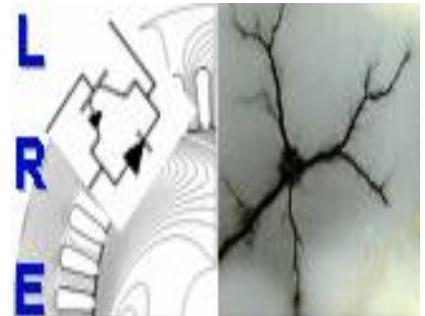


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electrotechnique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire
pour l'obtention du diplôme de
Master en Electrotechnique

Intitulé

**Commande Numérique par Microcontrôleur TMS320F28335
d'une SRM 12/8**

Présenté par
Amar ABDEDAIM

Sous la direction de **Dr. H. SAHRAOUI** et **Pr. M.O. MAHMOUDI**
soutenu publiquement le 20 juin 2016

Membres du Jury

Président : L. Nezli, Professeur à l'ENP
Rapporteurs : H. Sahraoui, Docteur à l'ENP
M.O. Mahmoudi, Professeur à l'ENP
Examineur : T. Zebbadji, Docteur à l'ENP

ENP 2016

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) - Ecole Nationale Polytechnique (ENP)
10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

Remerciements

Pour débiter, nous voudrions remercier ALLAH le tout puissant de nous avoir aidé et donner la volonté de mener à terme ce présent travail.

Nous tenons une profonde gratitude envers madame H.SAHRAOUI docteur à l'école nationale polytechnique pour avoir encadré et dirigé ce travail ainsi que pour sa patience et sa disponibilité.

Nous tenons à remercier et à montrer notre sincère respect envers monsieur M.O.MAHMOUDI professeur à l'école national polytechnique pour nous avoir encadrés dans ce travail et éclairés par ses précieux conseils.

Nous tenons aussi à remercier monsieur H.ZEROUG professeur à l'USTHB pour nous avoir permis d'effectuer une étude expérimentale et nous avoir dirigé le long de cette étude.

Nous adressons nos vifs remerciements aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'examiner ce travail.

Enfin, nous remercions chaleureusement nos amies pour leurs soutiens et leurs encouragements et tous les gens ayant participé de près ou de loin pour l'aboutissement de ce mémoire.

إهداء

أهدي هذا العمل المتواضع إلى غاليتي، كحل عيني وجنتي، أمي، المجاهدة في سبيل سعادتنا،

لا كلام يوفيك حقك

إلى أبي الذي أحمل اسمه بكل فخر، حبيبي، طيب الله ثراه وجمعنا به مع الحبيب المصطفى

صلى الله عليه وسلم

إلى إخواني وأخواتي الذين أفاضوا علي بالدعم والمساندة طيلة حياتي وقدموني إلى الطليعة،

أنا منكم وبكم

وكيف أنسى شموع البيوت، الكتاكيت الصغيرة، وفقتم للحياة المليئة بالنجاح

إلى كل أساتذتي طيلة المشوار الدراسي الحريصين على تقديم مشعل العلم لنا، أنتم سراج

الأمة

إلى عائلتي الكبيرة عبد الدايم وبلعاسي

إلى الصديق المخلص زياد بن نارة

إلى أصدقائي وجيراني

إلى أصدقائي في دفعة الكهروتقني 2016/2014 أنتم الأفضل

عبد الحق احميدة عبد الدايم

ملخص

يتمثل هذا العمل في النمذجة والتحكم لمحرك ذو مقاومة مغناطيسية متغيرة 8/12 في النظام المتشبع. من جهة أخرى، تمت برمجة وتنفيذ تحكم في حلقة مفتوحة على **DSP TMS320F28335** لتقييم عمل المحرك عند السرعات المنخفضة والعالية. علاوة على ذلك، تم التحكم الرقمي للسرعة باستعمال المعدلين **PI** و **IP** وتجربة مدى تحمل المحرك المتحكم فيه بهذين الأخيرين للعطب الناتج عن انقطاع طور ثم طورين على التوالي. التجارب المنجزة تؤكد العمل الصحيح للدارة التجريبية واستجابة المحرك مما أسفر عن نتائج جد مرضية.

كلمات مفتاحية: محرك ذو مقاومة مغناطيسية متغيرة، نمذجة، تحكم **PI** و **IP** و **DSP**.

Abstract

This work consists of modeling and control of variable reluctance machine 12/8 in saturated state. In this purpose, an open-loop control program was developed and implemented on the DSP TMS320F28335 to assess the operation of the machine at low and high speeds. Furthermore, a digital control of the speed by using the two controllers has been developed. Evaluation tests of fault tolerance are carried out for the two control strategies. Test results confirm the good operation of the test bench and the motor has responded with effectiveness to strategies control.

Keywords: SRM, modeling, PI and IP control, DSP.

Résumé

Ce travail consiste à la modélisation et la commande de la machine à réluctance variable 12/8 en régime saturé. A cet effet, un programme de commande en boucle ouverte a été élaboré et implémenté sur le DSP TMS320F28335 afin d'évaluer le fonctionnement de la machine pour les faibles et les grandes vitesses. De plus, une commande numérique de la vitesse en utilisant les deux régulateurs a été élaborée. Des tests d'évaluation de la tolérance aux défauts de phases sont effectués pour les deux stratégies de commande. Les essais effectués ont confirmé le bon fonctionnement du banc d'essai, la machine a bien réagit à la commande imposée et les résultats des essais sont satisfaisants.

Mots clés : SRM, modélisation, commande PI et IP, DSP.

Liste des symboles

SRM : Switched Reluctance Machine.

MRV : Machines à réluctance variable.

N_s : Nombre de dents statorique.

N_r : Nombre de dents rotorique.

VDC : Tension de bus continue.

I : Courant de la phase.

ΔI : Bande de hachage par hystérésis.

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

R : Résistance d'une phase.

Ψ : Flux vu par la phase.

L_1, L_2, L_3 : Inductance des phases 1,2 et 3.

L_{max} : Inductance maximale d'alignement.

L_{min} : Inductance minimale d'opposition.

Ω : Vitesse de rotation de la machine.

θ_p : Positon périodique de 45° .

θ_{on} : Angle d'alimentation.

θ_{off} : Angle d'extinction.

ω_b : Vitesse de base.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

f_r : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie du rotor de la machine.

W_c : Co-énergie magnétique.

m : Indice de modulation.

r : Taux de modulation.

ePWM : enhanced Pulse Width Modulation.

MLI : Modulation de la Largeur d'Impulsion.

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor.

PI : Proportionnel intégral.

K_p : La constante de proportionnalité.

T_i : la constante de temps intégrale.

x : Variable à réguler.

$e(x)$: L'écart de la variable à réguler.

r : Degré relatif.

$V(\mathbf{x})$:Fonction de LYAPONOV.

DSP : Digital Signal Processor.

GPIO : General purpose input output.

eQEP : enhanced Quadrature Encoder Pulse.

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

POSCNT : Compteur de position.

interrupt : Interruption.

NEWPOS : La valeur actuelle du compteur POSCNT.

DX : La différence NEWPOS – OLDPOS.

OLDPOS : Position de référence.

TI : Texas Instrument.

T : Duré d'excitation d'une phase.

r : résolution du capteur de position incrémental.

