulés et limités à une valeur imposée. Ils prennent la forme des courants des pleine onde en régime permanent.

Le couple développé par la machine est important au démarrage, il diminue après une certaine durée pour atteindre le couple de charge en régime permanent.

## 2.6 Simulation sans capteur de position

Le capteur est remplacé par un estimateur de position donné sur la figure 2.8. Les positions estimées en régimes permanent et dynamique sont respectivement représentées sur les figure 2.20 et 2.21.

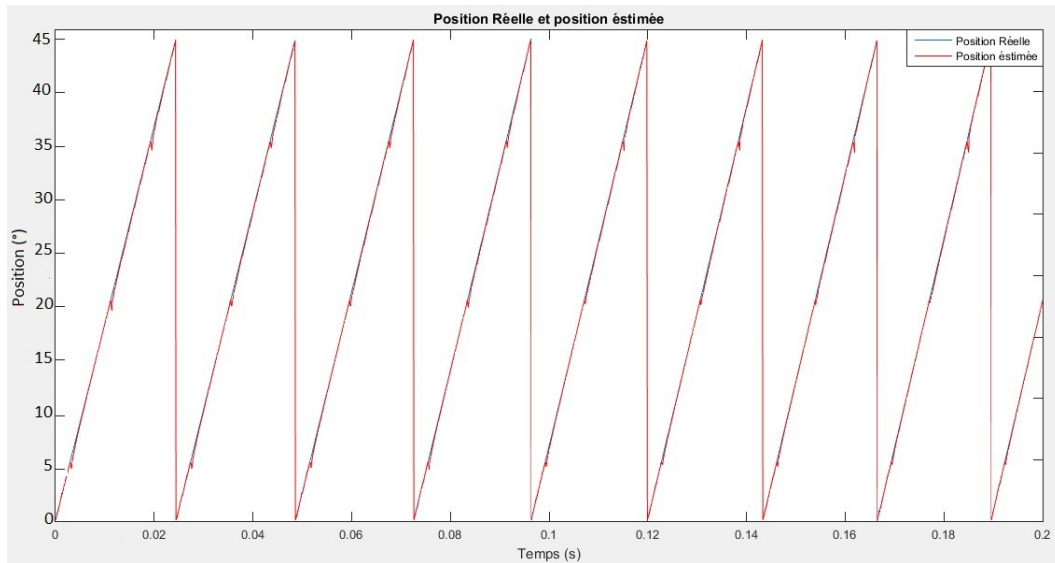


FIGURE 2.20: Estimation de la position en régime permanent

On remarque que la position est bien périodique, sa période est de  $45^\circ$  pour notre cas (SRM 12/8).

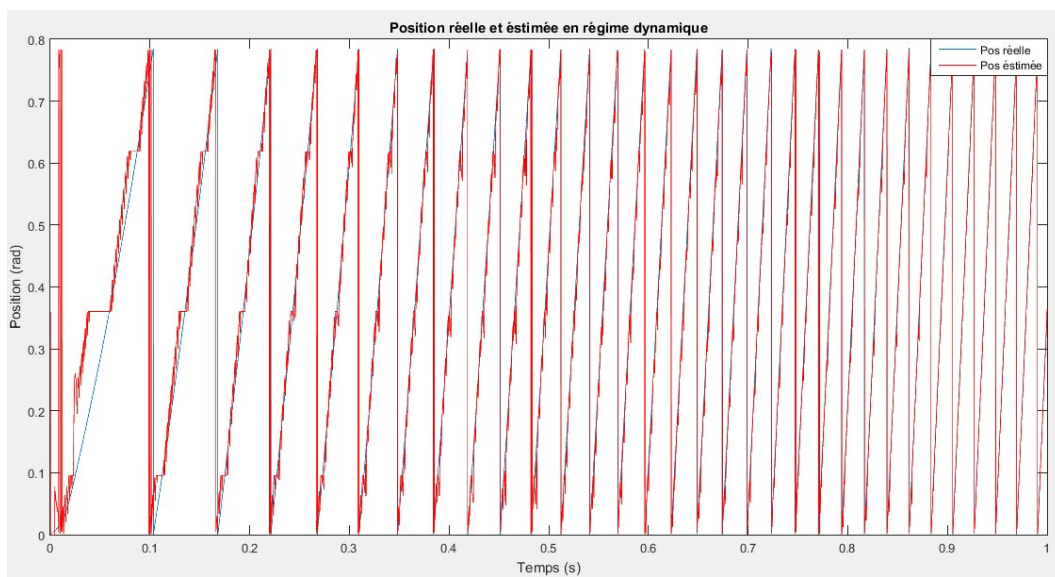


FIGURE 2.21: Position estimée en régime dynamique

La simulation de la commande au démarrage sans capteur est réalisée dont les memes conditions que pour le cas avec capteur de position. L'évolution de la vitesse est représentée sur la figure 2.22

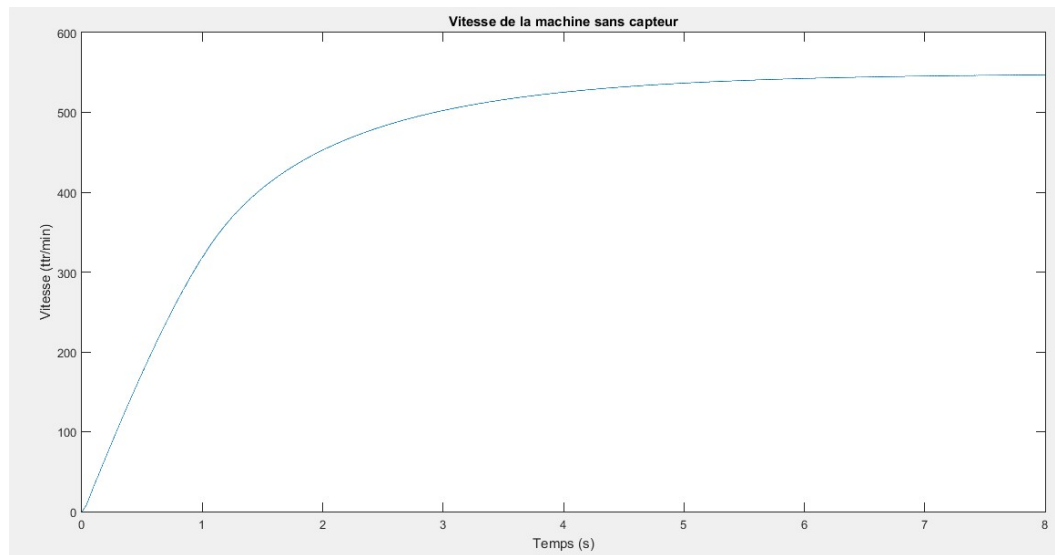


FIGURE 2.22: Vitesse de la machine lors du fonctionnement sans capteur

Les deux allures de la vitesse obtenues avec capteur et sans capteur se superposent.

Comparés aux résultats obtenus avec capteur, nous remarquons que ceux obtenus sans capteur sont analogues au premiers.

## 2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, une simulation en boucle ouvertes de la commande de la SRM avec et sans 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. La simulation de la commande sans capteur à conduit à des résultats similaires que ceux obtenus avec capteur. 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 programmes de commande en alimentation tension et en alimentation courant. Des 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 dans un autre cadre. Au cours de ce chapitre, nous détaillerons 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.

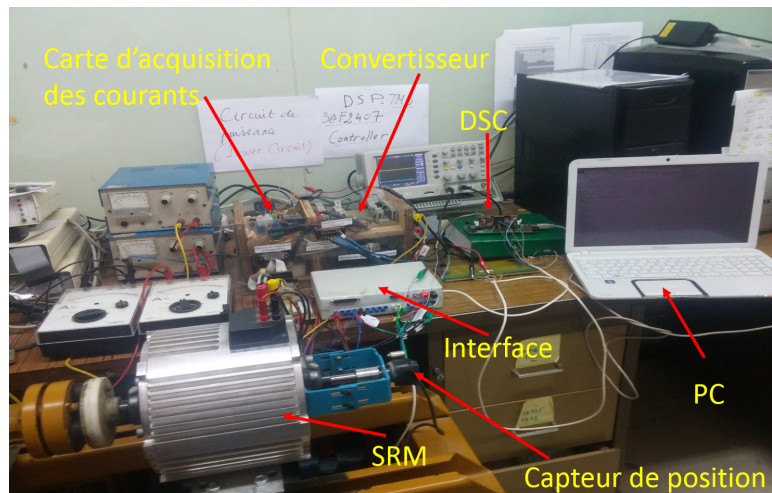


FIGURE 3.1: Photographie du banc d'essais

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 Processeur : le cœur de notre système.

### 3.1.1 Convertisseur de puissance

Le convertisseur en demi pont asymétrique, ou à deux interrupteurs par phase est présenté sur la figure suivante : Les interrupteurs utilisés sont des MOSFET (Metal-Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor). D'autre part, les diodes de puissance sont des diodes ultra rapides. Les six MOSFETs et les six diodes sont montés sur des refroidisseurs permettant de ne pas dépasser la température de jonction maximale admissible.



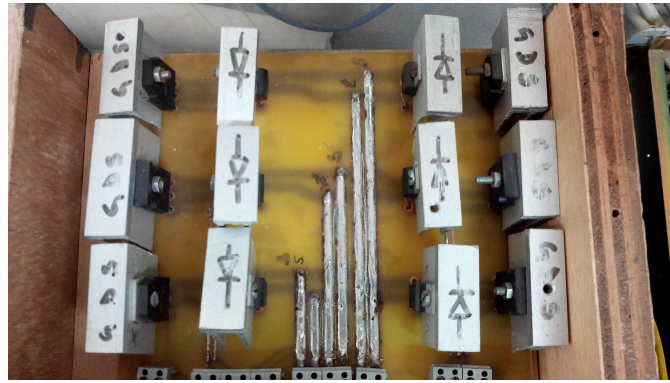


FIGURE 3.2: Photographie du convertisseur de puissance

### 3.1.2 Circuit d'interface

Le niveau de tension à la sortie et à l'entrée du DSP est de 3.3V que ça soit pour les entrée/sorties numérique et pour les entrée analogiques. Par contre, les tensions à l'entrée du circuit d'attaque et à la sortie du capteur de courant sont à un niveau de 5V, donc il faudrait adapter les niveaux de tension entre ces différentes cartes (figure 3.4) à l'aide du circuit d'interface montré sur la figure 3.3. En ce qui concerne les entrées analogiques de l'ADC (Analog to Digital Converter) du DSP, le circuit d'interface se charge de limiter la tension présente sur celle-ci à un niveau qui ne présente pas de danger pour le DSP en utilisant des diodes "Zener" montées en inverse

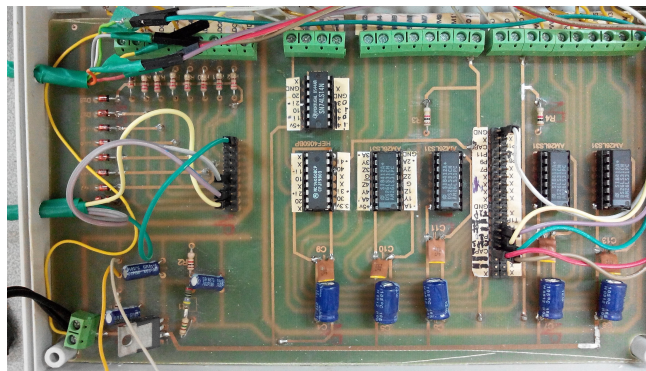


FIGURE 3.3: Photographie de la carte d'interface

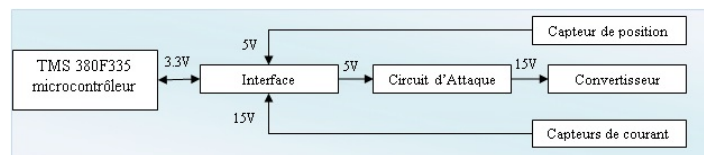


FIGURE 3.4: Schéma d'adaptation des tensions



### 3.1.3 Circuit d'attaque

Le circuit d'attaque a pour rôle de faire le lien entre le circuit de commande et le convertisseur de puissance. En effet il se charge de fermer et d'ouvrir les MOSFET.

### 3.1.4 Carte d'acquisition des courants

Dans le but de réaliser la régulation en courant, les courants des trois phases doivent être échantillonnés et comparés. Pour ce faire, une carte d'acquisition des courants a été réalisée et est montrée sur la figure 3.5.

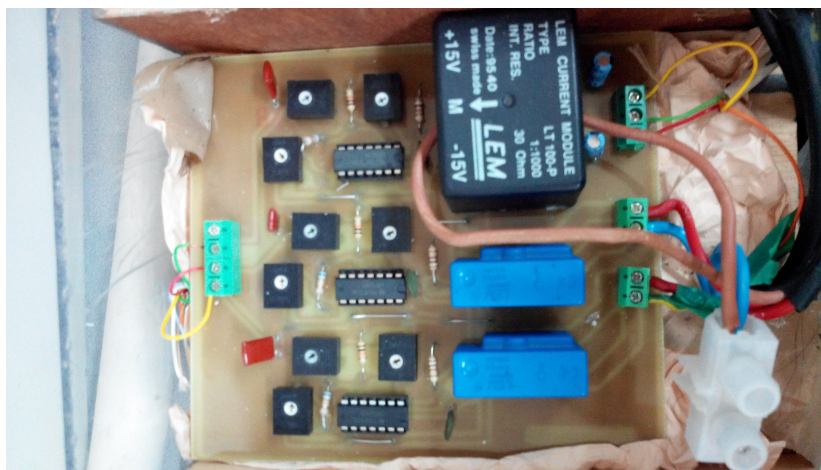


FIGURE 3.5: Carte d'acquisition des courants

La carte d'acquisition est composée de trois capteurs de courant qui fournissent une tension proportionnelle au courant qui les traversent grâce à des résistances de mesure. Ces capteurs de courant assurent aussi le rôle d'isolation entre les deux circuits. Les signaux obtenus sont ensuite conditionnés et amplifiés avec des amplificateurs opérationnels puis passent par un étage de filtrage passe bas RC afin d'éliminer le bruit parasite.

### 3.1.5 Capteur de position

Afin de faire fonctionner la SRM, il est nécessaire d'exciter les phases précisément à la montée de l'inductance, un capteur de position est donc nécessaire. Le capteur de position incrémental est solidaire de l'arbre du moteur comme montré sur la figure 3.6. Le capteur de position est fixé sur la carcasse du moteur à l'aide d'éléments d'assemblage adéquats et est accouplé sur l'arbre avec un accouplement flexible pour absorber les vibrations et limiter les effets de mauvais alignement.

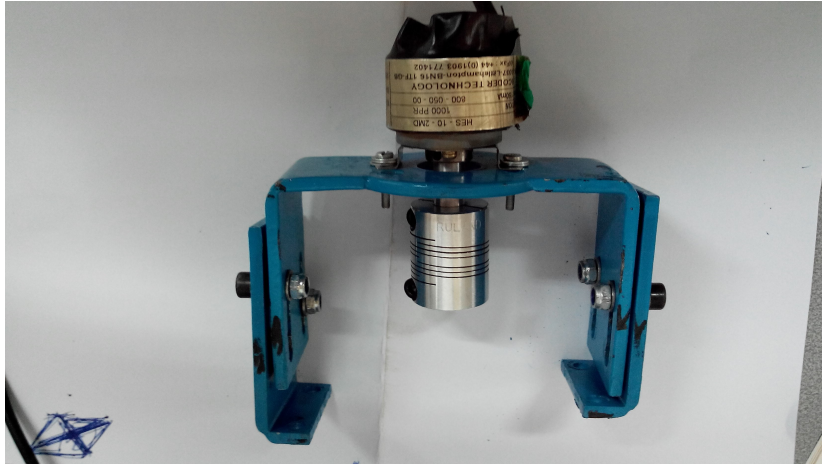


FIGURE 3.6: Photographie du capteur de position

Le capteur incrémental a une précision de 1000 impulsions par tour, et possède deux canaux de sortie en quadrature A et B décalés de  $\pi/4$  afin de détecter le sens de rotation. La résolution du capteur est de  $0.36^\circ$  par impulsion.

### 3.1.6 Machine à réluctance variable à double denture

La machine à réluctance variable utilisée dans le banc d'essai est une machine 12/8 triphasée : elle a 12 dents au stator et 8 dents au rotor. Le tableau 3.1 résume les caractéristiques de cette machine. L'arbre de la machine est doté d'accouplement sur chacun des deux bouts : un pour accoupler le capteur de position et un autre du côté opposé pour accoupler une charge. La machine dispose aussi d'une plaque pour la connexion de six conducteurs.

Nombre de phases	3
Nombre de dents au stator	12
Nombre de dents au rotor	8
Résistance d'une phase	$2.5\Omega$
Inductance minimale	12mH
Inductance maximale	72mH
Courant maximale admissible	3A
Puissance approximée	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 [41]. 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 [41].

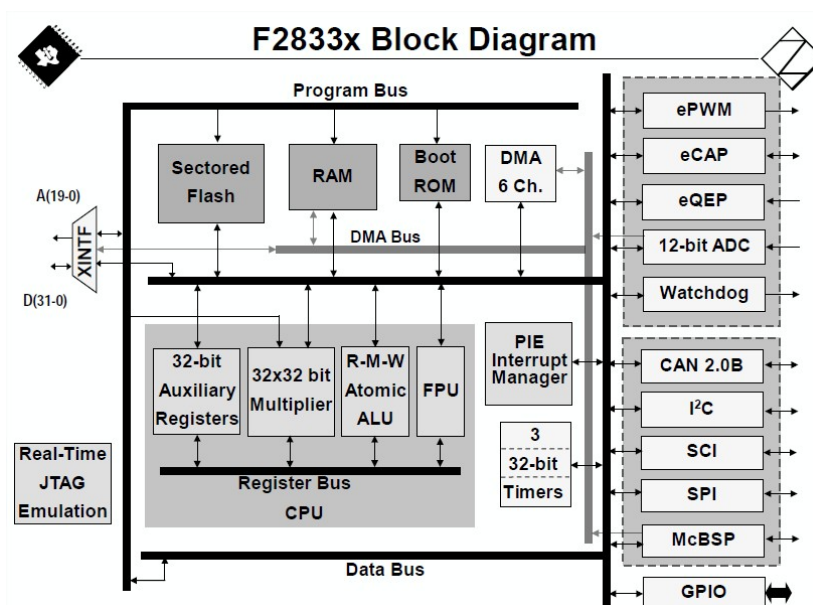


FIGURE 3.7: Architecture du "TMS320F28335" [41]

#### 3.2.1.1 Circuit principale

"**Flotting Point Unit**" : Sa fonction est d'effectuer des opérations en virgule flottante dix fois plus rapidement que le module "ALU" standard. Ce dernier est réservé pour les opérations en virgule fixe.