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

Liste des figures

FIG.1.1. CONVERTISSEUR EN DEMI-PONT ASYMETRIQUE	13
FIG.1.2. STRUCTURE DE LA SRM	14
FIG.1.3. STRUCTURE GENERALE DU CONVERTISSEUR EN DEMI-PONT ASYMETRIQUE	15
FIG.1.4. TECHNIQUE A HYSTERESIS (HARD CHOPPING)	16
FIG.1.5. FORME DU COURANT ET DE LA TENSION POUR L'ALIMENTATION EN PLEINE ONDE	16
FIG.1.6. CARACTERISTIQUE MAGNETIQUE DE LA MACHINE	19
FIG.2.1. DIFFERENTS ELEMENTS DU BANC D'ESSAI	22
FIG.2.2. MICROCONTROLEUR F28335	23
FIG.2.3. ARCHITECTURE DU MICROCONTROLEUR F28335 [29]	24
FIG.2.4. ENCODEUR DE PULSATIONS QUADRATIQUE [29]	26
FIG.2.5. VUE GLOBALE DU CODE COMPOSER STUDIO [43]	27
FIG.2.6. POSITION D'ALIGNEMENT DU MOTEUR	28
FIG.2.7. ORGANIGRAMME PRINCIPAL	29
FIG.2.8. ORGANIGRAMME DE REGULATION DU COURANT	30
FIG.2.9. ORGANIGRAMME DE CALCUL DE LA VITESSE	30
FIG.2.10. BOUCLE DE REGULATION DE LA VITESSE EN UTILISANT LE REGULATEUR PI	31
FIG.2.11. BOUCLE DE REGULATION DE LA VITESSE EN UTILISANT LE REGULATEUR IP	31
FIG.2.12. SIGNAL DE COMMANDE ET TENSION DE PHASE	32
FIG.2.13. COURANT DE PHASE EN PLEINE ONDE ENTRE : A) 0° ET 15°, B) -8° ET 15°, C) 0° ET 10°	32
FIG.2.14. SIGNAL DE COMMANDE ET TENSION AUX BORNES DE LA PHASE	33
FIG.2.15. SIGNAL DE COMMANDE ET COURANT DE PHASE : A) A VIDE, B) EN CHARGE	33
FIG.2.16. COURANT A VIDE ET EN CHARGE	34
FIG.2.17. REGULATEUR PI A $K_P=0.7$ & $K_I=0.01$ A) VITESSE DE DEMARRAGE B) APPLICATION D'UN COUPLE RESISTANT	36
FIG.2.18. REGULATEUR PI A $K_P=3$ & $K_I=0.05$ A) VITESSE DE DEMARRAGE B) APPLICATION D'UN COUPLE RESISTANT C) ACCELERATION D) DECELERATION	36
FIG.2.19. DEBRANCHEMENT DE DEUX PHASES A VIDE A 500 TR/MN	37
FIG.2.20. DEBRANCHEMENT DE DEUX PHASES EN CHARGE A 400 TR/MN	37
FIG.2.21. DEBRANCHEMENT DE DEUX PHASES	38
FIG.2.22. REGULATEUR IP A $K_P=0.4$ & $K_I=0.01$ A) VITESSE DE DEMARRAGE B) APPLICATION D'UN COUPLE RESISTANT	39
FIG.2.23. REGULATEUR IP A $K_P=2$ & $K_I=0.08$ A) VITESSE DE DEMARRAGE B) APPLICATION D'UN COUPLE RESISTANT C) ACCELERATION D) DECELERATION	39
FIG.2.24. DEBRANCHEMENT DE DEUX PHASES A VIDE A 500 TR/MN	40
FIG.2.25. DEBRANCHEMENT DE DEUX PHASES EN CHARGE A 400 TR/MN	40
FIG.2.26. DEBRANCHEMENT DE DEUX PHASES EN CHARGE A 500 TR/MN	41

Liste des tableaux

TABLE.1.1. SEQUENCE DE CONDUCTION -----	16
TABLE.2.1. AFFECTATION DES INTERRUPTIONS [29]-----	25
TAB.2.2. COMPARAISON DES DEUX STRATEGIES DE COMMANDE -----	41

REMERCIEMENTS

LISTE DES SYMBOLES

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

INTRODUCTION GENERALE	11
CHAPITRE 1	12
1.1. INTRODUCTION	12
1.2. PRESENTATION DE LA SRM ASSOCIEE AU CONVERTISSEUR	13
1.2.1. STRUCTURE DE LA SRM	13
1.2.2. CONVERTISSEUR EN DEMI-PONT ASYMETRIQUE	14
1.2.3. STRATEGIES D'ALIMENTATION	15
1.2.3.1. Alimentation en courant	16
1.2.3.2. Alimentation en tension	16
1.3. MODELISATION DU MOTEUR SRM	17
1.3.1. MODELE ELECTROMAGNETIQUE	17
1.3.2. MODELE DYNAMIQUE	19
1.4. CONCLUSION	20
CHAPITRE 2	21
2.1. INTRODUCTION	21
2.2. PRESENTATION DU BANC D'ESSAI	22
2.3. PROGRAMMATION DU MICROCONTROLEUR	23
2.3.1. ARCHITECTURE DU MICROCONTROLEUR	23
2.3.2. ENVIRONNEMENT DE PROGRAMMATION	27
2.4. CONFIGURATION ET PROGRAMMATION	27
2.5. MODELE DES REGULATEURS PI ET IP	31
2.6. RESULTATS DES ESSAIS	32
2.6.1. ALIMENTATION EN PLEINE ONDE	32
2.6.2. ALIMENTATION EN HYSTERESIS	33
2.7. REGULATION DU COURANT	34
2.8. REGULATION DE LA VITESSE	34
2.8.1. REGULATION DE LA VITESSE PAR LE REGULATEUR PI	34
2.8.1.1. Test de robustesse à vide	37
2.8.1.2. Test de robustesse en charge	37
2.8.2. REGULATION DE LA VITESSE PAR LE REGULATEUR IP	38
2.8.2.1. Test de robustesse à vide	40
2.8.2.2. Test de robustesse en charge	40
2.9. COMPARAISON DES DEUX STRATEGIES DE COMMANDE	41

Table de Matières

2.10. CONCLUSION -----	42
CONCLUSION GENERALE -----	43
BIBLIOGRAPHIES -----	44
ANNEXE -----	47

Introduction Générale

La SRM (Switched Reluctance Machine) est une machine à réluctance variable à double dentures alimentée par des créneaux de tension [1,7]. Cette machine synchrone, présente des avantages par rapport aux machines classiques qui sont : sa construction simple et peu coûteuse, une alimentation unipolaire, la possibilité de fonctionner à grandes vitesse à cause de la nature de son rotor, la tolérance aux défauts et le refroidissement facile. Un autre avantage majeur est la caractéristique vitesse-couple de rotation réglable qui permet l'obtention d'un couple élevé à basse vitesse. D'où l'intérêt de la commande en vitesse [1, 6,22].

Le développement de l'électronique de puissance et des microcontrôleurs a permis de commander ce moteur avec et sans capteur de position et de l'utiliser dans des applications diverses tel qu'en domestique, en traction électrique et en aéronautique [1, 8, 9,22].

Le premier chapitre est consacré à la présentation de l'association du moteur au convertisseur, ainsi que la modélisation du système d'entraînement du SRM en tenant compte de la saturation. Différentes stratégies d'alimentation du moteur sont présentées pour les faibles et grandes vitesses de fonctionnement.

Le second chapitre concerne une étude expérimentale effectuée sur un banc d'essai utilisant une SRM. Après une évaluation du fonctionnement du système d'entraînement, un programme de commande basé sur le microcontrôleur TMS320F28335, est utilisé et amélioré afin d'étudier les performances de la SRM. Une régulation de la vitesse est réalisée en appliquant les régulateurs PI et IP. Les opérations de démarrages, d'application de charge, de changement de vitesse et des tests de tolérance aux défauts de phases sont effectuées. Une comparaison des performances des deux régulateurs est effectuée en fin de chapitre.

Chapitre 1

Modélisation et Simulation du SRM associée au Convertisseur

1.1. Introduction

Le SRM a plusieurs caractéristiques qui le positionnent comme une option importante dans les machines conventionnelles. Ses avantages sont nettement plus importants que ses inconvénients, ce qui lui permet de disposer d'un large champ d'application dans les industries et dans l'utilisation domestique. Il est encore bien présent dans l'industrie des véhicules électriques et même en aéronautique faisant de lui un sujet de recherche intéressant ces dernières années en modélisation, en simulation et en commande à vitesse variable.

Ce chapitre est introduit par une présentation de la structure du SRM et de son convertisseur lui associé et met en évidence les stratégies d'alimentation sur une large gamme de fonctionnement.

1.2. Présentation de la SRM associée au convertisseur

Les SRM font partie des machines à réluctance variable [1]. Elles sont des machines très robuste avec faible coût de construction [2]. L'alimentation de ce type des machines est réalisée via des convertisseurs unidirectionnels qui sont plus économiques car le sens du couple est indépendant du sens de courant [3-5]. Le convertisseur en demi-pont asymétrique est le plus utilisé pour l'alimentation et la commande des SRM comme montré sur la Fig.1.1.a [1,2]. Le cycle d'alimentation de la phase est illustré sur les Fig.1.1.b.c.d.e.