**Multiplieur 32 \* 32 bits** : Les multiplications 32\*32bits ne peuvent se faire nativement sur l'ALU standard, car le résultat est sur 64bit. Ce module aide le processeur dans cette tache.

**Emulation "JTAG"** Ce module permet de relier le microcontrôleur à l'ordinateur via le câble "USB". Il confère la possibilité à l'utilisateur de programmer sur le "DSC" à partir du PC, et aussi de lire les registres internes de façon transparente.

**Gestionnaire d'interruptions "PIE"** : Il y a deux moyens de communication entre le processeur et les autres périphériques qui seront discutés ultérieurement : Les registres de contrôle des périphériques qui peuvent être lus par le processeur, et l'interruption qui est envoyée par un des modules pour notifier le processeur d'un événement. Ce dernier va arrêter l'exécution du programme principal et traiter le contenu d'une fonction spéciale. Celle-ci est de type "interrupt" que l'on doit configurer pour chacun des modules spécifiquement. Le module "PIE" sert donc à gérer toutes ces interruptions, tout en donnant un ordre de priorité, dans le cas où plusieurs interruptions arrivent en même temps. L'ordre de priorité d'utilisation des modules est déterminé préalablement par 'TI' selon l'importance des périphériques. L'ordre des modules utilisé est le suivant : "Timer" et "ADC", "ePWM", "eCAP", "eQEP". Le 'PIE' dispose de 12 groupes d'interruption, et chaque groupe contient 8 interruptions, pour un total de 96 lignes d'interruptions (voir la figure 3.8).

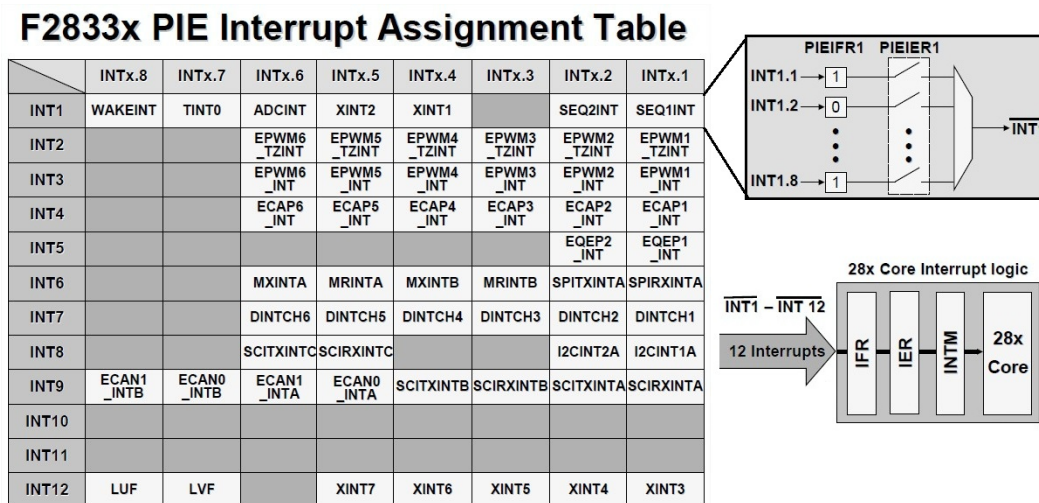


FIGURE 3.8: Affectation des lignes d'interruptions [41]

Pour activer une interruption d'un périphérique donné, il faut configurer les registres de contrôle du 'PIE' qui sont : "IFR", "IER" et "INTM". "Texas Instrument" a fourni une carte présentée sur la figure 3.8, qui fait correspondre chaque module à sa ligne d'interruption.

**"Timers"** : Le rôle du "Timer" est de générer une interruption chaque période de temps définie préalablement. La fonction principale du "Timer" est de fixer la fréquence d'exécution du programme principal. En effet, il s'exécute chaque fois qu'il reçoit l'interruption du compteur. La fréquence d'interruption du "Timer" est réglée dans ce cas à 20 kHz.

### 3.2.1.2 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" [41].

**GPIO "General purpose input output"** : La fonction entrée/sortie "GPIO" peut être configurée sur les 88 pins disponibles sur le microcontrôleur. Pour ce faire il faut paramétrer le registre "GPxMUX" sur la valeur 0, pour le pin associé. Une fois la fonction "GPIO" sélectionnée, il faut choisir la direction entrée ou sortie déterminée par Le registre "GPxDIR". Dans nos programmes, la fonction "GPIO" est choisie pour la génération des signaux de commande des transistors.

**Convertisseur analogique numérique "ADC"** : Le module "ADC" dispose de deux séquenceurs qui fonctionnent de manière simultanée. Chaque séquenceur peut effectuer 8 conversions séquentielles automatiquement, pour un maximum de 16 canaux de conversions. La durée d'une conversion sur un séquenceur donné est de 80ns. Les résultats des 16 canaux sont mis sur 16 registres adressables individuellement. Le déclenchement de conversion de chaque séquenceur peut être réalisé soit par : un signal externe, un déclenchement software ou par le paramétrage d'un module "ePWM" associé. 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. Pour ce faire, on utilise un seul séquenceur et trois canaux de conversions. Le déclenchement est exécuté par la méthode de la "ePWM" afin d'alléger la charge du processeur.

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 :

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

**Modulation à largeur d'impulsion, "ePWM"** : Une des sorties est configurée sur la fonction "ePWM". La fréquence des impulsions est réglée grâce au registre "TBPRD" du registre de contrôle "EPwm2Regs".

**Encodeur "eQEP" (Encodeur de pulsations en quadrature)** : Ce module fonctionne avec le capteur incrémental. Les deux signaux du capteur décalés entre eux de  $\frac{\pi}{4}$ , sont reliés aux deux entrée correspondantes du "eQEP".

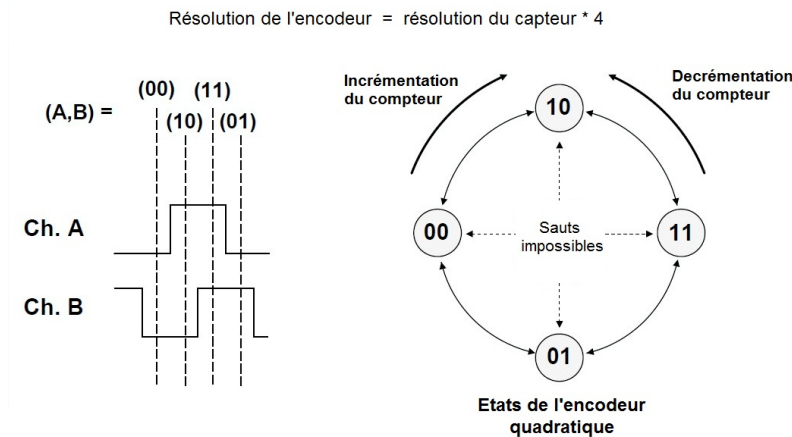


FIGURE 3.9: Encodeur de pulsations quadratique [41]

Le module intègre un registre qui s'incrémente suivant les différents états de l'encodeur, comme présenté sur la figure 3.9 . En effet, les états consécutifs doivent être respectés pour que l'incrémentéation se fasse, afin d'éviter les erreurs.

L'utilisation du "eQEP" présente les avantages suivants :

- ✓ Une résolution de position multipliée par quatre.
- ✓ Connaissance du sens de rotation de la machine.
- ✓ Minimisation des erreurs dues à la compatibilité électromagnétique.

**Dispositif de sécurité "Watchdog"** : Le but du "Watchdog" est de surveiller tout plantage qui peut survenir tout le long du programme pour une raison quelconque. En effet, un bug du programme peut avoir de lourdes conséquences sur le circuit externe. L'utilisation du "WatchDog" exige l'exécution d'une certaine commande spécifique chaque 4.37 ms. Dans le cas contraire, il initie un "Reset" du microcontrôleur remettant toutes les sorties à zéro.



### 3.2.2 Environnement de programmation

Le programmation du "TMS320F28335" se fait par le logiciel 'Code composer studio' fourni par "Texas" dans le kit du "DSC". Il utilise le langage "C/C++". La figure 3.10 illustre les composants de "CCS" [41].

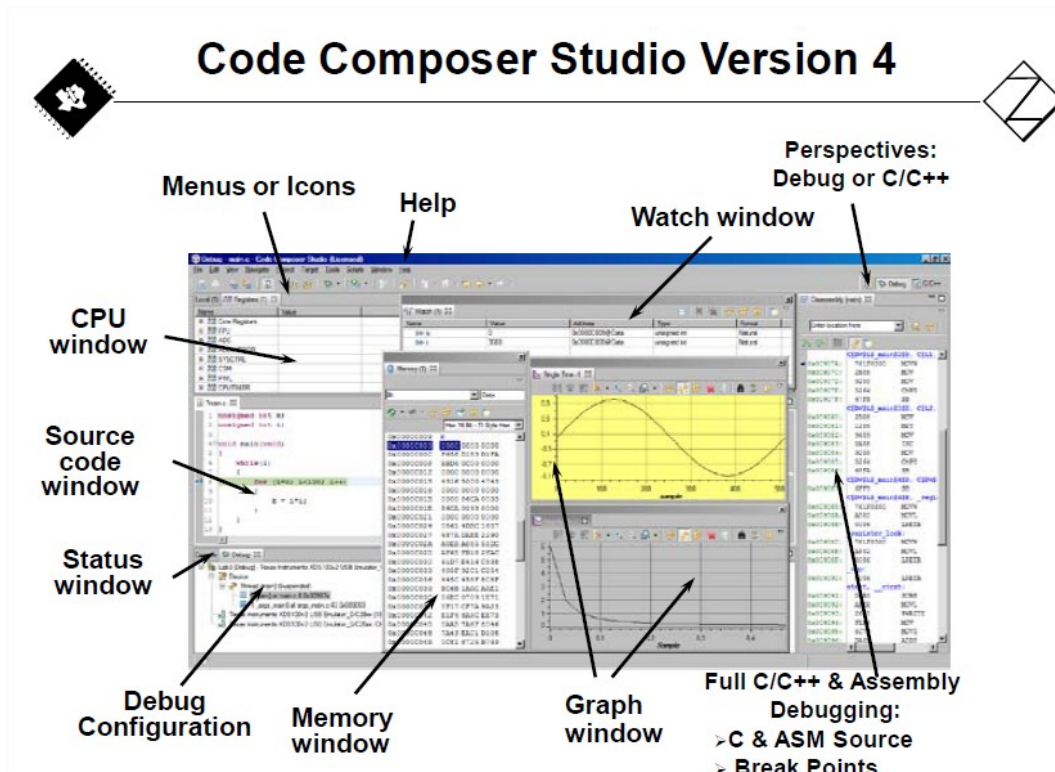


FIGURE 3.10: Présentation de "CCS"

En plus des outils standards comme l'éditeur de code ou le debug assembleur, TI a fourni des outils importants qui sont présentés ci dessous :

#### "Watch window"

Il s'agit d'une fenêtre qui s'ouvre une fois que le programme est compilé. Elle permet d'avoir un visuel sur des variables globales sélectionnées auparavant, avec une fréquence d'actualisation qu'il faut configurer. Cet outil permet aussi de modifier la valeur d'une variable si elle le permet, en temps réel et sans redémarrer le microcontrôleur. Cette fonction est intéressante pour le changement des variables de commande en temps réel.

## "CPU window"

La fenêtre "CPU window" liste tous les registres de contrôle existants dans le microcontrôleur. Elle est nécessaire pour connaître la dénomination exacte de ces registres lors de la programmation. Il est aussi possible d'intégrer un registre dans le "Watch window" afin d'observer son évolution durant l'exécution du programme.

## "Memory window"

Cette fenêtre permet d'observer en temps réel une zone mémoire du microcontrôleur, dans la mémoire de programme et la mémoire de données. Il existe aussi une fonction qui permet de sauvegarder une zone mémoire du 'DSC' dans le PC sous format Excel. Cette fonction est nécessaire pour extraire des fichiers de données.

## "Graph window"

Le "Graph window" a pour objectif de tracer l'évolution d'une variable déclarée dans le programme. Il est nécessaire en premier lieu de connaître l'adresse mémoire de cette variable dans la fenêtre "Memory window". La fréquence d'échantillonnage maximale du "Graph window" est de 10Hz.

### 3.2.3 Configuration et programmation

#### 3.2.3.1 Programme en pas à pas

Le programme pas à pas consiste à générer des impulsions aux sorties du microcontrôleur avec une fréquence donnée. On configure trois pins avec la fonction "GPIO" en sortie, qui sont reliés au circuit d'adaptation pour les transistors. Ce programme est illustré par l'organigramme présenté sur la figure 3.11 :

La période d'interruption est réglée à  $0.1ms$ . A chaque interruption il y a une variable "interrupt" qui s'incrémente. Donc pour avoir une fréquence du signal de sortie de 10Hz, on introduit une condition dans laquelle "interrupt" soit égale à 1000, équivalent à  $0.1s$  . Dans le programme principal, on peut modifier la valeur 1000 dans le "watch window". Les signaux de sortie du microcontrôleur sont présentés sur la figure 3.12.

Les courants générés dans les trois phases pour la commande en pas à pas sont représentés sur la figure 3.13.



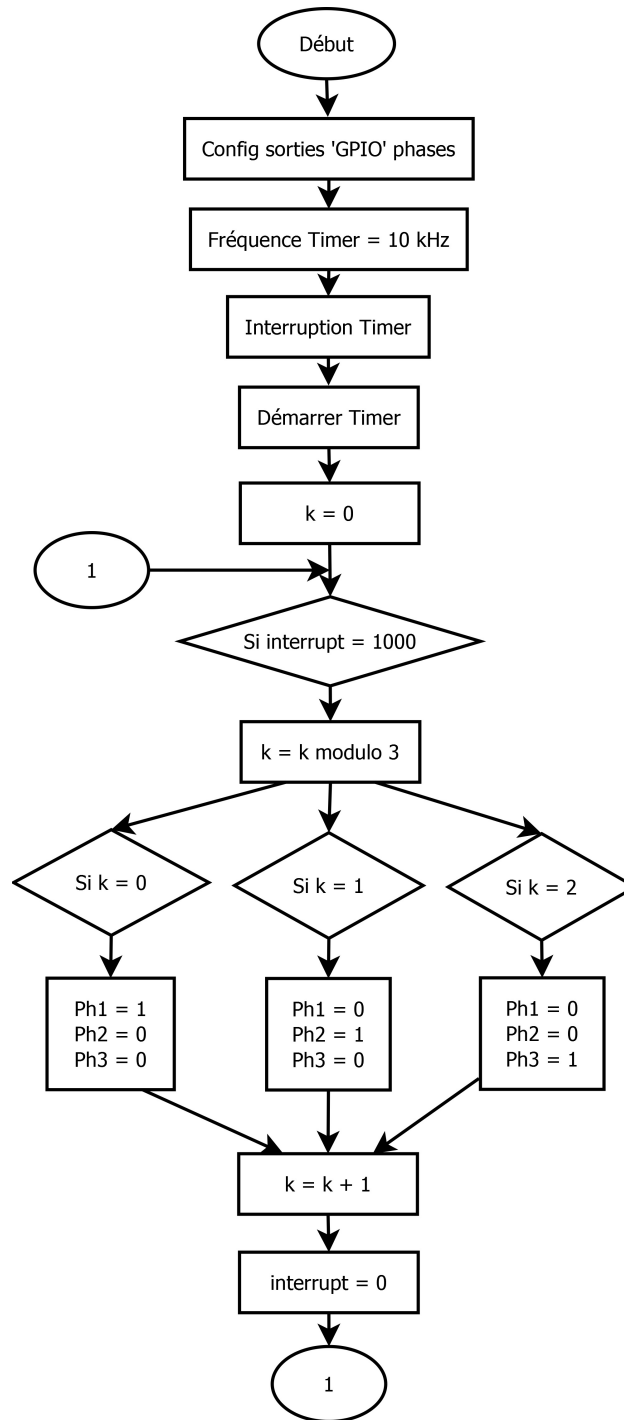


FIGURE 3.11: Organigramme programme pas à pas

Durant cet essai, le moteur à tourné à une vitesse maximale de 25 tr/min, et il a fonctionné en pas à pas vu sa faible vitesse.

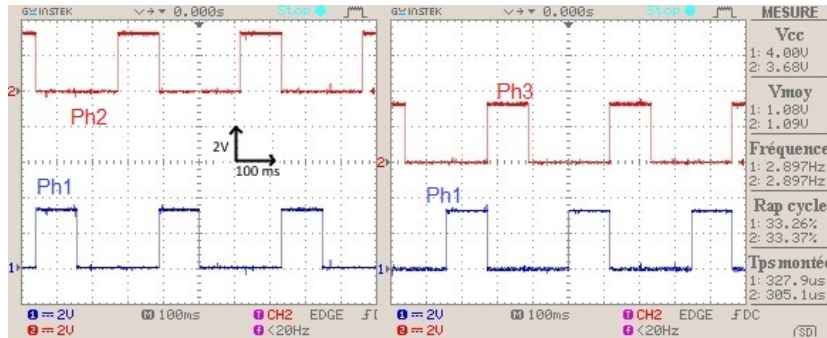


FIGURE 3.12: Tension a la sortie du "DSC"

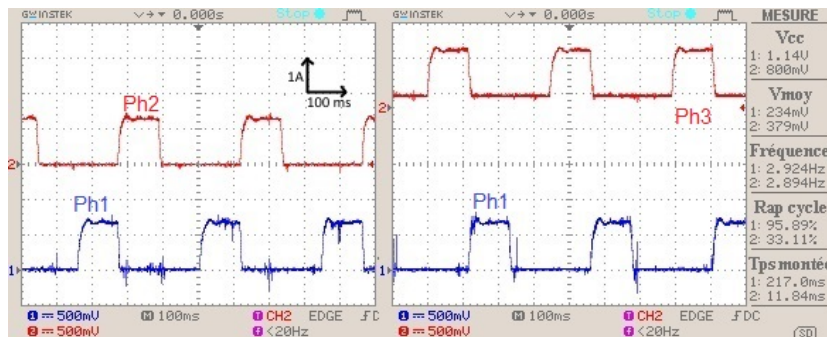


FIGURE 3.13: Courants des trois phases mesurés

### 3.2.3.2 Intégration du signal du capteur

Les sorties du capteur incrémental sont connectés sur les entrées du "eQEP", et le registre du module est configuré pour compter jusqu'à 4000 avant de se réinitialiser. La figure 3.14 montre les deux signaux du capteur. La position fournie par le module n'a pas de référence exacte, il est alors nécessaire de trouver un moyen de démarrer l'incrémentation à partir d'un point de référence précisé. Cela a été résolu en procédant à l'alignement d'une dent statorique avec une dent rotorique. Pour cela, la phase 3 est initialement alimentée pendant une période de temps. Le rotor sera donc à une position de  $7.5^\circ$  comme présenté sur la figure 3.15.

Le programme de génération des signaux de commande avec signaux du capteur est présenté sur la figure 3.16. 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, et on attend 20000 interruptions du timer qui correspond à 1 seconde. On initialise le registre de comptage du "eQEP" qui s'appelle "QPOSCNT" par 83 ( $7.5^\circ$ ).

La boucle infinie a pour but l'alimentation des trois phases pour des angles de commutations de  $[0^\circ 15^\circ]$ . On commence par l'intégration de la position électrique. En effet le registre du "eQEP" fournit la position de 0 à 3999 pour un tour mécanique, or l'alimentation des trois

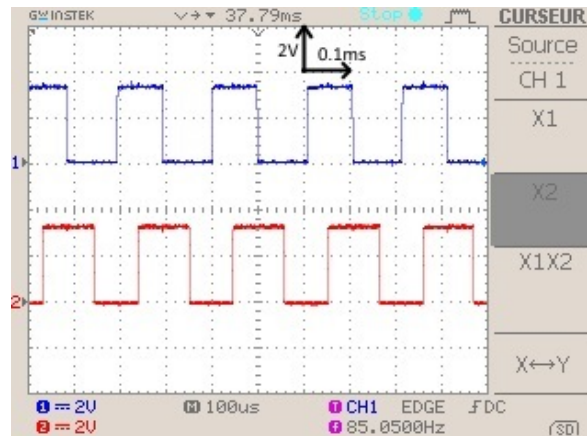


FIGURE 3.14: Signaux du capteur incrémental

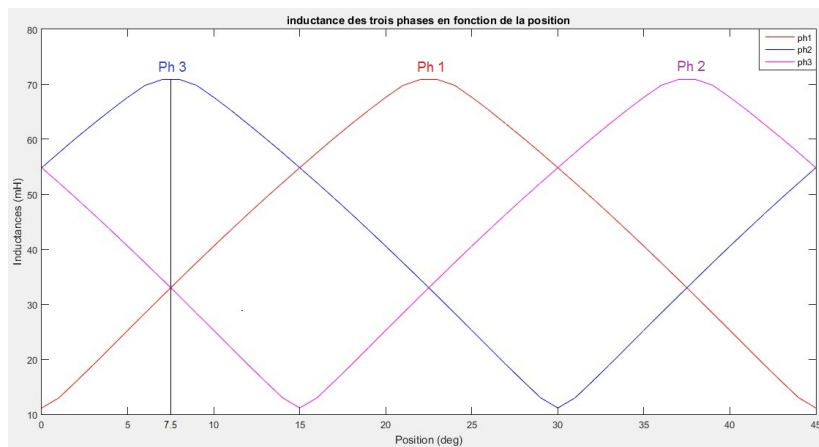


FIGURE 3.15: Inductances des trois phases

phases se fait sur la base de la position électrique qui est de  $45^\circ$  pour le cas de la SRM 12/8.  $45^\circ$  correspond donc à 500 sur le registre "QPOSCNT". Le programme sur microcontrôleur est fait de telle sorte qu'on peut changer les angles de commutations sur le "watch window". On peut obtenir la vitesse à partir de la position en introduisant un deuxième "Timer". Le programme de calcul de la vitesse est illustré par l'organigramme présenté sur la figure 3.17.

La position du rotor est mesurée en le déplaçant manuellement. Elle est visualisée dans le "graph window" qui est présentée sur la figure 3.18.

De plus, les signaux de commande et du capteur sont représentés sur la figure 3.19.

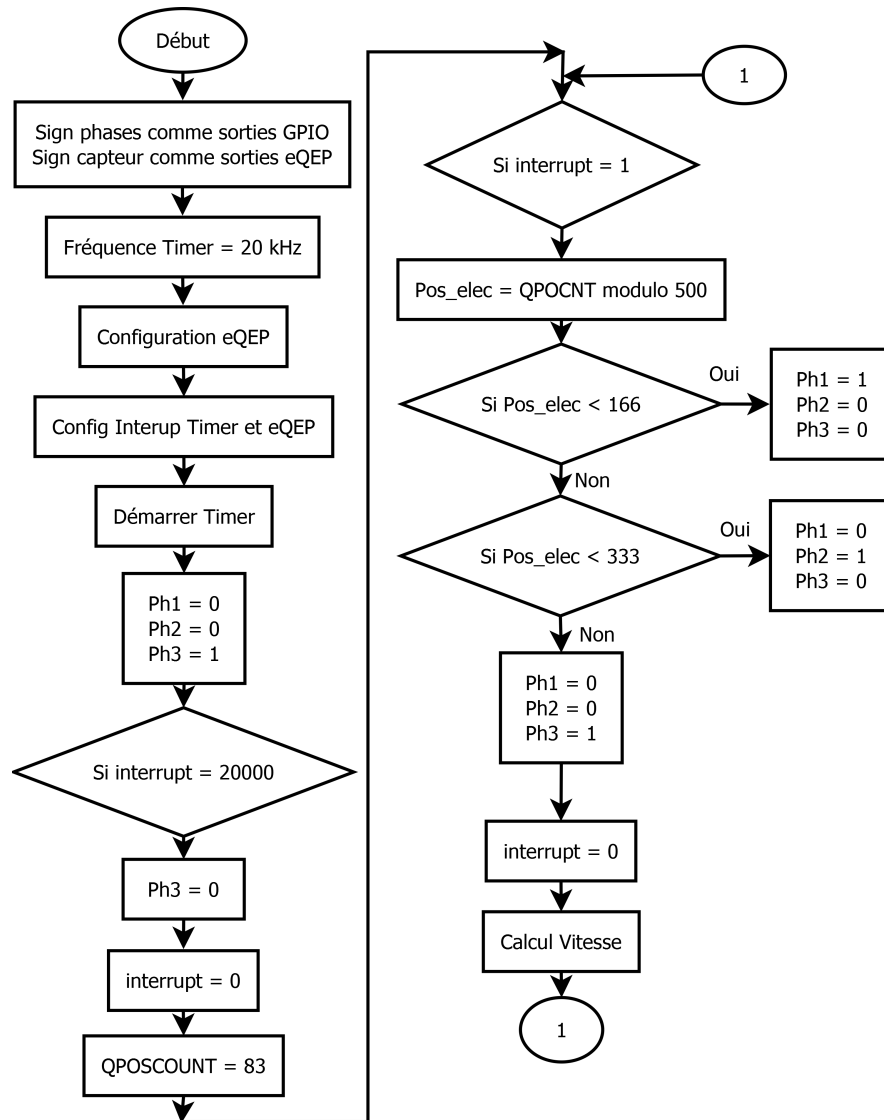


FIGURE 3.16: Organigramme de génération des signaux de commandes avec capteur

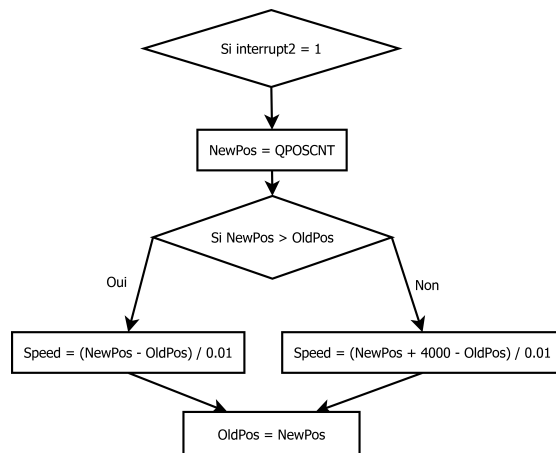


FIGURE 3.17: Organigramme du calcul de la vitesse

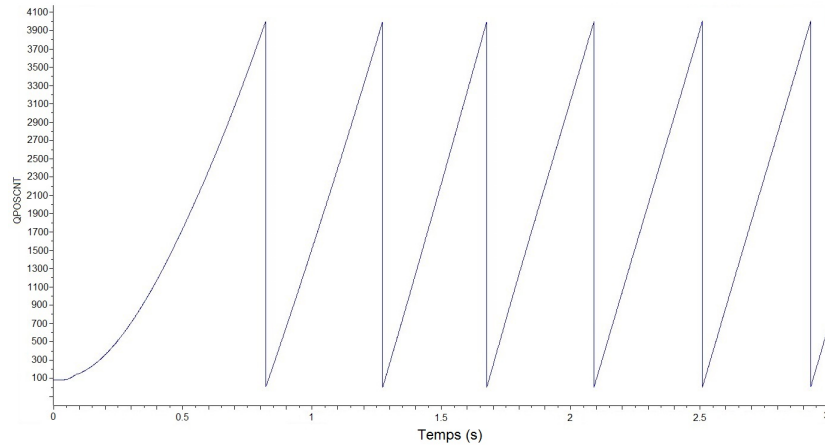


FIGURE 3.18: Position du rotor obtenue sur le "graph window" après mouvement du rotor

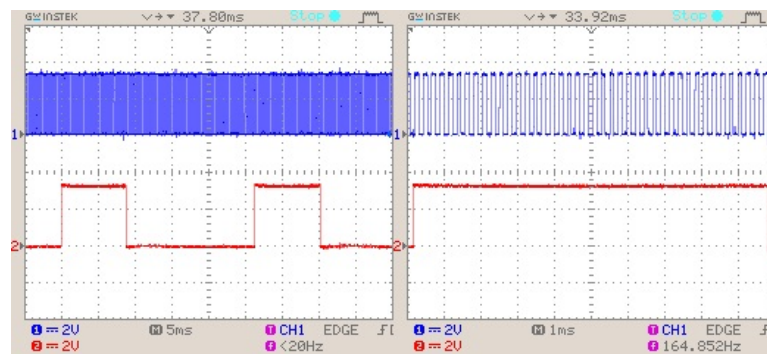


FIGURE 3.19: Signal du capteur et signal d'alimentation

Sur la figure 3.19 est présenté le signal du capteur et le signal de commande. On constate que le signal de phase se maintien pendant environ 42 impulsions du capteur sur 1000 impulsions correspondant à  $360^\circ$ , ce qui conduit à  $42 * 360/1000 = 15.1^\circ$  équivalent à peu près à  $15^\circ$  (angle de pas).

### 3.2.3.3 Acquisition des courants

Pour les fonctionnement à faibles vitesses, il est nécessaire de contrôler le courant, ce qui nous conduit à prévoir un programme d'acquisition des courants des trois phases en utilisant l'ADC avec le module "ePWM" pour le déclenchement. Ce programme est illustré par l'organigramme sur la figure 3.20.

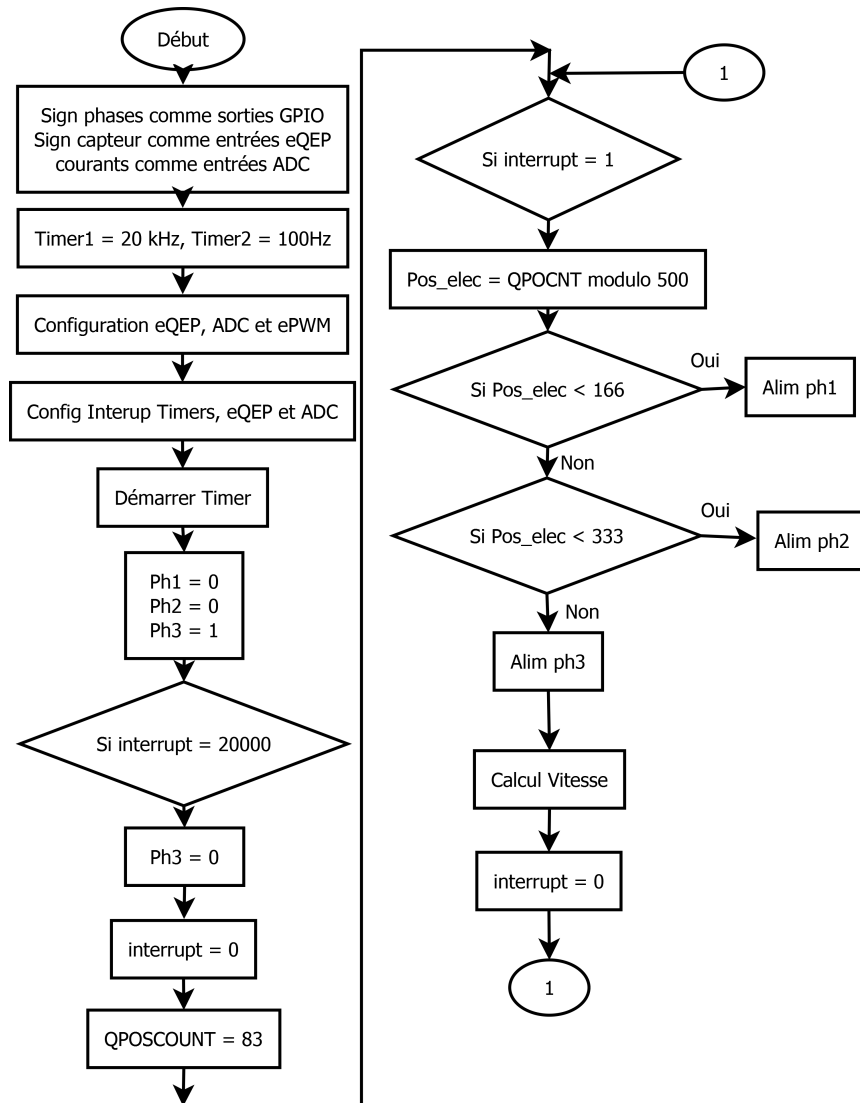


FIGURE 3.20: Organigramme d'acquisition des courants des trois phases

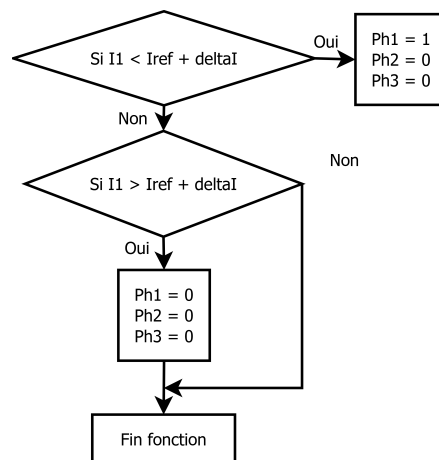


FIGURE 3.21: La fonction alimentation "Alim ph1" pour la phase 1

Les entrées-sorties sont configurées selon leurs fonctions correspondantes, et on ajoute l'interruption de l'ADC. Une nouvelle fonction est définie dans la boucle principale "Alim ph". Cette fonction est assurée par un programme illustré par l'organigramme donné sur la figure 3.21.

### 3.3 Résultats des essais

Cette partie concerne les résultats des essais en utilisant les programmes mis au point dans la section précédente. Des essais à grandes vitesses (pleine onde), et faibles vitesses (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 :

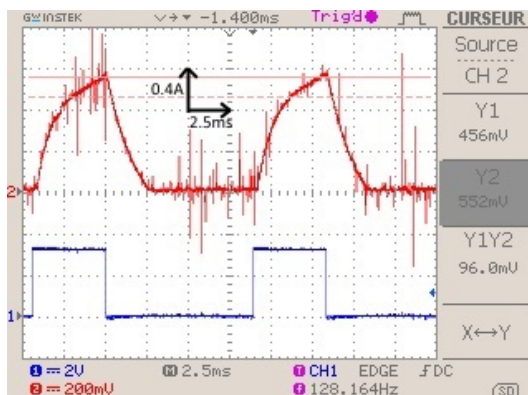


FIGURE 3.22: Signal de commande et courant de la phase

La figure 3.22 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 courants des trois phases sont représentés deux à deux sur la figure 3.23. Nous pouvons constater la bonne succession des phases.

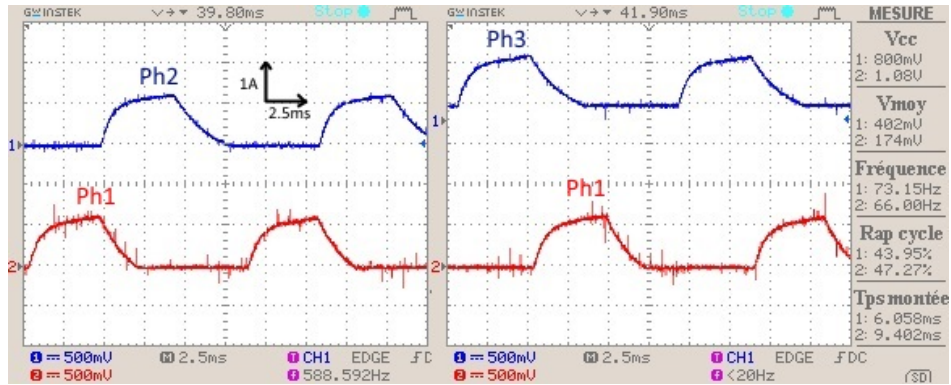


FIGURE 3.23: Courant des trois phases

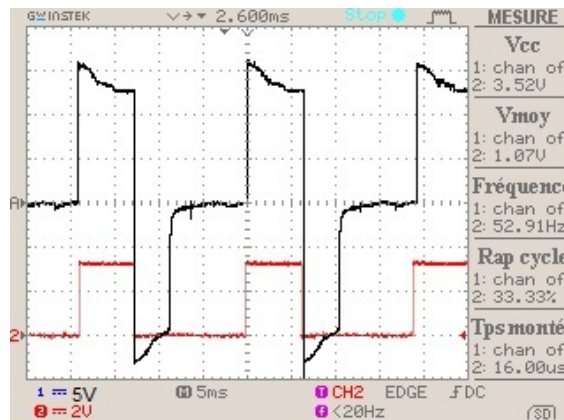


FIGURE 3.24: Impulsions de commande et Tension de phase

Les tension au bornes de la phase et le signal de commande sont donnés sur la figure 3.24 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 non disponibilité d'un couple mètre nous a conduit à estimer le couple électromagnétique à partir de la mesure du courant et de la variation d'inductance selon la relation :

$$C = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\theta} i^2 \quad (3.4)$$

Ce couple est représenté sur la figure 3.25. Nous constatons les fortes ondulations du couple. Ce à quoi on s'attendait.