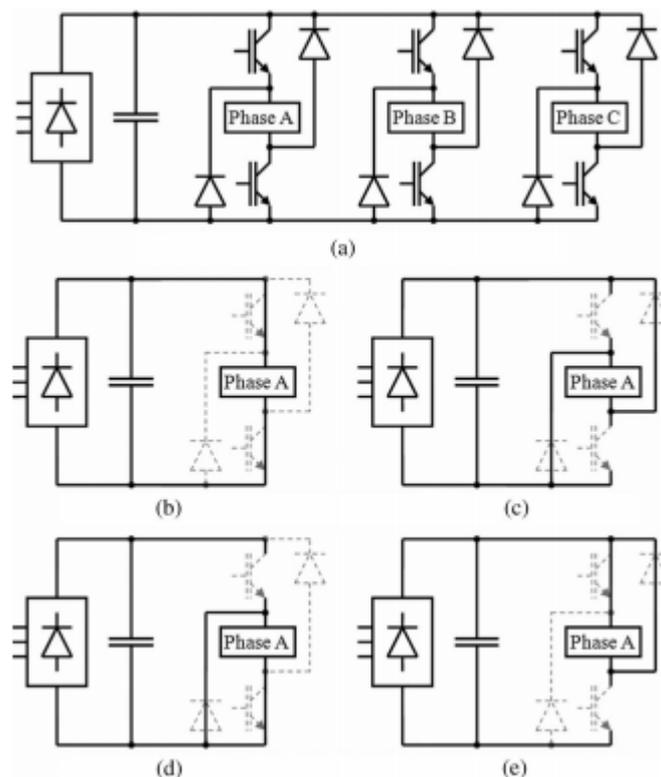


Fig.1.1. Convertisseur en demi-pont asymétrique

1.2.1. Structure de la SRM

La machine à réluctance variable à double saillance est un type de machine synchrone dont le couple est produit par la tendance de son rotor à se déplacer jusqu'à une position où l'inductance du stator est maximisée [1,2]. Tant le stator que le rotor ont des pôles saillants, d'où le qualificatif de machine doublement saillante attribué à cette machine. Le rotor se compose juste des empilements de tôles magnétiques où il y'a pas de bobinage ou d'aimant permanent [1-3] comme présenté sur la Fig.1.2.a. Cette particularité permet à cette machine de fonctionner sur une large gamme de vitesse et dans des environnements durs. Le nombre

des dents statoriques et des dents rotoriques est utilisé pour l'appellation des différentes structures des SRM par exemple : pour une machine à 12 dents au stator et 8 dents au rotor est appelée SRM 12/8 [3,6]. Chaque bobine est répartie sur des dents diamétralement opposés et connectée en série ou en parallèle à l'alimentation pour que le flux soit additif [1, 2, 6,7], Fig1.2.b.

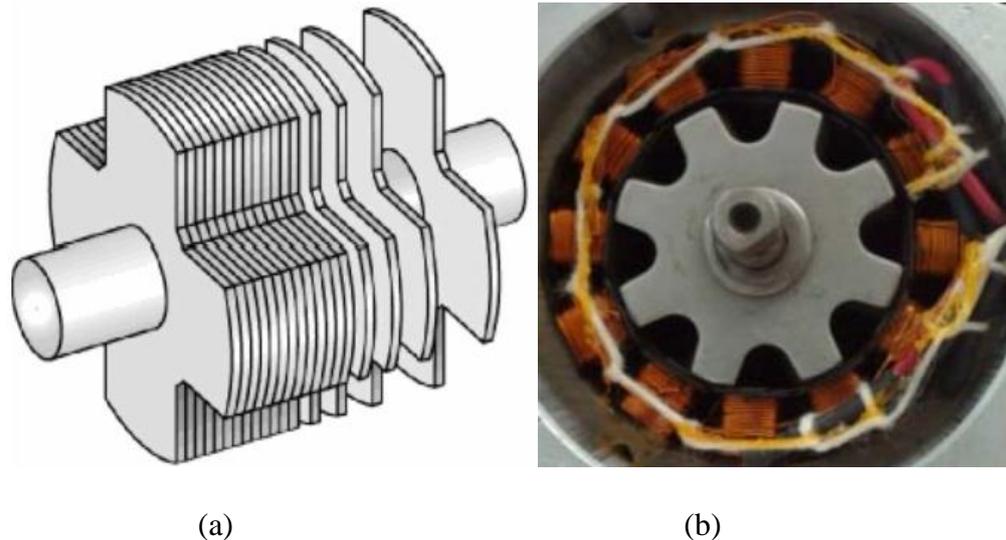


Fig.1.2. Structure de la SRM

Les machines à reluctance variable sont des machines à champs pulsé contrairement aux machines à reluctance variable synchrone qui sont à champ tournant [1, 2,6]. Les phases sont alimentées par des créneaux de courant ou de tension continue [1,7]. La connaissance précise de la position du rotor est indispensable pour connaître la bonne phase à alimenter [1,2-6 ,9]. L'alimentation des phases pendant la croissance de l'inductance permet de fonctionner la machine en moteur mais l'alimentation des phases pendant la décroissance de l'inductance permet de fonctionner la machine en générateur [7 ,11].

1.2.2. Convertisseur en Demi-Pont Asymétrique

La structure du convertisseur en demi-pont asymétrique est la structure la plus utilisée pour les SRM [1,2]. La structure générale du convertisseur est présentée sur la Fig.1.3.

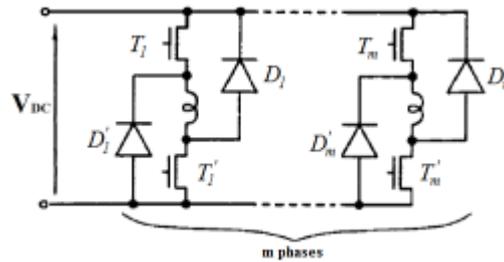


Fig.1.3. structure générale du convertisseur en demi-pont asymétrique

Le convertisseur assure 3 phases d'alimentation :

- La phase d'excitation ou la tension aux bornes de la phase du moteur est $+V$,
- La phase de désexcitation ou la tension aux bornes de la phase du moteur est $-V$. dans cette phase l'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique est restituée à la source,
- La de désexcitation de la phase sans récupération d'énergie où la tension aux bornes de la phase est nulle.

Les deux transistors en série avec la phase sont amorcés pour exciter une des phases du moteur. Le blocage des deux transistors provoque ainsi la conduction des deux diodes de roue libre provoquant la désexcitation de la phase et la restitution de l'énergie magnétique non convertie vers la source d'alimentation [1,6]. Ce convertisseur assure l'alimentation indépendante de chaque phase.

L'association de ce convertisseur avec la SRM assure une grande fiabilité par rapport aux autres structures de convertisseurs destinés à alimenter ce type de machine [4,12-14]. En effet, l'enroulement de la phase en série avec les deux interrupteurs permet une protection contre les défauts électriques [8,9]. La machine peut fonctionner dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse [9-15].

1.2.3. Stratégies d'alimentation

Deux stratégies d'alimentation des SRM sont utilisées : l'alimentation en courant et l'alimentation en tension [1,6, 16-18].

1.2.3.1. Alimentation en courant

L'alimentation en courant est utilisée pour le fonctionnement à faible vitesse ou la force contre électromotrice est négligeable devant la tension d'alimentation ce qui permet de maintenir le courant à une valeur désirée. Pour cela, la technique d'alimentation régulée en courant par hystérésis est utilisée [16-17] :

Technique à hystérésis

Cette technique consiste à limiter le courant dans une bande Δi autour d'une valeur de référence I_{ref} . Pour la technique à hystérésis à deux niveaux (hard chopping), les deux interrupteurs sont commandés pour la régulation de courant et pour l'excitation et la désexcitation de la phase comme présenté sur la Fig.1.4. La séquence de conduction des interrupteurs est résumée dans le tableau suivant :

Etat 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' passantes T et T' bloqués	Décroissant	-V _{DC}

Table.1.1. Séquence de conduction

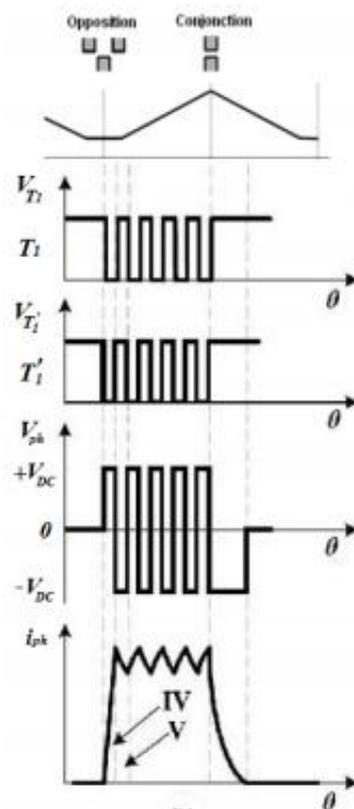


Fig.1.4. Technique à hystérésis (hard chopping)

1.2.3.2. Alimentation en tension

Pour les grandes vitesses, l'alimentation se fait par des créneaux de tension car la force contre électromotrice est comparable à la tension d'alimentation [1,6, 18].

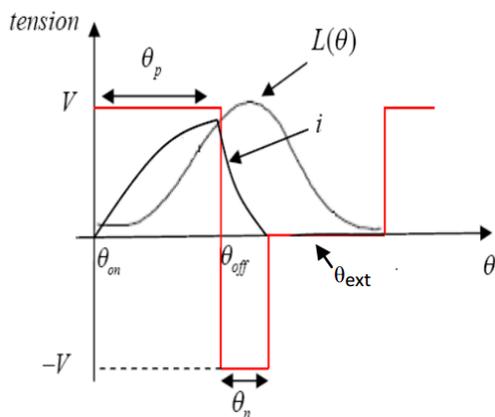


Fig.1.5. Forme du courant et de la tension pour l'alimentation en pleine onde

La vitesse du moteur est contrôlée en alimentant chaque phase entre l'angle d'allumage θ_{on} et l'angle de fermeture θ_{off} .

1.3. Modélisation du moteur SRM

Le modèle mathématique de ce moteur est composé du modèle électromagnétique défini par l'équation électrique du moteur et le modèle dynamique défini par l'équation mécanique.

1.3.1. Modèle électromagnétique

Le moteur à réluctance variable a un caractère fortement non linéaire [1,7]. En tenant compte de la saturation, le modèle mathématique de ce moteur est relativement complexe. L'équation électrique est donnée en fonction du flux, c'est le modèle de flux [9,13].

Hypothèses :

En vue de simplifier le modèle du moteur, des hypothèses sont posées comme suit [11]:

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

La tension appliquée à la $j^{\text{ème}}$ phase est égale à la chute de tension résistive et de la variation du flux sous un pôle du rotor et qui donné par [1] :

$$V_j = R_s i_j + \frac{\partial \Psi_j}{\partial t} \quad (1.1)$$

Où

R_s : Résistance de phase du stator, en ohms (Ω),

V_j : Tension appliquée à la $j^{\text{ème}}$ phase, en volts (V),

Ψ_j : Flux magnétique total par phase, en Weber (W),

i_j : Courant passant à la $j^{\text{ème}}$ phase, en ampère (A),

Or, le flux de chaque phase dépend du courant et de la position du rotor θ , on peut écrire :

$$\frac{\partial \Psi_j(\theta, i_j)}{\partial t} = \frac{\partial \Psi_j(\theta, i_j)}{\partial i_j} \frac{\partial i_j}{\partial t} + \frac{\partial \Psi_j(\theta, i_j)}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad (1.2)$$

Avec :

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = \omega \quad (1.3)$$

Où ω est la vitesse de rotation exprimée en rad/s, dans ce cas l'équation (1.1) s'écrit :

$$V_j = R_s i_j + \frac{\partial \Psi_j}{\partial i_j} \frac{\partial i_j}{\partial t} + e \quad (1.4)$$

Où

$$e = \omega \frac{\partial \Psi_j}{\partial \theta} \quad (1.5)$$

e : est la f.c.e.m du moteur.

Le couple électromagnétique peut être exprimé par :

$$C_{em} = \frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^{I_0} \Psi(\theta, i) di = \frac{\partial W_c(\theta, i)}{\partial \theta} \quad (1.6)$$

Où $W_c(\theta, i)$ représente la co-énergie magnétique.

Dans ce modèle, il est nécessaire de connaître la caractéristique magnétique $\Psi_j(\theta, i_j)$. Elle est déterminée par élément finis ou expérimentalement. Cette caractéristique est souvent représentée par des tables flux-courant-position et utilisée dans les techniques look-up table [19-21]. La caractéristique magnétique est présentée sur la Fig.1.6.

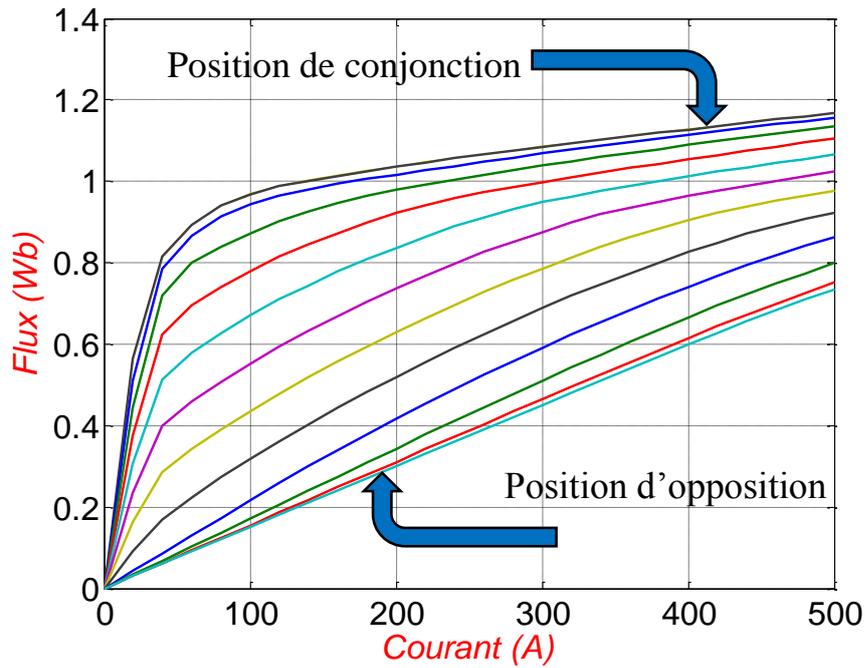


Fig.1.6. Caractéristique magnétique de la machine

1.3.2. Modèle dynamique

L'équation mécanique de la SRM est donnée par :

$$J \frac{\partial \Omega}{\partial t} = C_{em} + f_r \Omega + C_r \quad (1.7)$$

- Ω : vitesse angulaire en radians par seconds (rad/s),
- C_{em} : couple électromagnétique total en newton mètre (N.m),
- C_r : couple résistant,
- J : moment d'inertie du rotor,
- f_r : coefficient de frottement visqueux.

Cette équation régit le comportement dynamique du moteur comme le démarrage et lors du changement de vitesse.

1.4. Conclusion

Dans ce chapitre, le moteur SRM associé au convertisseur en demi-pont asymétrique est présenté avec la mise en évidence des différentes techniques d'alimentation appliquées en faibles et grandes vitesses. Ensuite, une modélisation non linéaire du moteur est réalisée en vue de le commander.

Chapitre 2

Étude expérimentale

2.1. Introduction

Dans ce chapitre une étude expérimentale a été réalisée sur un banc d'essais comprenant un moteur à reluctance variable à double denture (SRM) 12/8. Ce banc d'essais mis en place au laboratoire de commande de d'Electronique de puissance à l'université de sciences et technologies de Beb Azzouar,Alger (USTHB). Une commande numérique à base d'un microcontrôleur de type TMS320F28335 est programmée en langage C pour effectuer les essais sur la SRM en temps réel et étudier le comportement et les performances de commande du moteur. Tous les éléments constituant le banc d'essais sont présentés et décrits dans ce chapitre. Les résultats des essais sont aussi présentés et analysés.

2.2. Présentation du banc d'essai

Le banc d'essai utilisé est présenté sur la Fig.2.1.

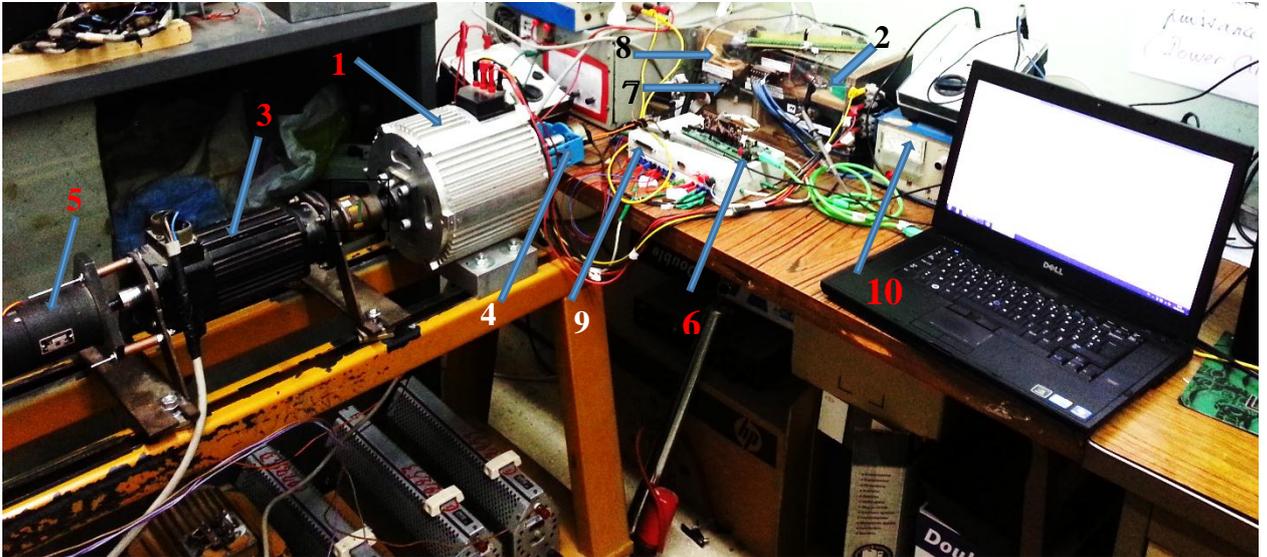


Fig.2.1. Différents éléments du banc d'essai

Il comprend les éléments suivants :

- Un SRM 12/8 triphasé (1),
- Un convertisseur à demi-pont asymétrique assurant l'alimentation en pleine onde et l'alimentation régulée en courant par la technique d'hystérésis (2),
- Une charge constituée d'une génératrice à courant continu qui débite sur une charge résistive(3),
- Un capteur de position accouplé sur l'arbre du moteur (4),
- Une génératrice tachymétrie accouplée sur l'arbre de la génératrice a courant continu (5),
- Un microcontrôleur TMS320F28335 (6),
- Un circuit de commande des transistors du convertisseur (circuit d'attaque) (7),
- Une carte d'acquisition de courants (8),
- Une interface d'adaptation des tensions des signaux (9),
- Une source d'alimentation en tension continue (10).