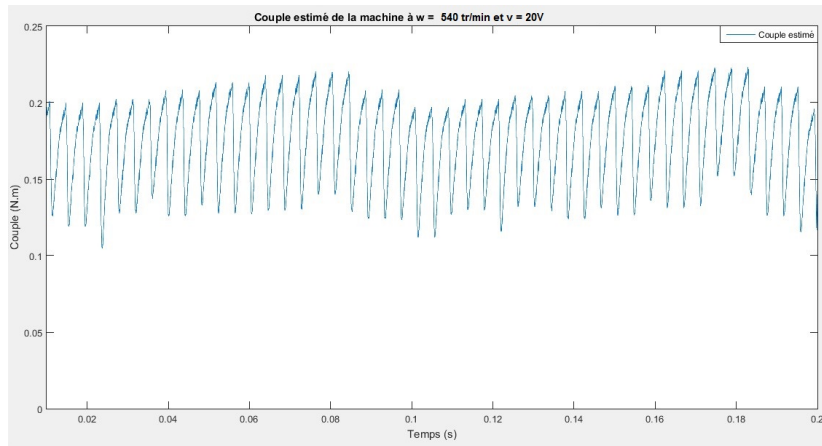
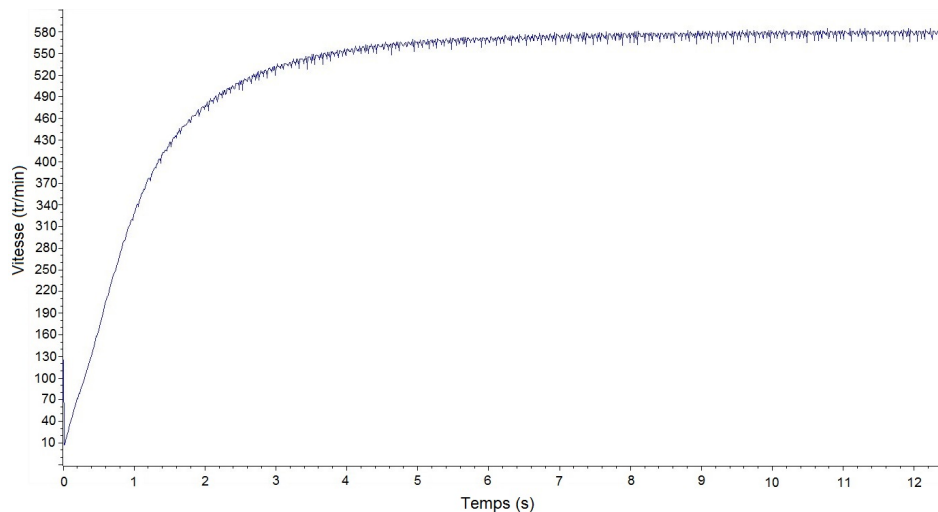


FIGURE 3.25: Couple électromagnétique estimé en régime permanent

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 3.26. Le démarrage est effectué correctement pour atteindre une vitesse constante de  $550\text{tr}/\text{min}$  au régime permanent. Nous remarquons que le caractère ondulatoire de la "SRM" traduit par le couple n'est pas très apparent sur la courbe de la vitesse.

FIGURE 3.26: Vitesse de démarrage;  $v = 20\text{V}$ 

### 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 3.27.

on constate que la vitesse croit de façon presque linéaire avec la vitesse, on déduit qu'une tension élevée est nécessaire pour atteindre des vitesses plus grandes.

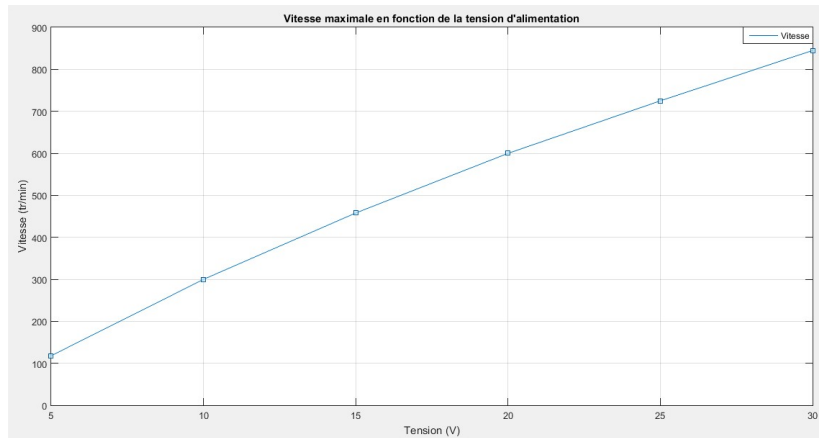


FIGURE 3.27: Vitesse de la machine en fonction de la tension

### 3.3.3 Influence des angles de commande $\theta_{on}$ et $\theta_{off}$

Pour montrer l'influence des angles de commande sur les performances de la machine, nous exécutons le programme "pleine onde" pour différents " $\theta_{on}$ " et " $\theta_{off}$ " pour une tension de 20V, et nous relevons la vitesse maximale et le courant de phase. Les résultats sont représentés sur les figures 3.28 jusqu'à 3.33. La variation de l'angle d'excitation  $\theta_{on}$  correspondante au rapport cyclique du signal de commande est traduit par "Rap cycle" donné sur les différentes figures.

#### Influence de $\theta_{on}$

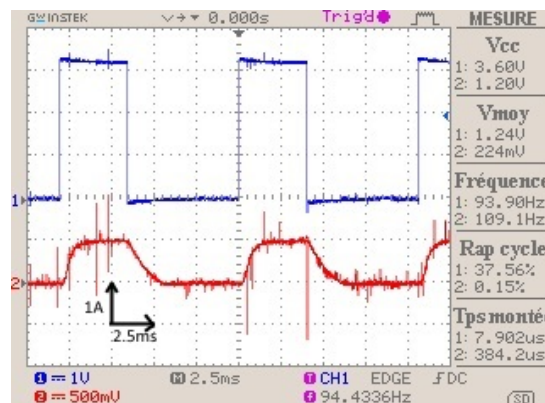


FIGURE 3.28: Signal de commande et courant de phase  $T_{on} = -2^\circ$

L'augmentation de " $\theta_{on}$ " 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 3.28 à 3.29b) et du courant  $I_{DC}$  (figure 3.31).

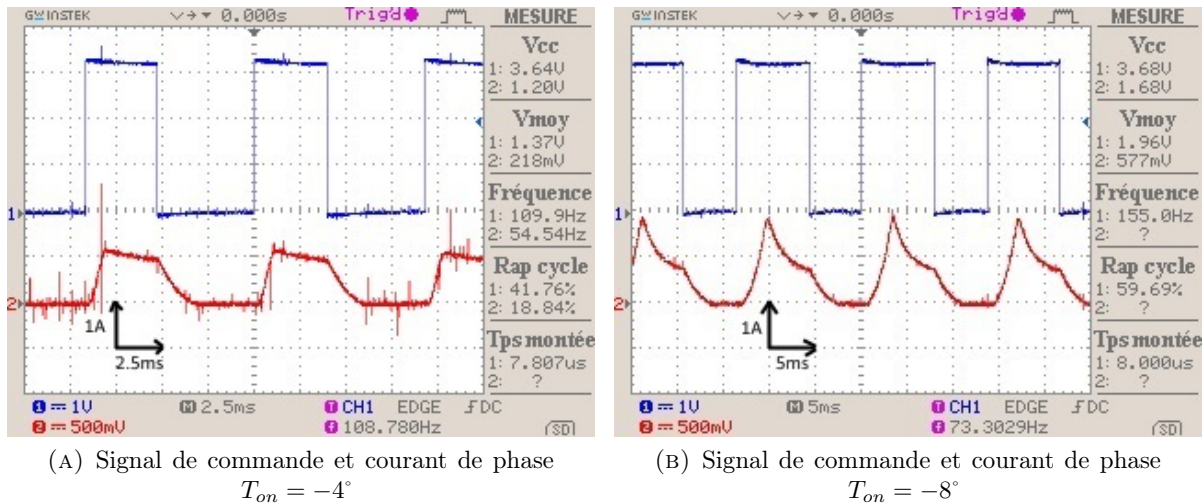


FIGURE 3.29: Influence de  $T_{on}$

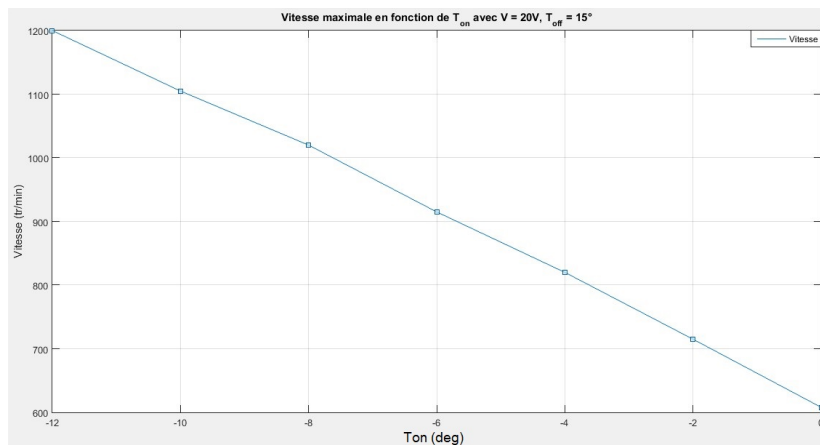


FIGURE 3.30: Variation de la vitesse en fonction de  $\theta_{on}$  pour  $\theta_{off} = 15^\circ$

De plus on peut noter une augmentation sensible de la vitesse (figure 3.30) en fonction de l'augmentation de  $\theta_{on}$ . 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.

### Influence de $\theta_{off}$

La figure 3.32 présente une croissance de la vitesse en fonction de  $\theta_{off}$ , 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 retardée, 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 s'accompagne de vibrations et de bruit. La figure 3.33 révèle que le courant absorbé croît, même si la vitesse diminue, baissant le rendement de la machine.

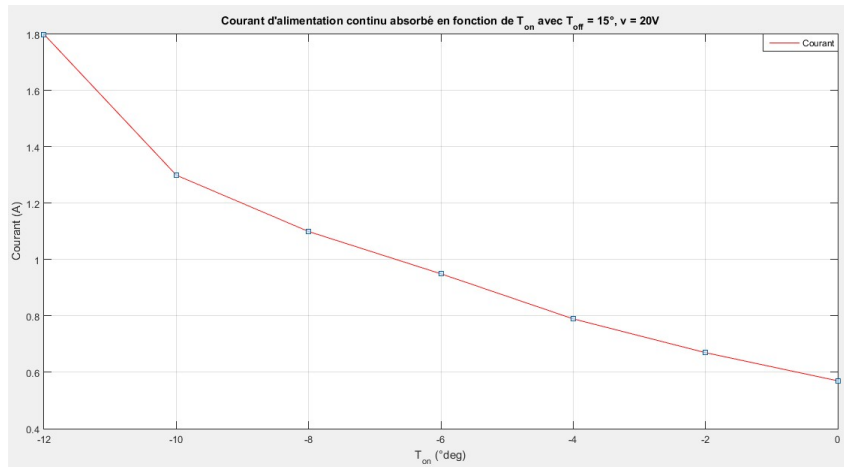


FIGURE 3.31: Variation du courant d'alimentation en fonction de  $\theta_{on}$  avec  $\theta_{off} = 15^\circ$

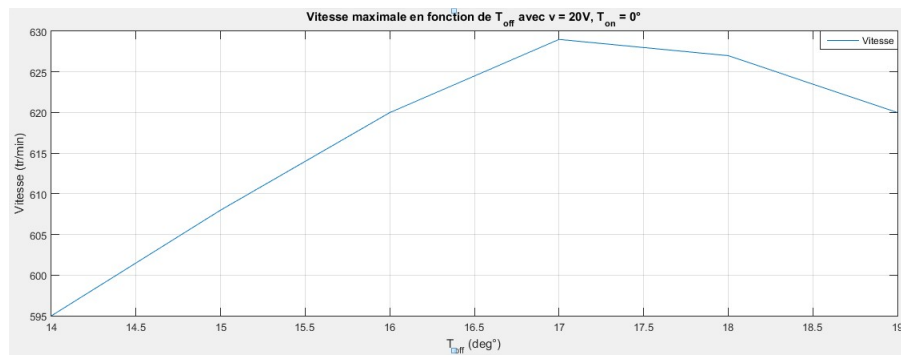


FIGURE 3.32: Variation de la vitesse en fonction de  $\theta_{on}$  avec  $\theta_{off} = 0^\circ$

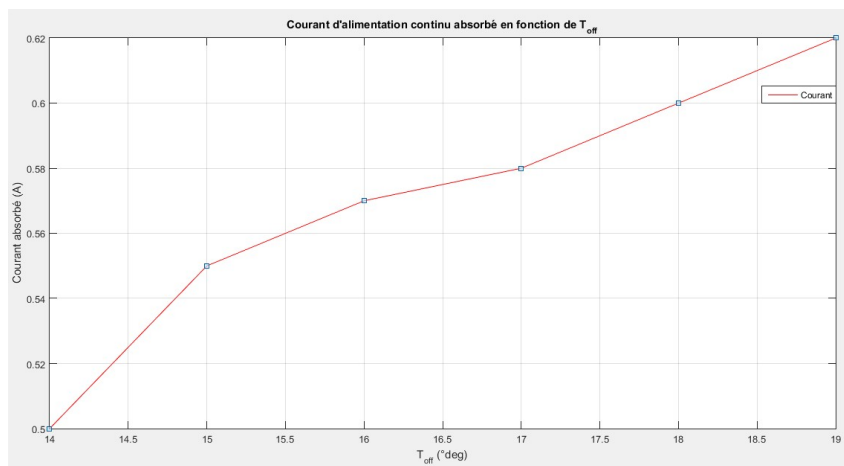


FIGURE 3.33: Variation du courant d'alimentation en fonction de  $\theta_{off}$

### 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.

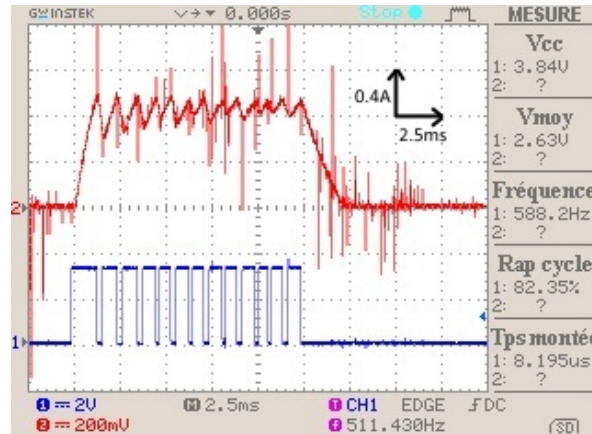


FIGURE 3.34: Signal d'alimentation et courant de phase en hystérésis avec  $I_{ref} = 0.9A$  à 310 tr/min

La figure 3.34 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.

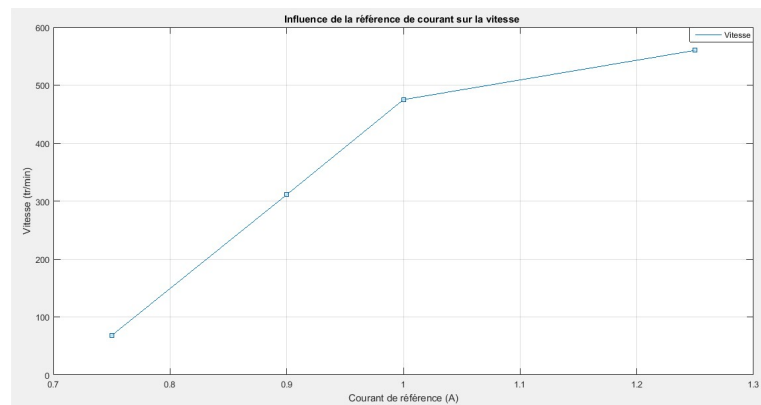


FIGURE 3.35: Influence de  $I_{ref}$  sur la vitesse

La figure 3.35 indique les vitesses obtenues en fonction des références de courant choisis en boucle ouverte. La figure 3.36 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

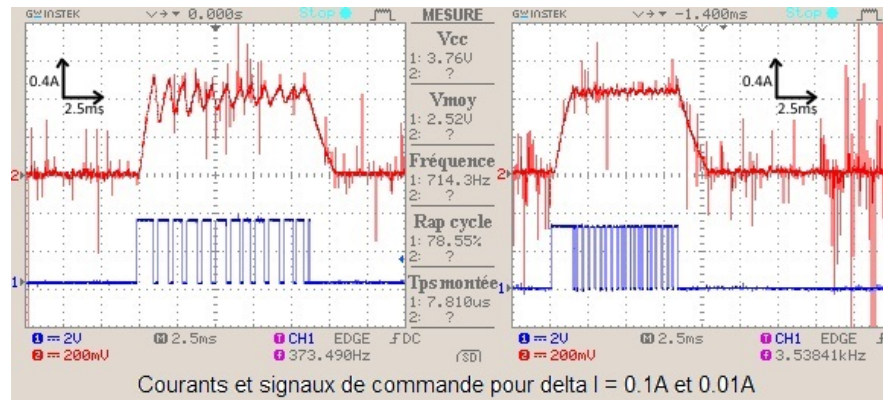


FIGURE 3.36: Courant de phase pour différents  $\delta I$  avec  $I_{ref} = 0.9A$

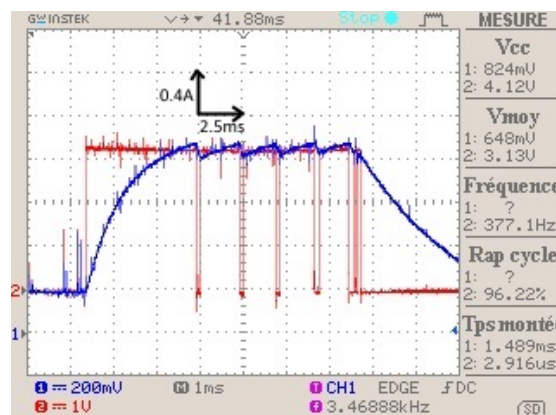


FIGURE 3.37: Signal de commande et courant de phase avec  $\delta I = 0.05A$

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 3.37 témoigne de la bonne évolution du courant par rapport au signal de commande généré par le microcontrôleur.