2.3. Programmation du microcontrôleur

Le microcontrôleur "TMS320F28335" fait partie de la série "C2000" de "Texas Instrument" qui est destiné pour le traitement de signal numérique en temps réel et il est destiné principalement à la commande des moteurs [29]. Il se compose d'un microprocesseur qui est le cœur de la carte électronique, et des périphériques entrées - sorties embarqués sur une seule puce. Son objectif est de réaliser les opérations arithmétiques et logiques sur les signaux numériques en entrée et de générer un flux de sorties en temps réel qui va accomplir une action précise. Sur la Fig.2.2, une vue générale du microcontrôleur TMS320F28335 utilisé est présentée [29].



Fig.2.2. Microcontrôleur F28335

2.3.1. Architecture du microcontrôleur

L'architecture du microcontrôleur est basée sur l'architecture Harvard, Fig.2.3, qui associe deux bus distincts, l'un pour le programme et l'autre pour les données ce qui va réduire le temps d'analyse du microcontrôleur. La fréquence de l'oscillateur externe est de 30 MHz qui va être multipliée pour trouver la fréquence interne du microcontrôleur qui est de 150 MHz et cette particularité est pour éviter le phénomène de compatibilité électromagnétique [29].

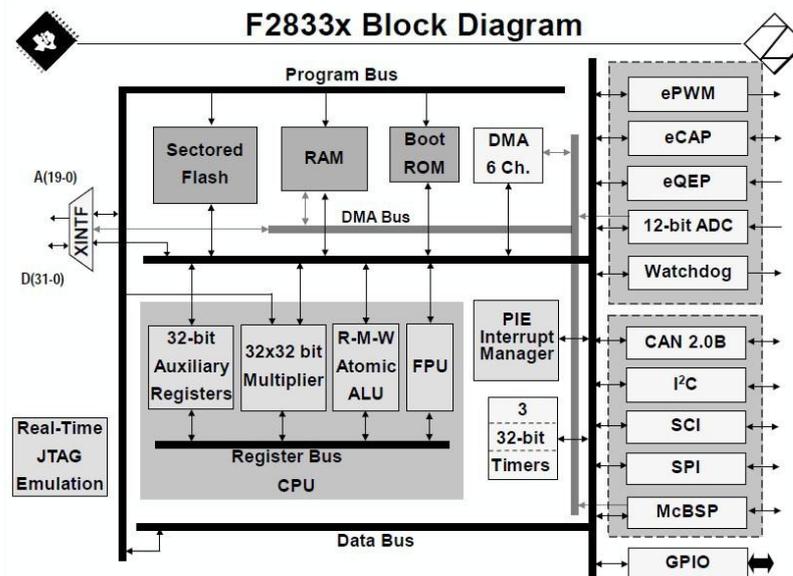


Fig.2.3. Architecture du microcontrôleur F28335 [29]

"Watchdog" : C'est un élément de sécurité. Au bout de certain nombre des itérations, le watchdog le considère comme une boucle infinie où tout simplement un bug de programme donc il exécute une commande spécifique chaque 4.37 ms, il fait un reset au microcontrôleur remettant tous les registres à zéro. Donc, le programmeur doit le réactiver.

GPIO "General Purpose Input Output" : Pour choisir la fonction entrée/sortie "GPIO", il faut paramétrer le registre "GPxMUX" sur la valeur $(0)_{10}$ pour le pin associé, puis il faut choisir la direction soit en entrée, alors, le registre "GPxDIR" reçoit $(0)_{10}$ ou en sortie, donc, le registre "GPxDIR" reçoit $(1)_{10}$. Dans notre programme, la fonction "GPIO" est choisie pour la génération des signaux de commande des transistors.

Gestionnaire d'interruptions "PIE" : Le "PIE" organise les interruptions venues des périphériques suivant un ordre de priorité en cas de plusieurs interruptions. Une interruption entraîne un arrêt d'exécution du programme principal périodiquement pour un sous-programme spécial. Il faut configurer l'interruption pour chacun des modules spécifiquement. L'ordre de priorité d'utilisation des modules est déterminé préalablement par 'TI' selon l'importance des périphériques [29]. 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 un vecteur de 8 interruptions, pour un total de 96 lignes d'interruptions comme présenté sur la Table.2.1.

F2833x PIE Interrupt Assignment Table

	INTx.8	INTx.7	INTx.6	INTx.5	INTx.4	INTx.3	INTx.2	INTx.1
INT1	WAKEINT	TINT0	ADCINT	XINT2	XINT1		SEQ2INT	SEQ1INT
INT2			EPWM6_TZINT	EPWM5_TZINT	EPWM4_TZINT	EPWM3_TZINT	EPWM2_TZINT	EPWM1_TZINT
INT3			EPWM6_INT	EPWM5_INT	EPWM4_INT	EPWM3_INT	EPWM2_INT	EPWM1_INT
INT4			ECAP6_INT	ECAP5_INT	ECAP4_INT	ECAP3_INT	ECAP2_INT	ECAP1_INT
INT5							EQEP2_INT	EQEP1_INT
INT6			MXINTA	MRINTA	MXINTB	MRINTB	SPITXINTA	SPIRXINTA
INT7			DINTCH6	DINTCH5	DINTCH4	DINTCH3	DINTCH2	DINTCH1
INT8			SCITXINTC	SCIRXINTC			I2CINT2A	I2CINT1A
INT9	ECAN1_INTB	ECAN0_INTB	ECAN1_INTA	ECAN0_INTA	SCITXINTB	SCIRXINTB	SCITXINTA	SCIRXINTA
INT10								
INT11								
INT12	LUF	LVF		XINT7	XINT6	XINT5	XINT4	XINT3

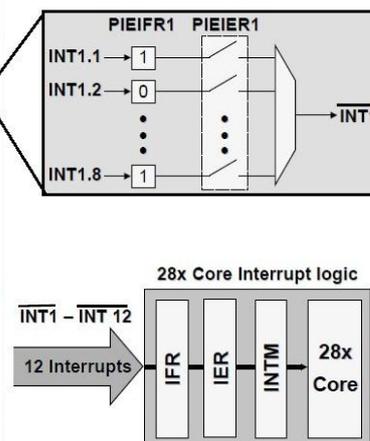


Table.2.1. Affectation des interruptions [29]

Pour activer une interruption d'un périphérique donné, par exemple Timer 0 (TINT 0 dans la table du PIE) il faut configurer les registres de contrôle du 'PIE' qui sont : "IER", "INTM", "PIEIERx" et "PIEACK" suivant la table présentée dans la figure précédente.

Dans notre programme, nous avons besoin de 3 interruptions, une pour le Timer 0, une deuxième pour le module eQEP et une troisième pour le module ADC.

"Timers": Le F28335 contient 3 Timers indépendants de 32 bit [29]. Généralement, Timer 1 et Timer 2 sont utilisés pour les opérations en temps réel alors que le Timer 0 est de fonctionnement général [29]. Sauf le Timer 0 qui s'exécute en interruption de fréquence d'exécution choisie préalablement et qui passe par le 'PIE' qui va être discuté ultérieurement. A cause de cette particularité, le Timer 0 est choisi pour générer des interruptions dans le programme principal à une fréquence de 20 kHz.

Encodeur "eQEP" (Encodeur de pulsations en quadrature) : le F28335 contient 2 module de eQEP. Après la configuration des pins en eQEP, ces derniers seront les entrées des signaux décalés entre eux de 45° du capteur incrémental.