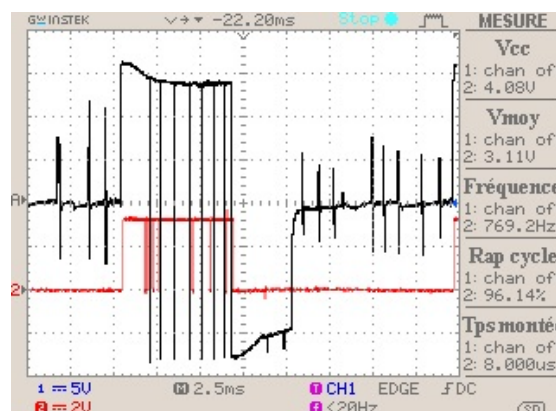


FIGURE 3.38: Signal de commande et tension au bornes de la phase

La tension appliquée au bornes de la phase respecte bien le signal de commande.

## 3.4 Identification

### Mesure de la résistance

La résistance à été mesurée en courant continu et a donné la valeur de  $R = 2.5\Omega$ .

### Mesure de l'inductance en fonction de la position

La mesure de l'inductance d'une phase est effectuée à l'aide d'un Lcmètre pour différentes positions du rotor, une interpolation nous a permis d'établir une table  $L(\theta)$  présentée sur la figure 3.39 et utilisée dans la simulation. Les inductances des deux autres phases sont respectivement déduites par translation de  $15^\circ$  et  $30^\circ$ .

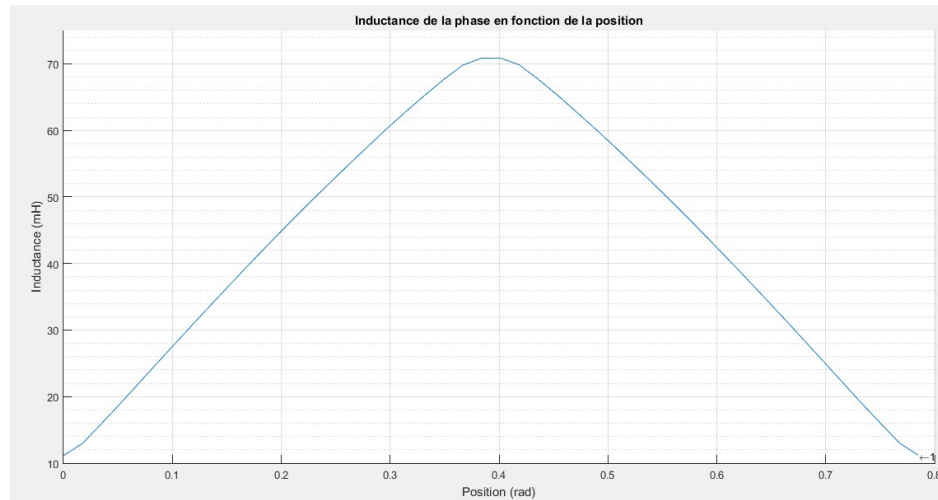


FIGURE 3.39: Inductance de la machine en fonction de la position

### Mesure de J et de f

La mesure de J et de f est réalisée à partir de la caractéristique de la vitesse de la SRM obtenue lors d'un démarrage pour une tension de 20V et du couple électromagnétique estimé. La détermination de ces paramètres nécessite la connaissance de la fonction de transfert de la partie mécanique de la machine qui est donnée par :

$$\omega = \frac{1}{J * p + f} * \Gamma_{em} \quad (3.5)$$

Donc, en ayant la vitesse de la machine en régime dynamique, et le couple électromagnétique, on peut trouver la fonction de transfert les reliant.



Pour ce faire, l'outil de Matlab : "System Identification tool" a été utilisé.

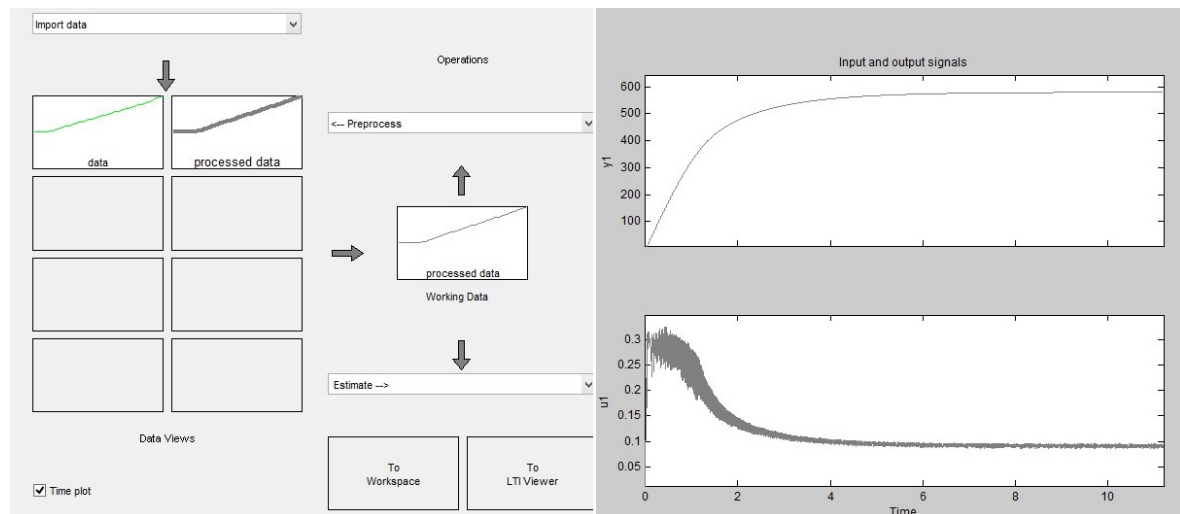
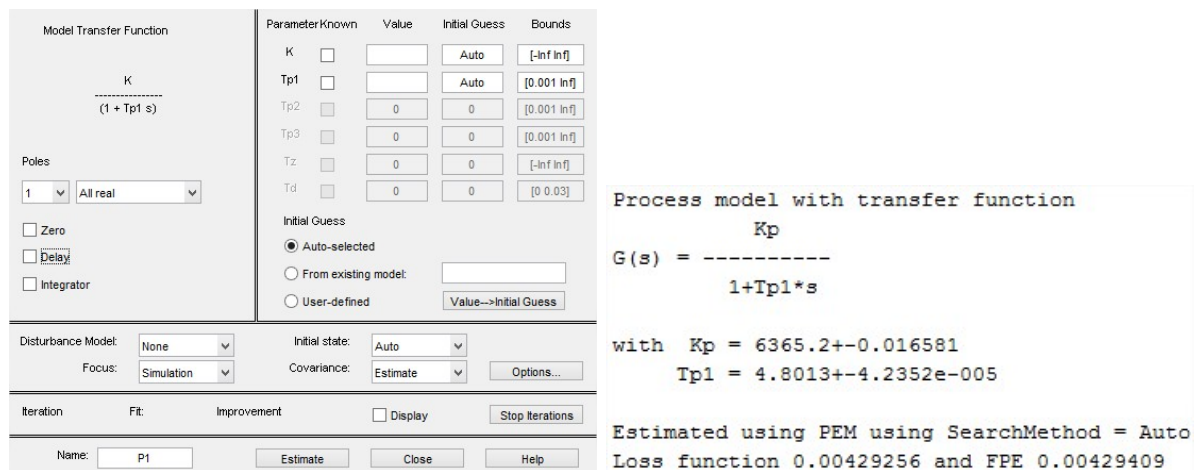


FIGURE 3.40: Système d'identification Matlab

On commence par importer les données entrées sorties dans l'interface, représentées à gauche sur la figure 3.40 par le nom "data". Ensuite on applique un filtre passe-bande sur les deux fichiers de valeurs, pour réduire les harmoniques de rang supérieur. Le résultat du filtrage est nommé "Processed data". Un plot des fichiers de valeurs filtrés obtenus est représenté à droite sur la figure 3.40. A partir de ce fichier le modèle (fonction de transfert) est estimé à l'aide de l'outil suivant :



(A) Outil d'estimation du modèle

(B) Résultat du modèle estimé

FIGURE 3.41: Estimation du modèle

On choisit un seul pôle pour le modèle à estimer, et on valide. Après calcul on obtient le modèle présenté sur la figure 3.41b :

La vitesse utilisé dans l'identification est en tour/min, alors que celle à identifier est en rad/s. Donc il est nécessaire de diviser  $K_p$  par le coefficient correspondant.



Donc

$$K_p = 6365.2 * 2 * \pi / 60 = 666.56 T_p = 4.8 \quad (3.6)$$

par superposition au modèle mécanique de l'équation 3.5 , on déduit :

$$f = 1/K_p \quad (3.7)$$

$$J = T_p/K_p \quad (3.8)$$

L'application numérique donne :

$$f = 0.0015 \quad (3.9)$$

$$J = 0.0072 \quad (3.10)$$

Cet outil d'identification présenté sur la figure 3.42 nous permet de comparer la sortie réelle avec celle obtenue par le modèle estimé.

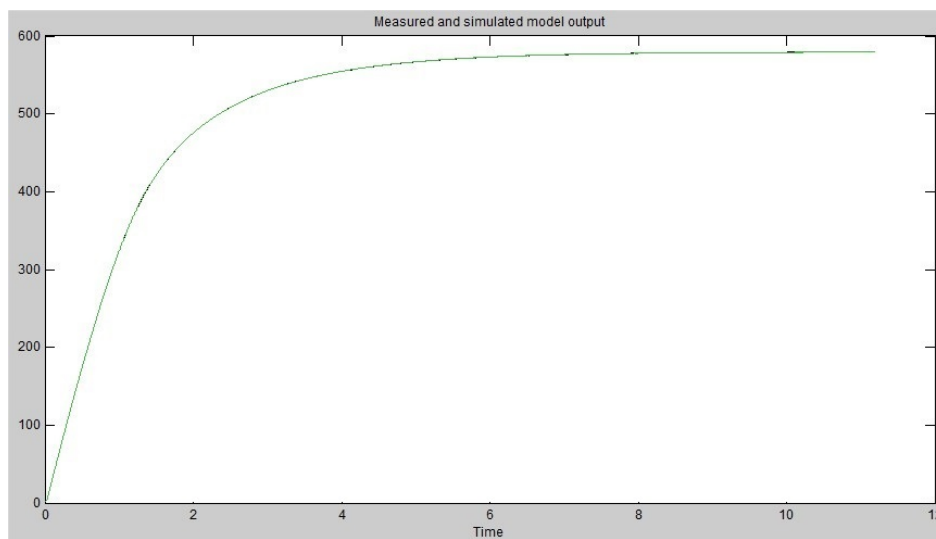


FIGURE 3.42: Vitesse réelle et estimée par le modèle

On remarque que le résultat est cohérent avec une précision de 99.95%.

### 3.5 Validation des résultats

Dans cette section, une comparaison entre les résultats de simulations et expérimentaux sera faite afin de valider les modèles choisis en simulation.

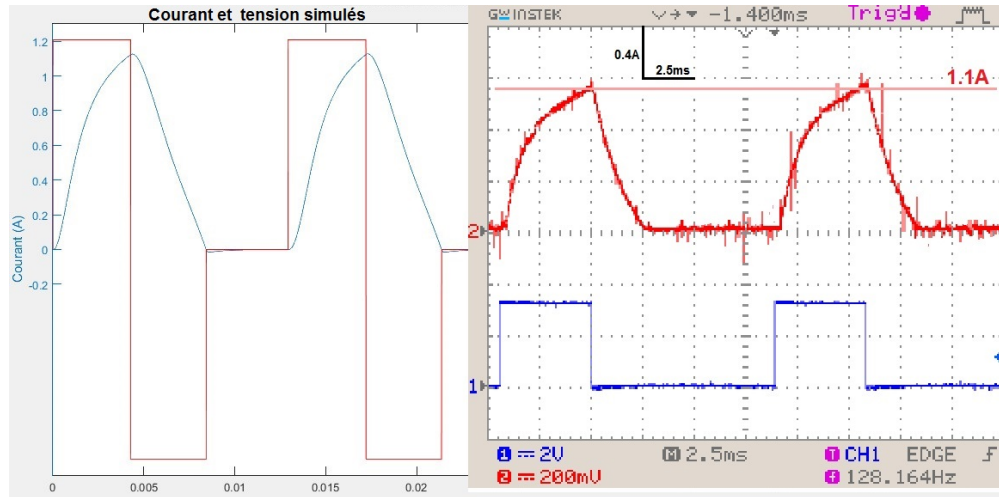


FIGURE 3.43: Comparaison Courant pleine onde simulé et expérimental

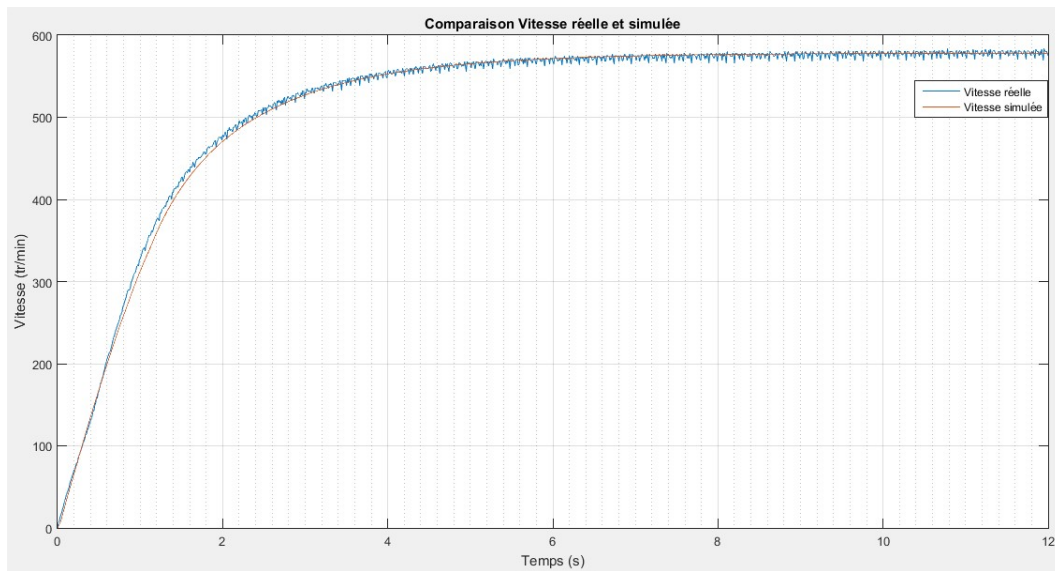


FIGURE 3.44: Comparaison évolution de la vitesse simulée et pratique

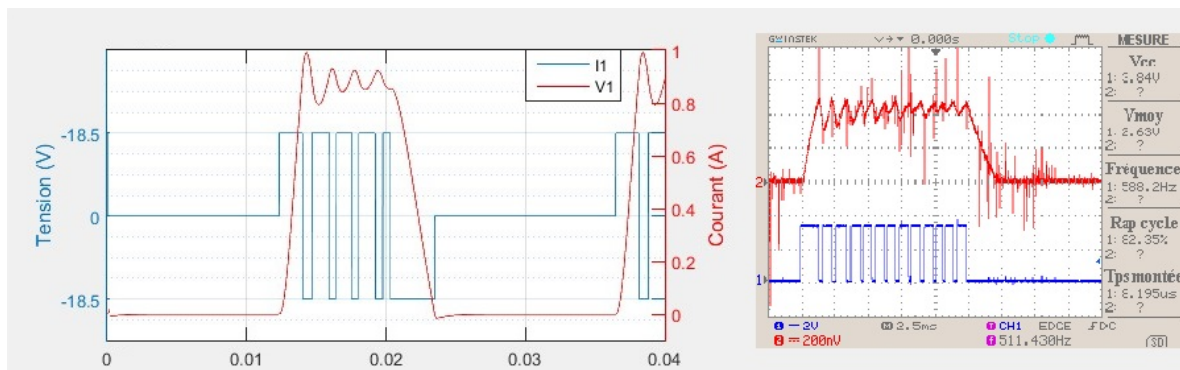


FIGURE 3.45: Comparaison Courant hystérésis simulé et expérimental

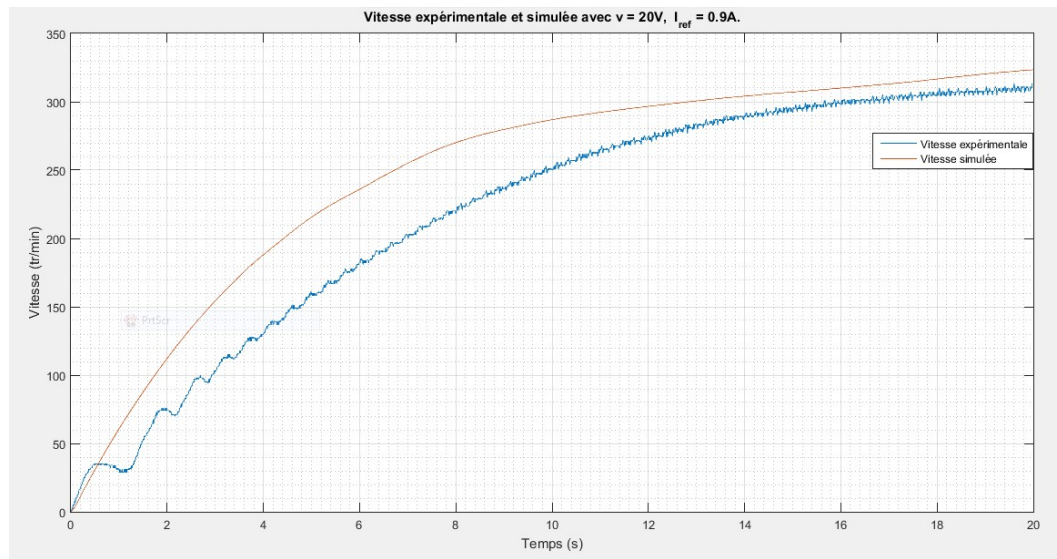


FIGURE 3.46: Comparaison évolution de la vitesse simulée et expérimental en hystérésis  $I_{ref} = 0.9A$ .