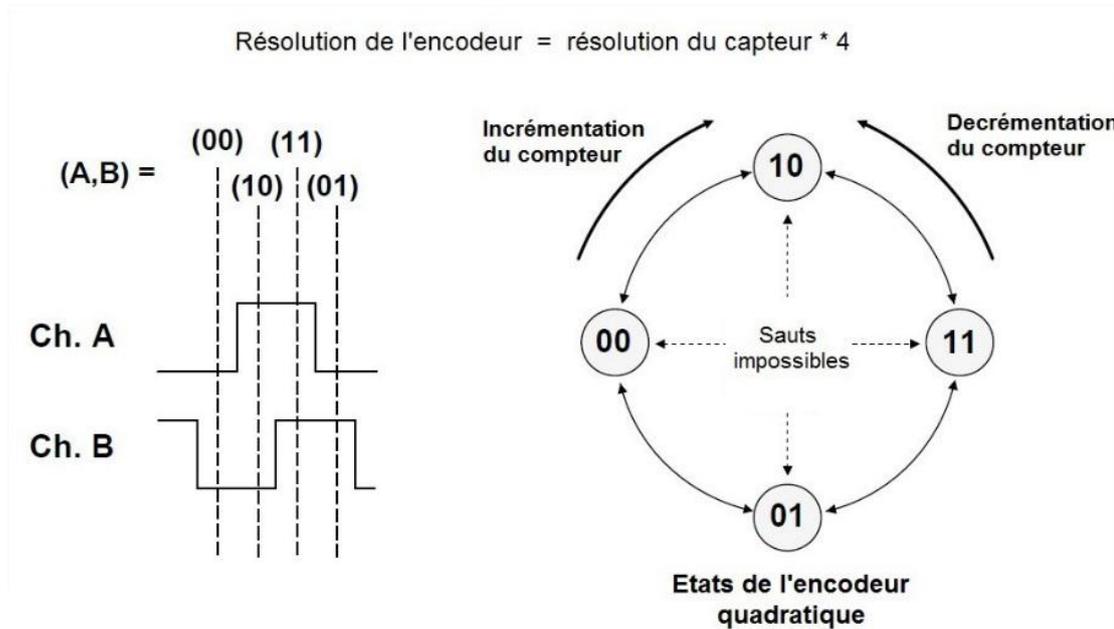


Fig.2.4. Encodeur de pulsations quadratique [29]

Le compteur de l'eQEP s'incréménte suivant les différents états de l'encodeur, Fig.2.4. Le module de l'eQEP multiplie la résolution par quatre, identifie le sens de rotation et estime la vitesse de rotation.

Convertisseur analogique numérique "ADC" : Le F28335 dispose d'un module "ADC" d'une résolution de 12 bits. Ce module "ADC" peut être configuré sous plusieurs modes de fonctionnement : le mode séquenceur, le mode échantillonné et le "start" mode [29].

Pour notre cas, l'acquisition du courant est réalisée pour chacune des phases. Pour ce faire, on utilise le mode séquenceur en cascade avec trois canaux de conversions pour chaque courant de phase. Le déclenchement est exécuté par le module "ePWM" ou à la fin de chaque séquence.

Modulation à Largeur d'Impulsion, "ePWM" : Cette fonction est choisie en affectant 1 au multiplexeur "GPxMUX". La fréquence des impulsions est réglée grâce au registre "TBPRD" du registre de contrôle. La largeur des impulsions est modifiée en variant le contenu du registre **EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA** de 0 à TBPRD.

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 [29].

2.3.2. Environnement de programmation

La programmation du "TMS320F28335" se fait par le logiciel 'Code composer studio' fourni par "Texas Instrument" dans le kit du "DSC" [29]. Il utilise le langage "C/C++". On peut voir les éléments principaux du "CCS" sur la Fig.2.5.

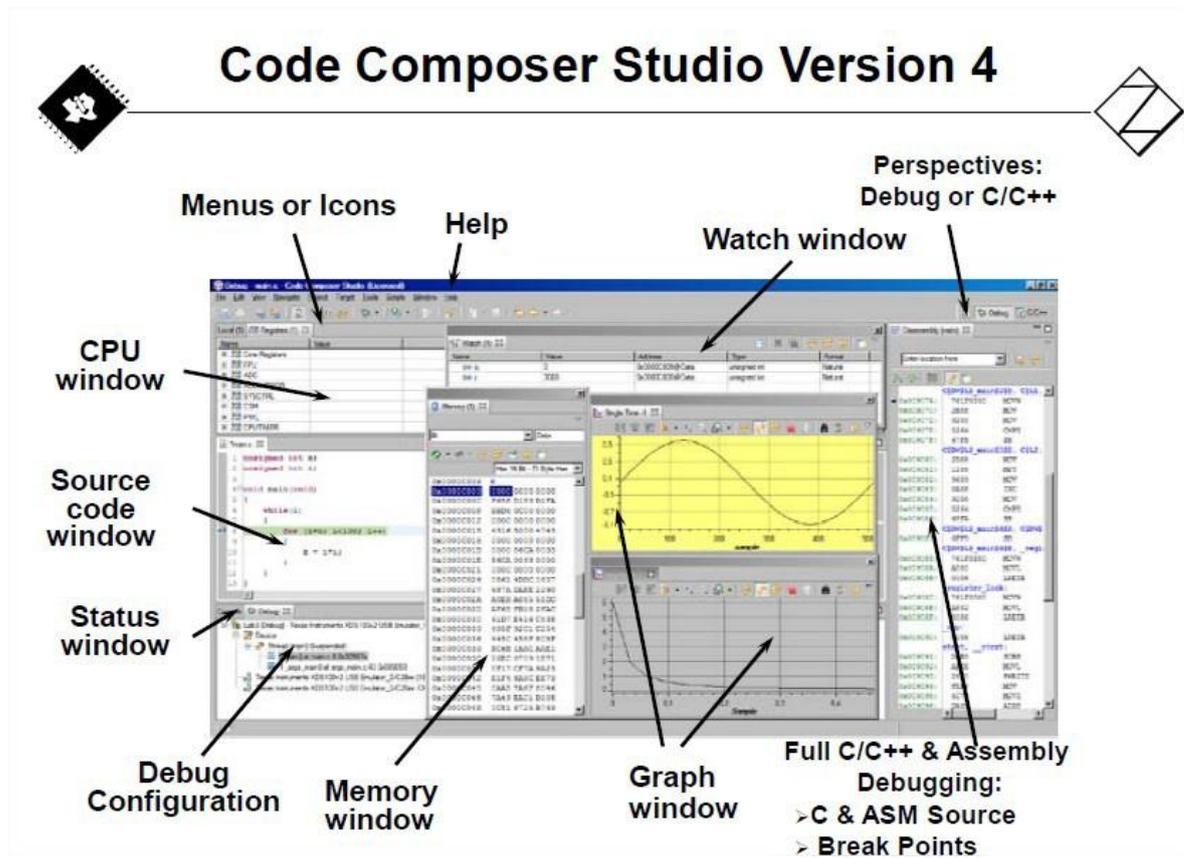


Fig.2.5. Vue globale du Code Composer Studio [43]

2.4. Configuration et Programmation

Avant d'entamer le corps du programme, il faut d'abord appeler les bibliothèques à en tête du fichier "source code", puis on définit les prototypes des fonctions internes, externes et les variables globales. Les fonctions internes sont les fonctions de configuration des GPIO, eQEP et les ADC et même les fonctions interruptions du Timer 0, eQEP et les ADC.

Pour la configuration des GPIO, on a besoin de :

- 3 GPIO en sortie pour la commande des MOSFET du convertisseur,
- 2 eQEP pour les deux entrées du capteur

- 2 ePWM pour le déclenchement de conversion des ADC.

Pour les ADC, il faut déclarer les 3 courants de phase avec les variables globales puis leur affecter les résultats de conversion dans la fonction interruption qui correspond aux ADC's. Les différents registres des "eQEP", "ADC" et "ePWM". L'organigramme présenté dans la Fig.2.6 résume l'algorithme du programme principal. On choisit la fréquence d'interruption du "Timer 0" à 20kHz.

Pour le démarrage du moteur, le rotor doit être dans une position de couple non nul, il faut alors se mettre dans une position d'alignement en alimentant par exemple la phase 3 et démarrer la commande. La phase 3 est alimentée durant 1s qui correspond à 20000 interruptions du compteur et cela suffit pour avoir l'alignement d'une dent statorique avec une dent rotorique.

Les entrées de "eQEP" sont connectés aux sorties du capteur. Le compteur du module "eQEP" compte jusqu'à 4000 (donc 360°) pour se réinitialiser. Sur la Fig.2.6, le rotor est à une position de 7.5° qui correspond donc à 83 sur le registre "QPOSCNT" après l'alignement des dents.