Nous constatons que les résultats théoriques et expérimentaux concordent. Nous pouvons donc valider le modèle de simulation choisi.

### 3.6 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 angles 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.

# Chapitre 4

## Régulation en vitesse de la SRM

### Introduction

Dans ce chapitre, on se propose de réaliser une régulation de vitesse en utilisant les régulateurs PI et IP pour les opérations de démarrage, de perturbation de vitesse et lors d'un défaut de phase. Un dimensionnement de ces régulateurs est effectué par simulation, et les régulateurs ont été testés pour les opérations de démarrage et de perturbation de vitesse. Ces régulateurs ont été aussi déterminés expérimentalement et ont été implémentés sur le microcontrôleur à travers des programmes de commande. Ces programmes sont utilisés pour effectuer des tests de démarrage et de perturbation de vitesse, ainsi que les tests du défaut de phases.

## 4.1 Simulation sur Matlab

Une simulation de la commande de la SRM sera réalisée en utilisant le régulateur PI présenté sur la figure 4.1, et le régulateur IP donné sur la figure 4.2.

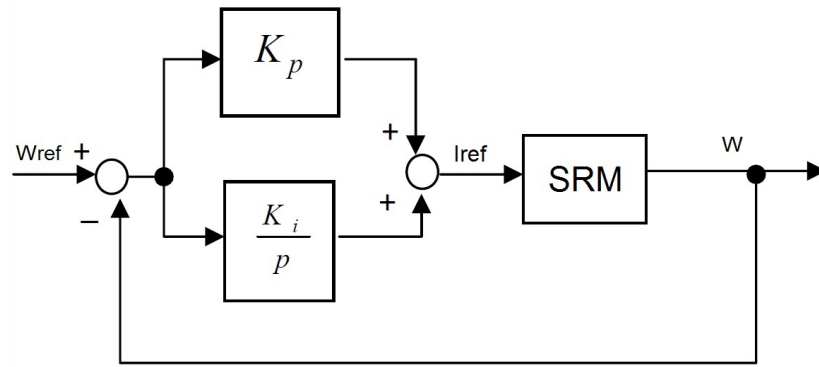


FIGURE 4.1: Structure régulateur PI

Le régulateur PI comprend les deux actions proportionnelle et intégrateur en parallèles.

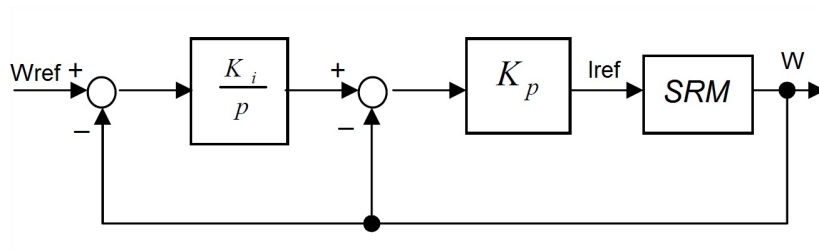


FIGURE 4.2: Structure régulateur IP

Alors que celui du régulateur IP, l'action intégrale vient en premier lieu. Il lui ait ensuite soustrait la vitesse. La résultante passe après par l'action proportionnelle.

### 4.1.1 Régulateur PI

Un dimensionnement des coefficients du régulateur PI sera effectué par tâtonnement afin d'obtenir les meilleurs résultats en vue de l'implémentation sur microcontrôleur.

Le calcul des coefficients du régulateur PI a conduit aux valeurs suivantes :  $K_p = 0.5$ ,  $K_i = 0.2$ . La simulation du fonctionnement du système, pour un échelon de vitesses de référence inférieures à la vitesse de base, est effectuée. La réponse en vitesse, après application d'un couple résistant est donnée sur la figure 4.3.

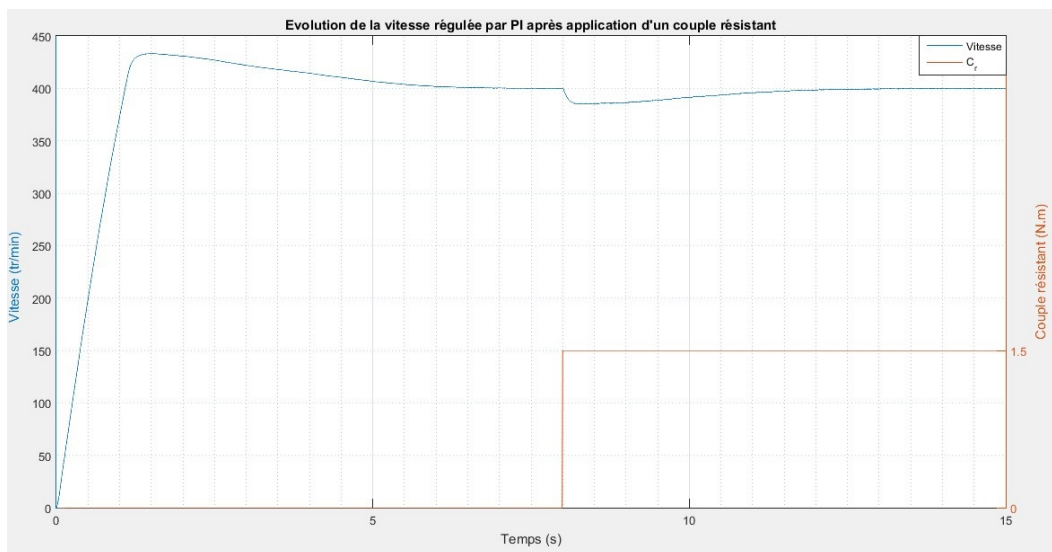


FIGURE 4.3: Vitesse réglée par PI par simulation après application d’un couple résistant

Un dépassement de 30tr/min est constaté, et un temps de réponse de 6s. Après application d’un couple résistant, la aussi une chute de vitesse de 20tr/min est visible, avec un temps d’élimination 4s.

Le couple électromagnétique simulé de la SRM est présenté sur la figure 4.4. Nous constatons un retard d’action du PI après application d’un couple résistant, d’où le rejet très long de la perturbation.

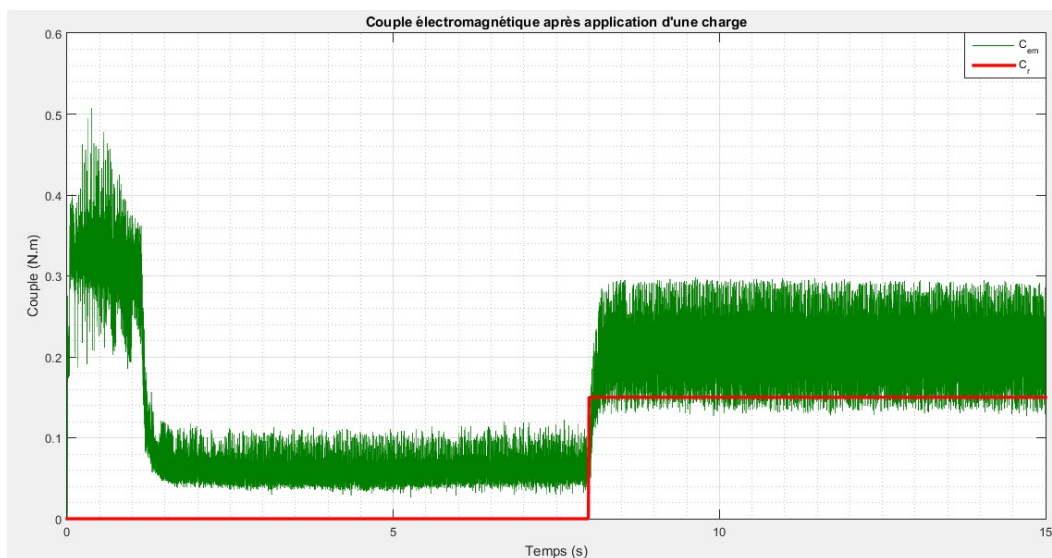


FIGURE 4.4: Couple électromagnétique par PI associé à l’application d’un couple résistant

La figure 4.5 présente la réponse en vitesse après un changement de consigne. Le PI réagit rapidement avec un dépassement de 12tr/min, comme l’atteste la réponse du couple électromagnétique sur la figure 4.6 et une stabilisation après 3s.

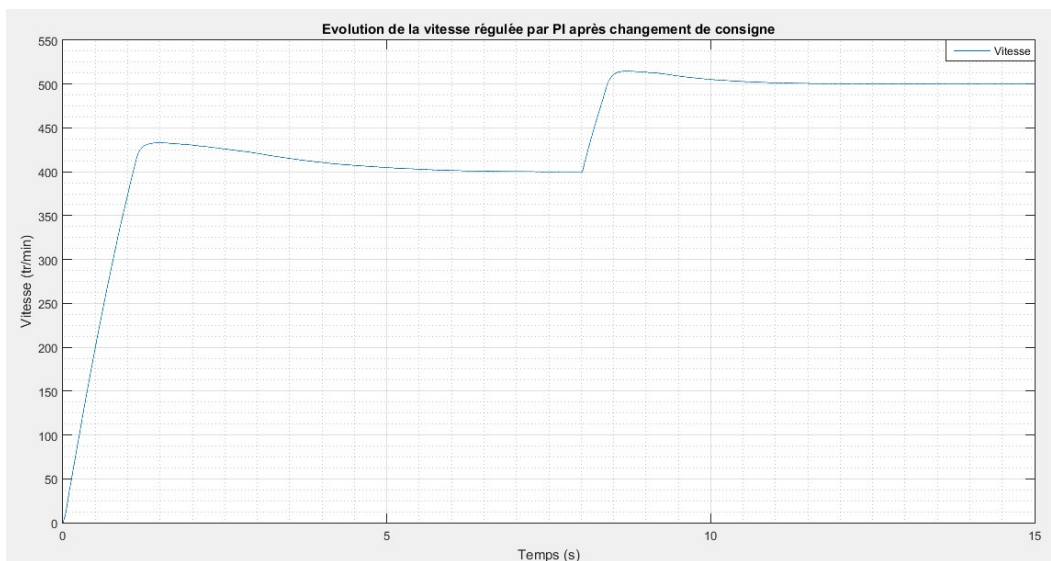


FIGURE 4.5: Changement de consigne de vitesse régulée par PI

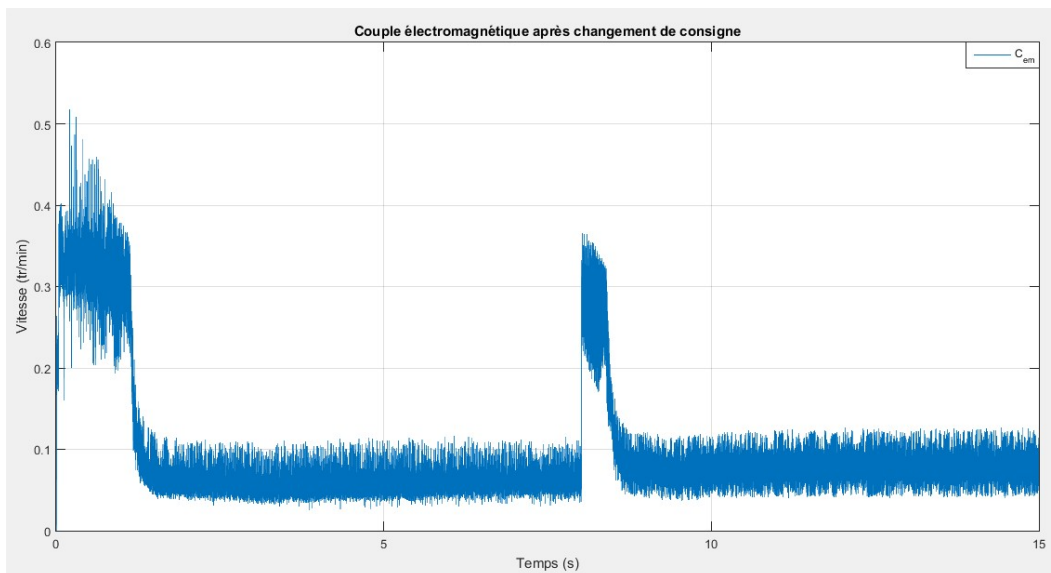


FIGURE 4.6: Couple électromagnétique par PI après changement de consigne de vitesse

Lors du dimensionnement des action P et I appliquées à la SRM, il a été remarqué qu’il ya un compromis à faire entre le dépassement (overshoot), et le rejet de perturbation en régime permanent. Cela est expliqué par le caractère fortement non linéaire de la SRM.

En réduisant le dépassement, un rejet de perturbation plus long est remarqué. Alors que diminuer le temps de rejet de la perturbation nous conduit à un dépassement disproportionné. nous constatons que le PI présente des inconvénients dans la commande en vitesse de la SRM. En effet, le PI n’est pas robuste. On propose donc la régulation en vitesse avec un autre type de régulateur, qui est le régulateur IP présenté dans la section suivante.



### 4.1.2 Régulateur IP

Les paramètres optimaux du régulateur IP obtenus sont :  $K_p = 2$  et  $K_i = 1$ . Les résultats de simulation sont représentés dans les figures suivantes.

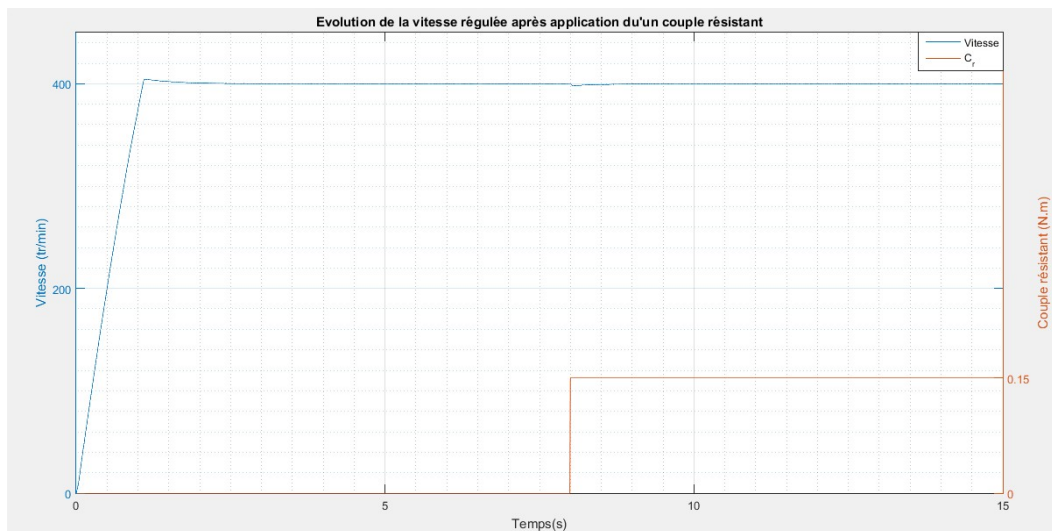


FIGURE 4.7: Vitesse régulée par IP par simulation après application d’un couple résistant

On remarque une nette amélioration de la réponse de la vitesse, avec un dépassement de moins de 5tr/min. Ceci sans perdre la sensibilité du régulateur quand au rejet de la perturbation, avec une chute de vitesse de moins de 2tr/min après application d’un couple résistant. La figure 4.8 illustre la réponse du couple électromagnétique à la perturbation. En effet, l’augmentation du couple est presque instantanée.

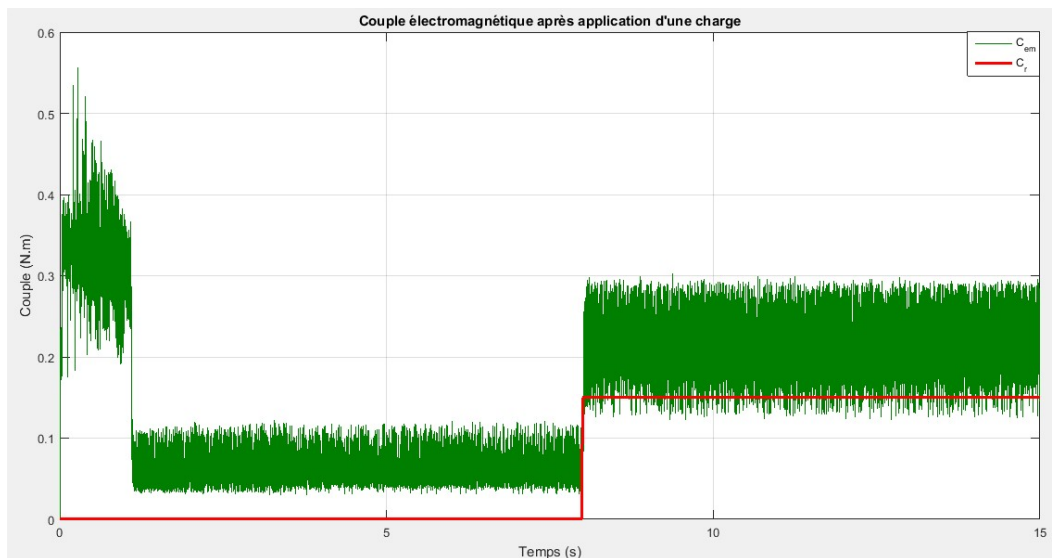


FIGURE 4.8: Couple électromagnétique par IP associé à l’application d’un couple résistant



Les figures 4.9 et 4.10 présentent respectivement la réponse en vitesse et en couple de la SRM après changement de consigne de vitesse.

On constate que le régulateur IP réagit rapidement, avec une stabilisation après 2s

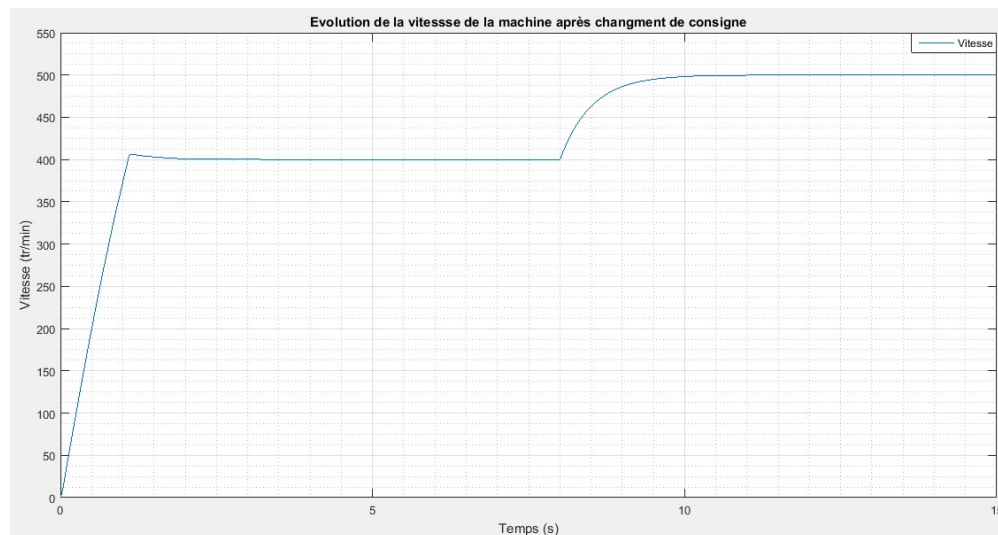


FIGURE 4.9: Changement de consigne de vitesse régulée par IP

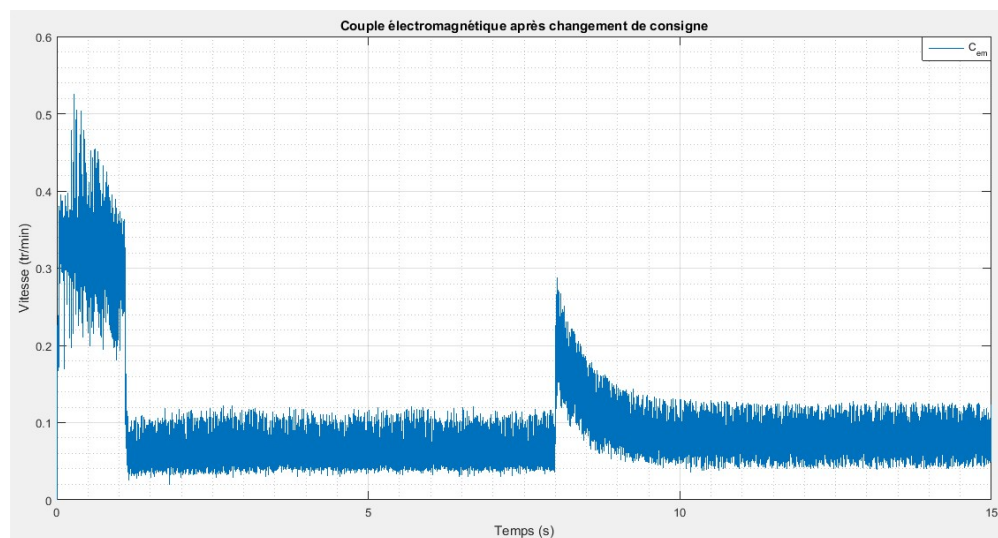


FIGURE 4.10: Couple électromagnétique par PI après changement de consigne de vitesse

On remarque une nette amélioration au niveau de la compensation de la perturbation, celle-ci s'effectue rapidement un rétablissement rapide de la vitesse. Les résultats obtenus mettent bien en évidence l'apport des régulateurs IP dans le domaine de la régulation. Ce résultat peut s'expliquer par la structure même du régulateur. En effet, l'action proportionnelle qui intervient en régime transitoire, est utilisée en boucle interne et l'action intégrale, qui intervient plutôt en régime permanent, est utilisée en boucle externe. L'action d'une boucle interne étant plus rapide que celle d'une boucle externe, l'action proportionnelle intervient plus rapidement, donc plus efficacement qu'avec la structure PI.

## 4.2 Implémentation sur microcontrôleur

L'élaboration du programme relatif à la commande reprend principalement celui utilisé par l'alimentation contrôlée en courant, avec la particularité d'intégrer une nouvelle fonction "Reg-fct". Cette fonction a pour objectif de calculer le courant " $I_{ref}$ " en temps réel permettant la variation de la vitesse. Elle a comme arguments : la vitesse instantanée et la vitesse de référence définie préalablement. La fonction contient essentiellement une partie du calcul de l'action proportionnelle et intégrale, la sortie " $I_{ref}$ " est calculée en réarrangeant les actions selon le type du régulateur souhaité.

### 4.2.1 Régulateur PI

Pour déterminer les meilleurs paramètres du régulateur PI, Le paramètre  $K_i$  est fixé en premier lieu et l'étude se fait en variant l'action  $K_p$ . ensuite, en ayant le meilleur  $K_p$ , l'action  $K_i$  est variée afin d'obtenir la meilleur réponse de vitesse.

#### 4.2.1.1 Influence du paramètre $K_p$

Le paramètre de l'action  $K_i$  étant fixé à 0.01, on fait un démarrage de la machine pour plusieurs valeurs de  $K_p$ . La vitesse de référence est réglée à  $400tr/min$ .

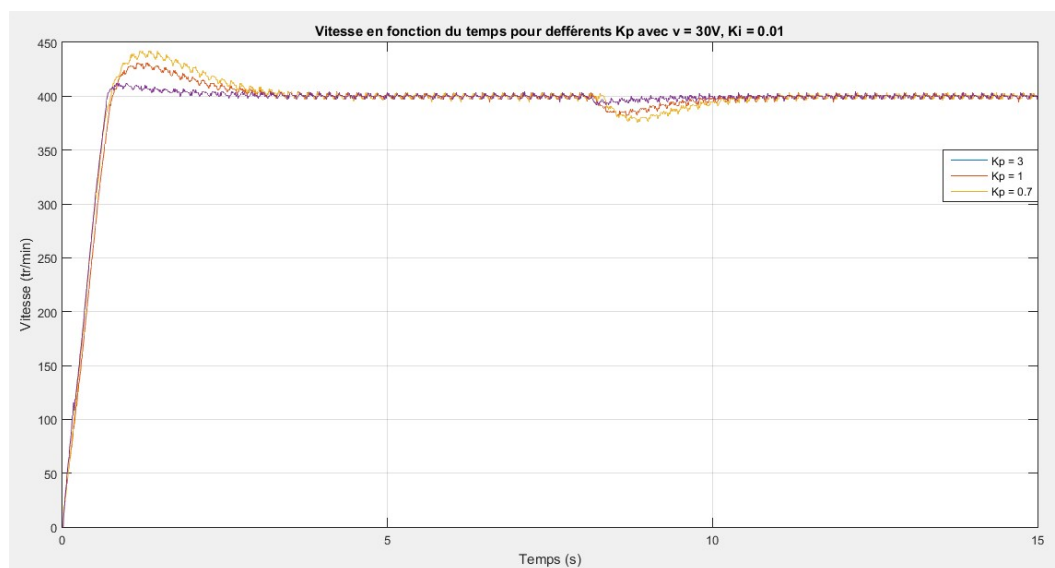


FIGURE 4.11: Vitesse régulée par PI pour plusieurs valeur de  $K_p$

La figure 4.11 illustre la réponse en vitesse régulée par PI après application d'un couple résistant pour plusieurs valeur de  $K_p$ . L'action  $K_p$  est très importante, en effet elle a une

influence positive sur le dépassement et le rejet de perturbation. plus  $K_p$  est grand, plus la réponse est meilleur. Néanmoins, une valeur de  $K_p$  plus grande entraîne une instabilité du système qui va empêcher la machine de démarrer.

#### 4.2.1.2 Influence du paramètre $K_i$

De la même manière que précédemment, le paramètre  $K_p$  étant fixé à 3. Nous faisons varier  $K_i$  afin d'obtenir la meilleur réponse.

L'influence de  $K_i$  qui est présentée sur la figure 4.12 est moins visible que celle  $K_p$ . Pour  $K_i = 0.001$ , le dépassement est de  $10\text{tr}/\text{min}$  avec un rejet de perturbation très long (plus de 5s). En augmentant  $K_i$ , le rejet de perturbation est plus rapide, mais il ya apparition d'un dépassement de vitesse de l'ordre de  $25\text{tr}/\text{min}$  dans le cas ou  $K_i = 0.05$ . Le valeur intermédiaire  $K_i = 0.005$  est choisie.

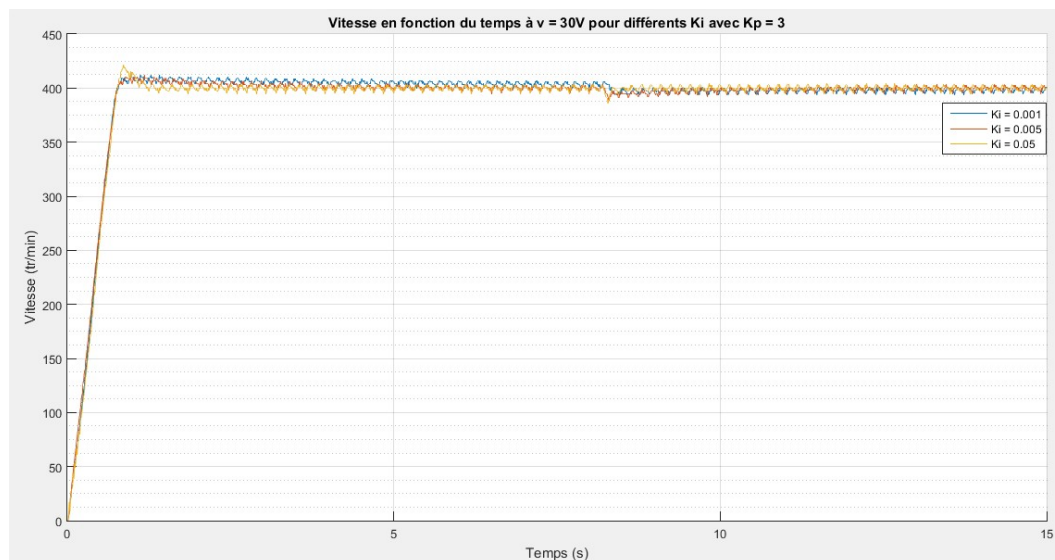


FIGURE 4.12: Vitesse régulée par PI pour plusieurs valeur de  $K_i$

La réponse du régulateur avec les paramètres optimaux est présentée sur la figure 4.13 avec la sortie du régulateur ( $I_{ref}$ ). On obtient un dépassement de  $10\text{tr}/\text{min}$ , et un temps de rejet de perturbation de 3s.

La figure 4.14 montre la réponse en vitesse obtenue par le "graph window" après changement de consigne. La progression jusqu'à la nouvelle vitesse se fait en moins de 0.2s.

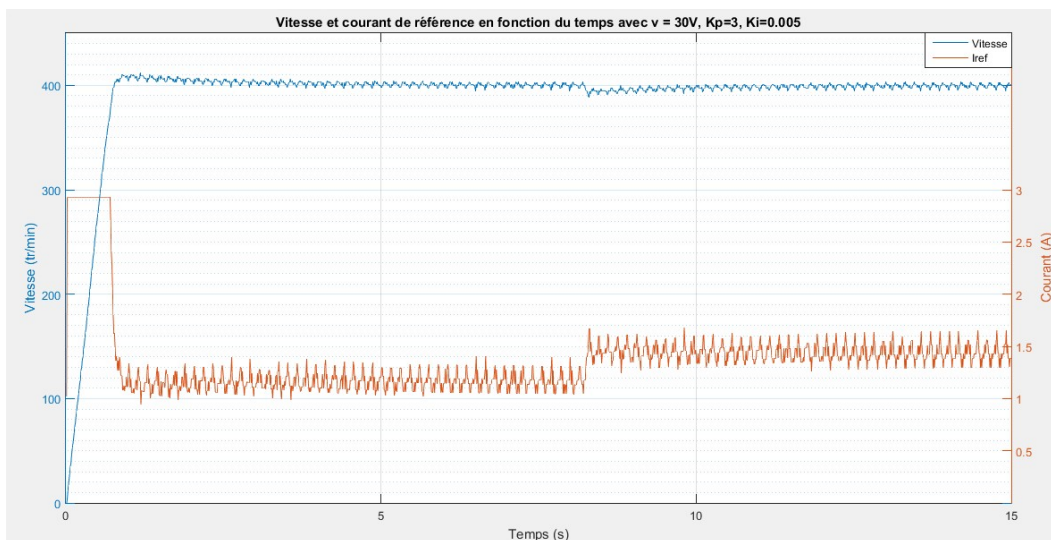


FIGURE 4.13: Réponse vitesse régulée par PI  $K_p=3$   $K_i=0.005$

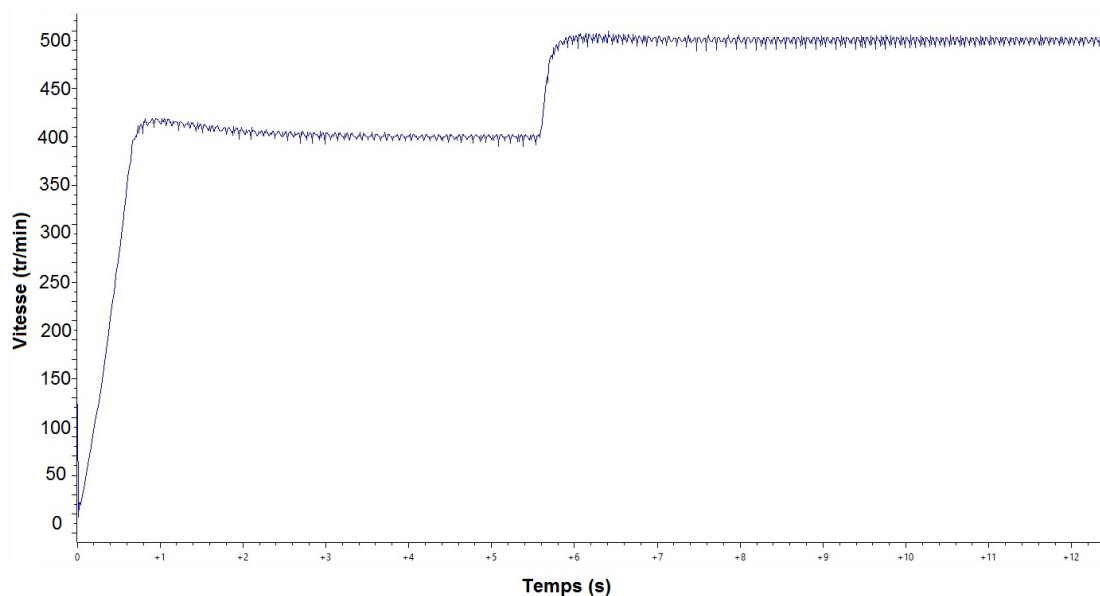


FIGURE 4.14: Réponse vitesse régulée par PI après changement de consigne

Un test de tolérance aux défauts à été effectuer et présenté dans la figure La figure 4.15 afin de juger la sensibilité du régulateur dans ce cas. La phase 1 est enlevé après 6s : une chute de vitesse de moins de 20tr/min est remarquée. Ensuite, après 11s la phase 2 est enlevée : une chute de vitesse de 30tr/min apparait, avec un temps de rejet de perturbation de 3s.

Les performances du régulateur PI sont acceptables avec un dépassement de l'ordre de 20tr/-min, et un temps de rejet de perturbation de 3s dans le pire des cas.

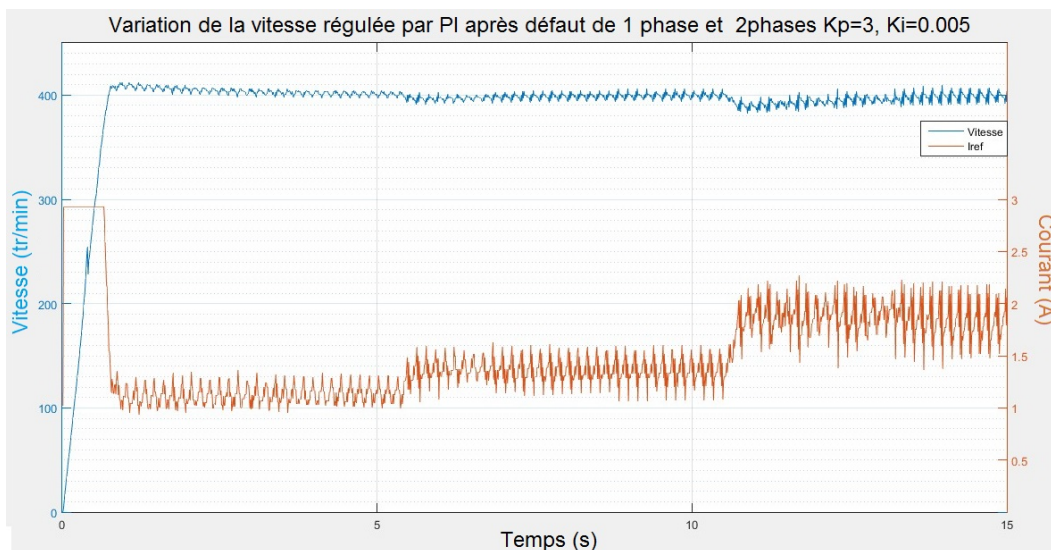


FIGURE 4.15: La réponse en vitesse régulé par PI après défauts

### 4.2.2 Régulateur IP

De la même façon, on procède par la variation du paramètre  $K_p$  comme présentée sur la figure 4.16.

L'augmentation du paramètre  $K_p$  implique une diminution du temps de rejet de perturbation. En effet pour  $K_p = 2$ , la chute de vitesse après application d'un couple résistant n'est pas perceptible. Concernant le "overshoot", le fonctionnement n'est pas optimal. Cela sera réglé par la variation du paramètre  $K_i$ .