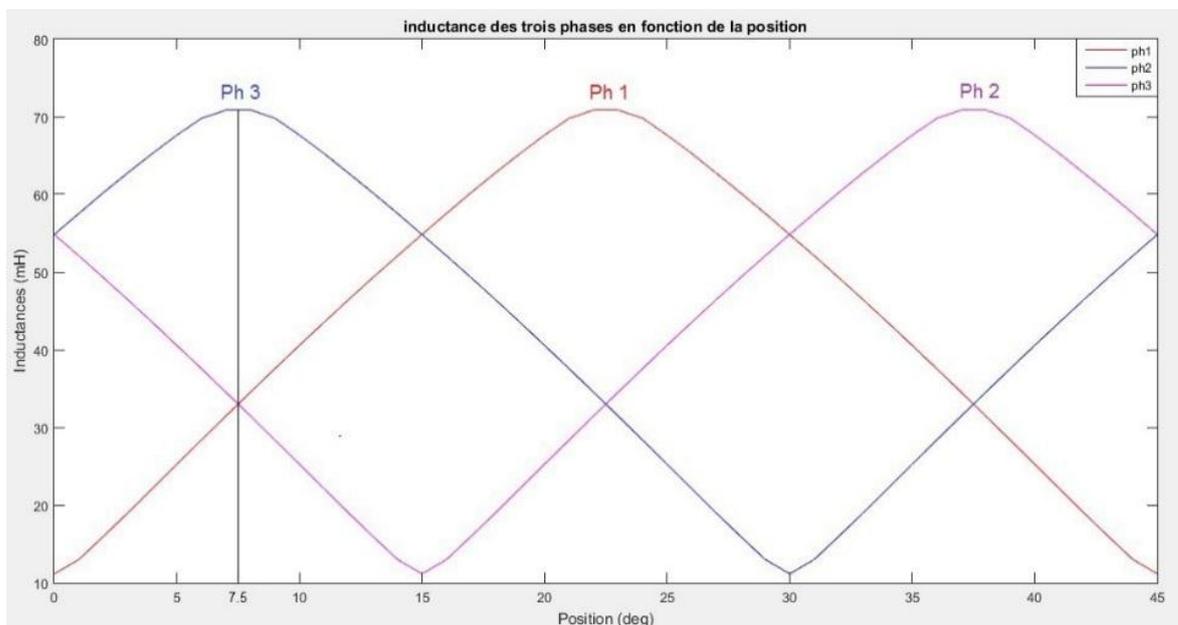


Fig.2.6. Position d'alignement du moteur

Le programme de commande d'alimentation des phases du moteur est illustré par l'organigramme ci-dessous :

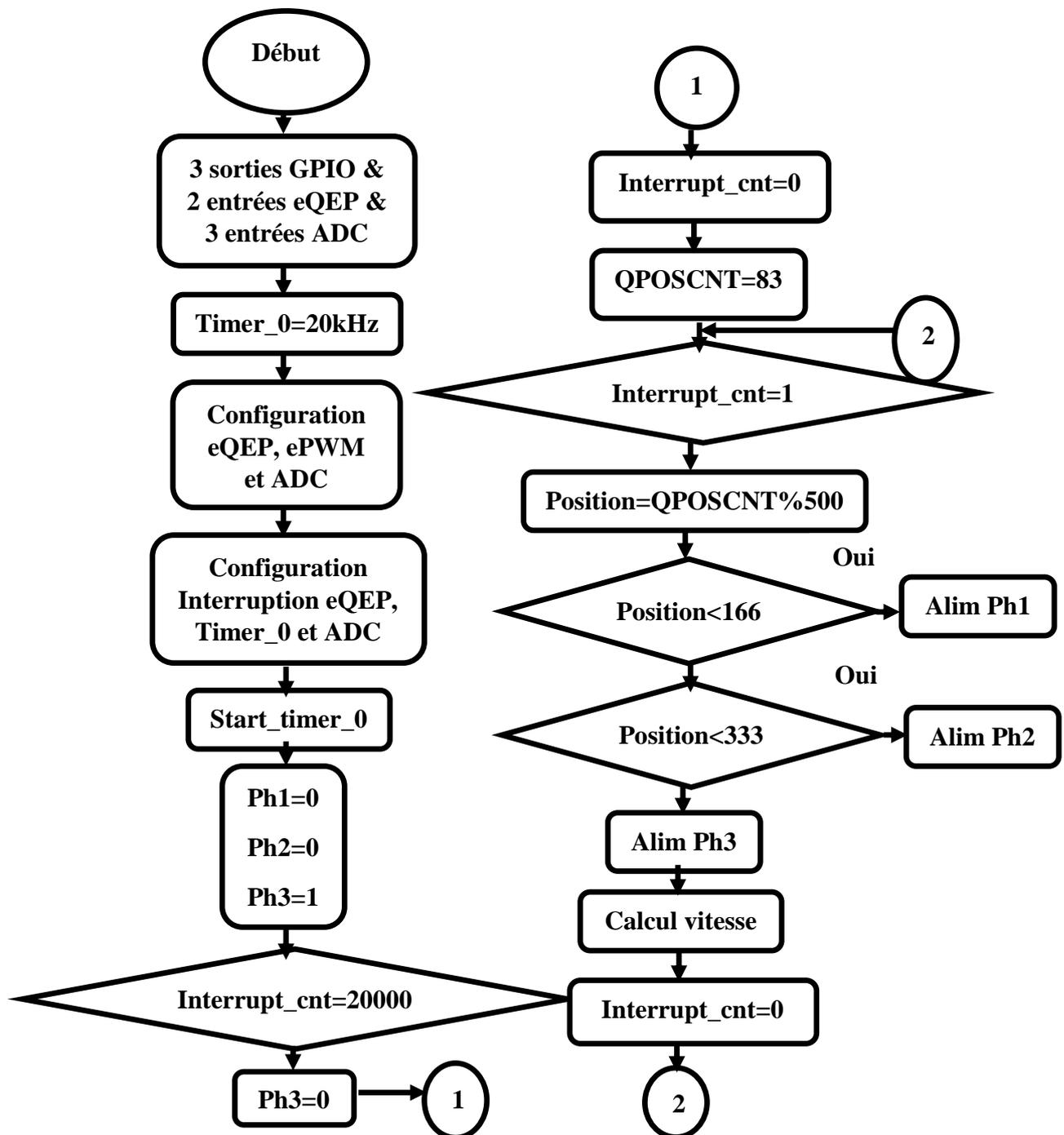


Fig.2.7. Organigramme Principal

La boucle infinie a pour but l'alimentation continue des trois phases pour des angles de commutations de $[0^\circ \ 15^\circ]$. On commence par l'intégration de la position électrique. En effet, l'alimentation des trois phases se fait sur la base de la position électrique qui est de 45° pour le

cas de la SRM 12/8. L'angle 45° correspond à 500 sur le registre "QPOSCNT" donc on affecte à la variable de la position électrique la position captée par le module eQEP à modulo 500.

Pour assurer une alimentation régulée en courant, la technique choisie pour commander le convertisseur est la technique par hystérésis. A titre d'exemple, la phase 1 est alimentée suivant l'algorithme résumé dans l'organigramme présenté sur la Fig.2.8.

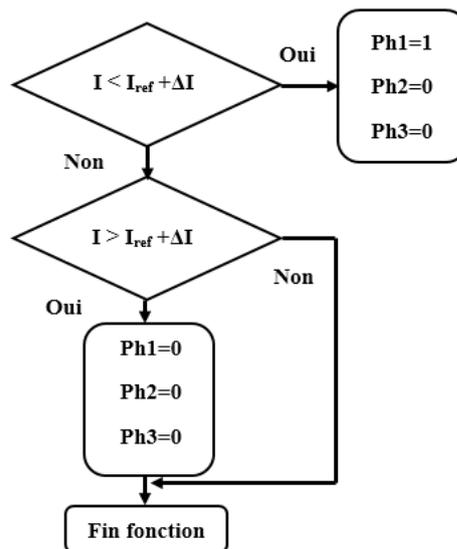


Fig.2.8. Organigramme de régulation du courant

Pour le calcul de vitesse, l'algorithme est résumé dans l'organigramme présenté sur la Fig.2.9.