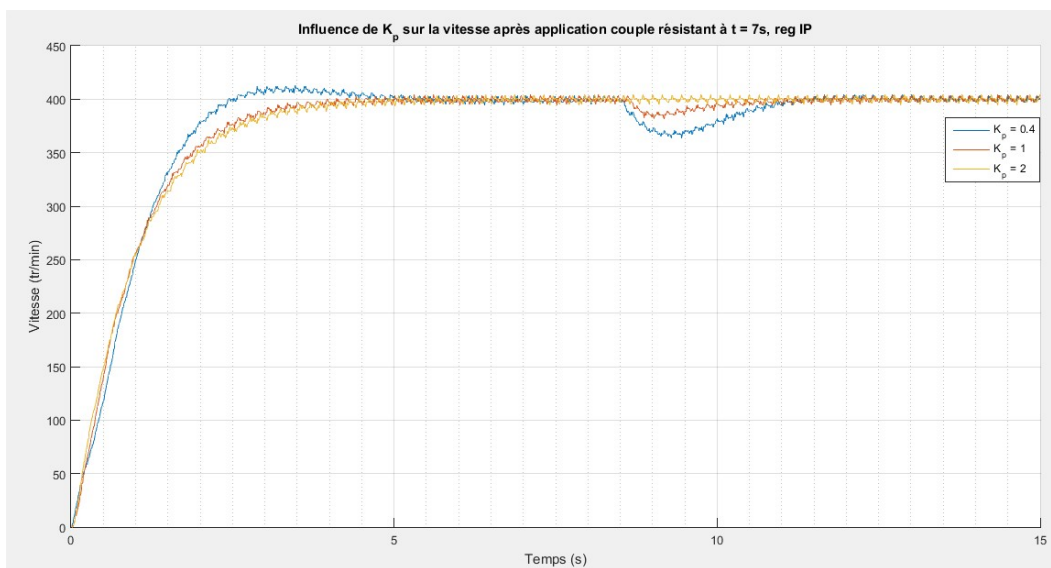


FIGURE 4.16: Vitesse régulée par IP pour plusieurs valeur de  $K_p$  avec  $K_i = 0.01$

Nous constatons que l'influence de  $K_i$  se porte essentiellement sur le dépassement "overshoot". On déduit que la valeur optimale se retrouve entre 0.04 et 0.01.

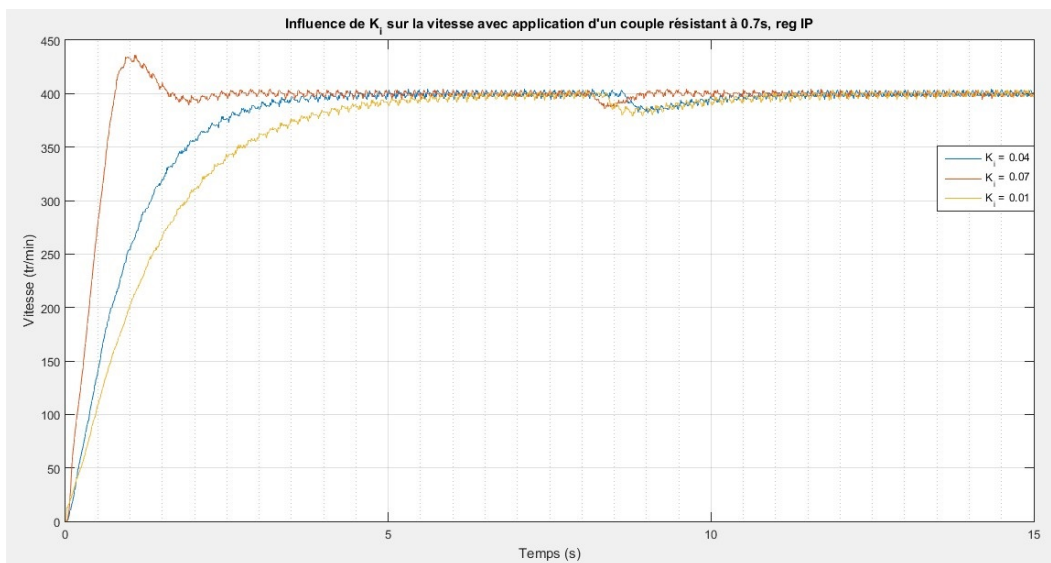


FIGURE 4.17: Vitesse régulée par IP pour plusieurs valeur de Ki avec  $K_p = 1$

Les paramètres optimaux déduits sont  $K_p = 3$  et  $K_i = 0.05$ . La figure 4.18 montre la réponse optimale de la vitesse avec le courant de référence pour ces paramètres.

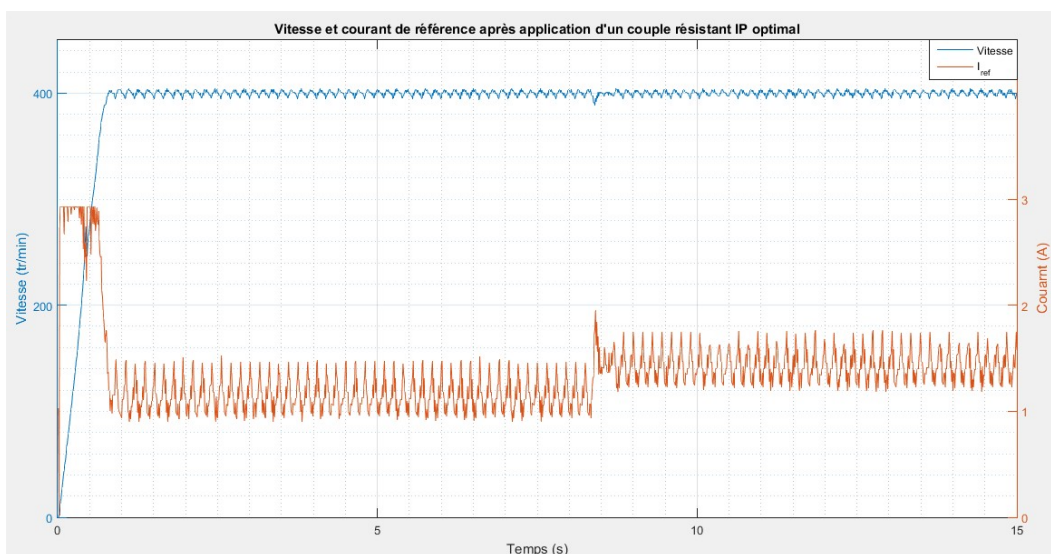


FIGURE 4.18: Réponse vitesse régulée par IP  $K_p=3$   $K_i=0.05$

La réponse en vitesse du IP est optimal, avec un temps d'arrivé à la vitesse de consigne minimale, et un dépassement inexistant. Après application d'un couple résistant, la vitesse chute de 10tr/min, mais le rejet de perturbation est instantané. La figure 4.19 représente la réponse en vitesse après changement de consigne. Là aussi le régulateur présente des performances optimales.



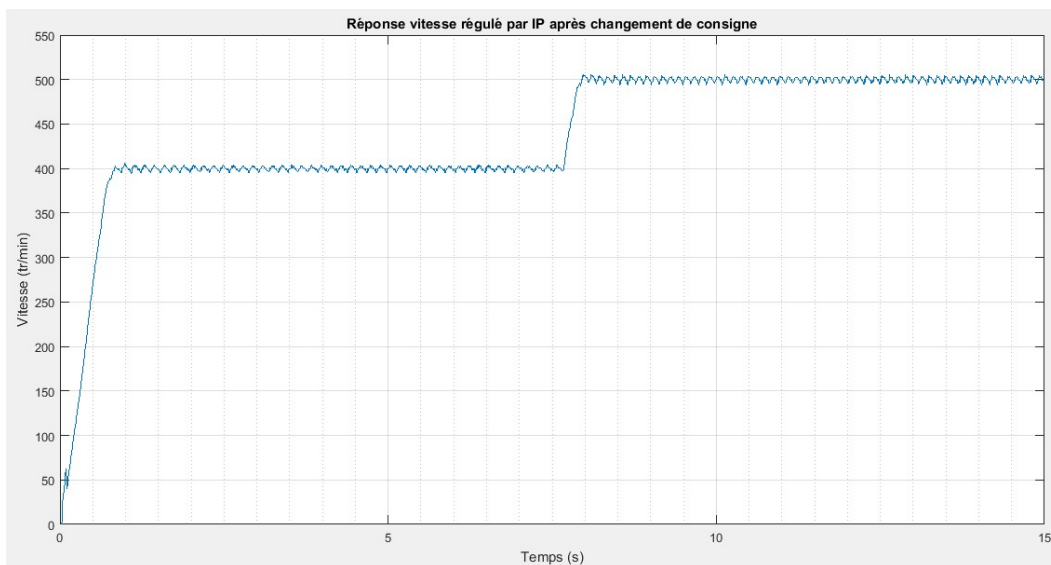


FIGURE 4.19: Réponse vitesse régulée par IP après changement de consigne

Concernant la figure 4.20, elle présente la tolérance après défauts de la SRM. la chute de vitesse est très faible dans le cas d'élimination d'une phase. Ensuite, deux phases sont enlevées avec une fluctuation de la vitesse ainsi que le courant de référence autour de la consigne. Mais le système est stable et fonctionne correctement.

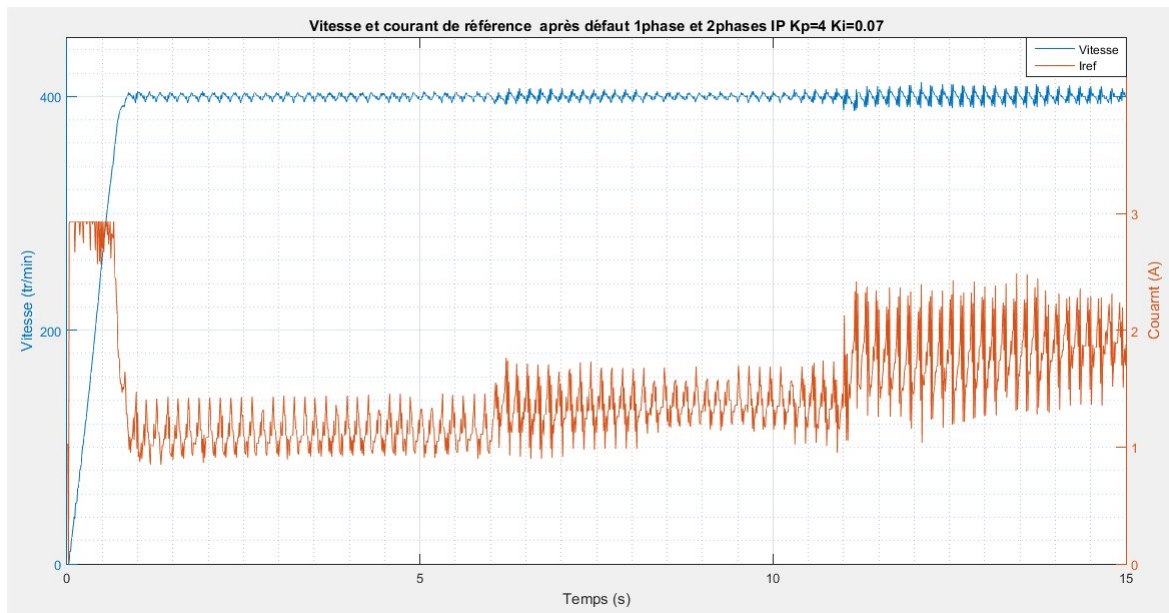


FIGURE 4.20: La réponse en vitesse régulé par IP après défauts

### 4.3 Conclusion

Dans ce chapitre, une régulation de vitesse par simulation est réalisée pour les opérations de démarrage et de perturbation de couples en utilisant des régulateurs PI et IP. Ces régulateurs ont été, ensuite implémentés sur microcontrôleur et ont été testés expérimentalement pour les mêmes opérations, ainsi que des tests de défauts de phases. La régulation par ces deux types de régulateurs s'est avérée satisfaisante et les résultats expérimentaux ont confirmé la validité des régulateurs choisis. Nous avons aussi confirmé la supériorité du régulateur IP sur le régulateur PI. Enfin, nous avons confirmé la tolérance aux défauts de phases de la SRM par les tests de défaut où les 2 régulateurs ont correctement répondu.



# 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 fonctionnements 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 élaborés 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.

La régulation de vitesse a été réalisée par simulation et par microcontrôleur. Les régulateurs PI et IP ont été dimensionnés et testés par simulation et expérimentalement pour les opérations de démarrage et de perturbation de vitesse. Les résultats obtenus sont très satisfaisants et nous ont confirmé l'efficacité de ces régulateurs et la supériorité du régulateur IP sur le régulateur PI. De plus ces régulateurs ont été efficaces pour la régulation de vitesse lors des essais de défaut de phase.

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] B. MULTON, “Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réluctance variable, extrait du rapport d’habilitation à diriger des recherches de l’auteur,” *LÉSIR (URA CNRS D1375, École Normale Supérieure de Cachan.*, Mai 1994.
- [2] G.GALLEGOS-LÓPEZ, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*.
- [3] 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.
- [4] T. J. E. Miller, *Switched Reluctance Motors and Their Control*. Oxford, U.K : Magna Physics and Clarendon, 1993.
- [5] 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.
- [6] R. Krishnan, *Switched reluctance motor drives : Modelling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*. CRC Press, Boca Raton.
- [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. Sakurai, “Sliding mode control of switched reluctance motors,” *Thèse de Master*, 2001.
- [10] A.EMADI, “Energy-effecient electric motors,” *Illinois Institute of technology, Chicago*, 2005.

- [11] G. Yuan, "Speed control of switched reluctance motors," *These de Doctorat*, Aout 2000.
- [12] Z. E.M.B MESSINI, "Modélisation et commande avec et sans capteur d'une srm," *PFE, ENP, Alger*, 26 juin 2013.
- [13] 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.
- [14] E. Chumacero-Polanco, "Velocity control of switched reluctance motors, thèse de doctorat en physique," *Ecole doctorale Sciences et Technologies de l'Information, des Télécommunications et des Systèmes (Orsay, Essonne) , en partenariat avec Laboratoire des signaux et systèmes (L2S) (Gif-sur-Yvette, Essonne) (laboratoire) .*, 10-04-2014 2014.
- [15] L. AMOR, "Commande non linéaire d'un moteur à réluctance variable," *Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montreal*, 1996.
- [16] 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.
- [17] F. G.SEGUIER, *Électrotechnique industrielle, 3ème édition*. 1993.
- [18] A. F.SARGOS, "machines à réluctance variable (mrv)- principes des mrv. machines à commutation," *technique de l'ingénieur, D3680*.
- [19] A. A. L.MAKHLOUFI, "Modélisation et commande de la srg en régime saturé," *PFE, ENP, Alger*, Juin 2012.
- [20] 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.
- [21] P. Chancharoensook and M. F. Rahman, "Dynamic modeling of a four-phase 8/6 switched reluctance motor using current and torque look-up tables," *28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON'02)*, vol. 1, 2002.
- [22] N. C. C. J. F. Pan and J. M. Yang, "High-precision position control of a novel planar switched reluctance motor," vol. 52, Dec 2005.
- [23] H. A.-R. Omar Ellaban, "Switched reluctance motor converter topologies : A review," *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Busan, Korea*, Feb. 26 - Mar. 1 2014.
- [24] P. C. K. P. O. R. Frede Blaabjerg and C. Cossar, "Improved digital current control methods in switched reluctance motor drives," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 14, no. 3, 1999.

- [25] A. M. Michaelides, "The design of switched reluctance motors for efficient energy conversion," *Phd Thesis, Department of Engineering University of Warwick. Coventry, CV4 7AL*, September 1994.
- [26] 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.
- [27] R. TOUDJI, "Analyse des performance de commande d'une mrv à doubles dentures pour les systèmes d'entrainements à vitesse variable," *Mémoire de Magister en Automatique, Ecole Nationale Polytechnique*, Février 2006.
- [28] S. Panda and P. Dash, "Application of non-linear control to switched reluctance motors : A feedback linearization approach," *IEE Proc, Electrical Power*, vol. 143, no. 5, 1996.
- [29] M. S. I. Roy, A. Mccann and I. Husain, "Application of a sliding mode observer for position and speed estimation in switched reluctance motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 1, 2001.
- [30] B. H. Ashour, "Sliding mode speed control of a shifted fully pitched switched reluctance machine," *Proceedings of The Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems*, vol. 2, 2001.
- [31] S. G. Khwaja, M. Rahman and B. Fahimi, "Optimized torque control of switched reluctance motor at all operational regimes using neural network," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 37, no. 3, 2001.
- [32] G. H. G. H. Kucuk, Fuat and I. Osamu, "Artificial neural networks and inductance vector based sensorless torque estimation in switched reluctance motor drive," *Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2007.
- [33] B. M. E. H. H. Cailleux, J.C Mouchouw, "Comparaison de measurement methods, to determine the electromagnetics of switched reluctance motors », electric drive design and application, lausanne," 19-20 October 1994.
- [34] I. Husain and M. Ehsani, "Rotor position sensing in switched reluctance motor drives by measuring mutually induced voltages," *IEEE Trans. Ind. Applicat*, vol. 30, 1994 May/June.
- [35] M. G. P. Laurent and M. Multon, "ensorless rotor position analysis using resonant method for switched reluctance motor," *in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting*, 1993.
- [36] M. Ehsani and B. Fahimi, "Position sensorless control of switched reluctance motor drives, a technologie ready for applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, Feb 2002.

- 
- [37] 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>.
- [38] F. M. R. S. Colby and T. J. E. Miller, “Vibration modes and acoustic noise in a 4-phaseswitched reluctance motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, Nov/Dec 1996.
- [39] C. Picod, “Conception d’alternateurs automobiles en tenant compte du comportement vibroacoustique,” *Satie ENS-Cachan, Cachan, France, Thèse de doctorat*, 1999.
- [40] A. K. Satoshi Aida<sup>1</sup> and I. Miki<sup>1</sup>, “Basic characteristics of electric vehicle using 40kw switched reluctance motor,” *Department of Electronics and Bioinformatics, Meiji University, 1-1-1 Higashi-mita Tama-ku Kawasaki, Japan*, 2005.
- [41] T. INSTRUMENT, “Dsps the tms320f2833x, architecture and peripherique,” *technical reference*, 2011.