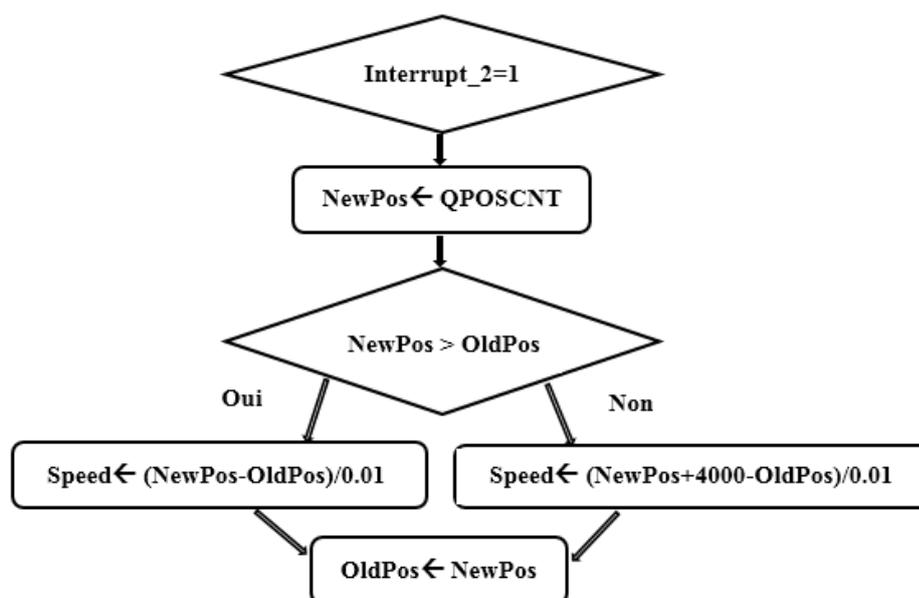


Fig.2.9. Organigramme de calcul de la vitesse

2.5. Modèle des Régulateurs PI et IP

Les structures de régulation de la vitesse en utilisant les régulateurs PI et PI sont présentées respectivement sur Fig.2.10 et Fig.2.11 respectivement :

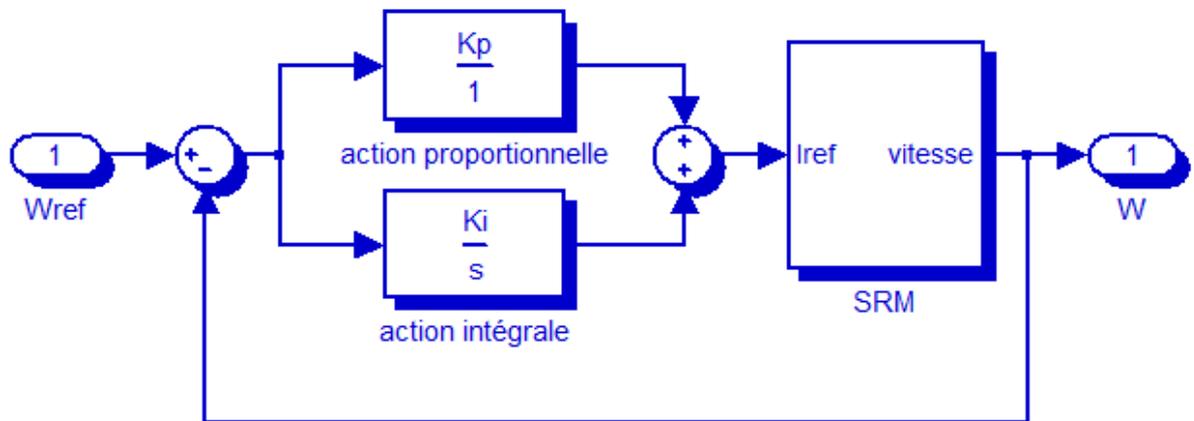


Fig.2.10. Boucle de régulation de la vitesse en utilisant le régulateur PI

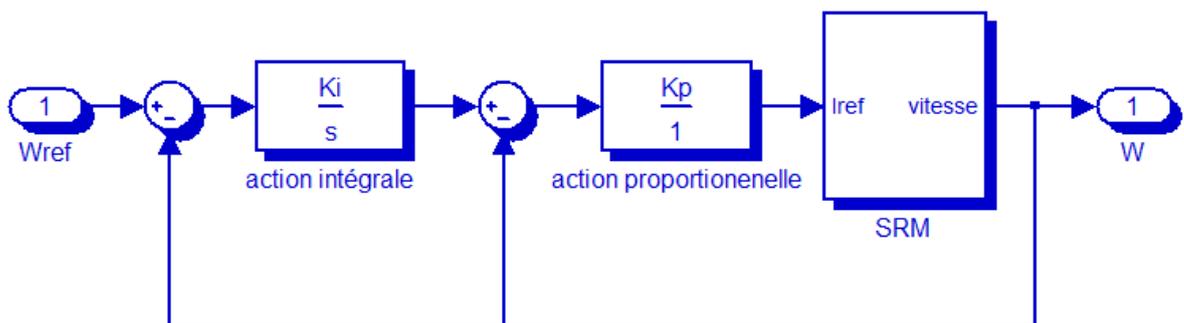


Fig.2.11. Boucle de régulation de la vitesse en utilisant le régulateur IP

La structure de régulation est modélisée par une boucle à retour unitaire pour les deux régulateurs. Dans le cas du régulateur PI, La comparaison de la vitesse dynamique avec celle de référence donne une erreur qui va être une entrée pour ce régulateur qui est caractérisé par la mise en parallèle de l'action proportionnelle avec l'action intégrale.

Dans le cas du régulateur IP Les deux actions sont mises en série. La différence entre la vitesse dynamique et la vitesse de référence est une entrée pour l'action intégrale qui donne une nouvelle vitesse de référence. L'action de proportionnalité est appliquée à l'erreur entre la nouvelle vitesse de référence et la vitesse mesurée.

2.6. Résultats des Essais

Les tests sont effectués sous une tension de 30 V, un courant de référence de 0.8 A pour des angles de commande de $[0^\circ \ 15^\circ]$.

2.6.1. Alimentation en pleine onde

Le signal de commande du convertisseur et la tension aux bornes de la phase sont présentés sur la Fig.2.12.

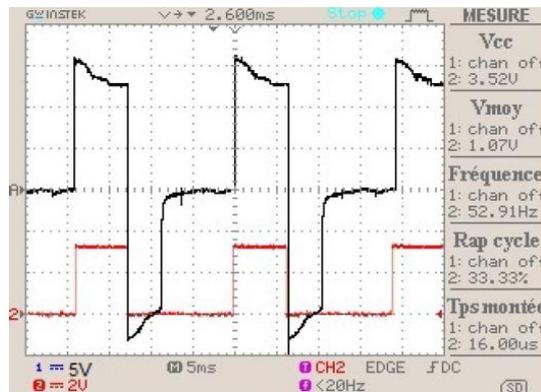
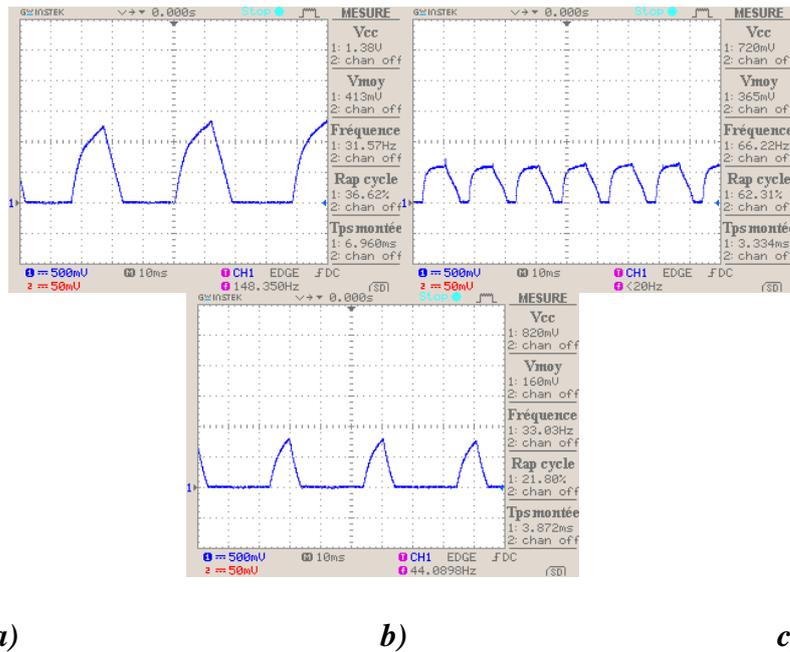


Fig.2.12. Signal de commande et tension de phase

Le courant de phase est présenté sur la Fig.2.13.a.



a)

b)

c)

Fig.2.13. Courant de phase en pleine onde entre : a) 0° et 15° , b) -8° et 15° , c) 0° et 10°

La variation des angles d'ouverture et de fermeture engendre une variation du courant comme présenté sur la Fig.2.13.b.c.

L'augmentation de l'intervalle de conduction d'une phase permet au courant d'établir sa valeur maximale.

2.6.2. Alimentation en hystérésis

Le signal de commande du convertisseur et la tension aux bornes de la phase sont présentés sur la Fig.2.14.

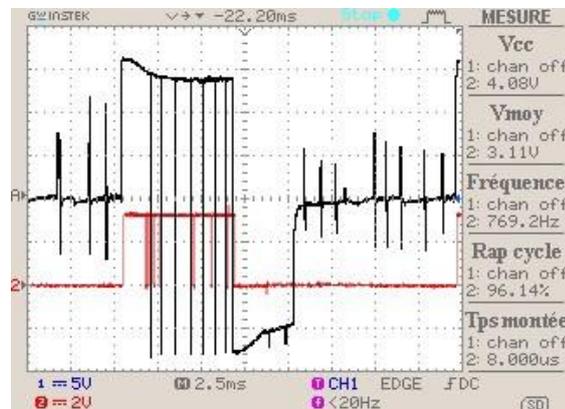


Fig.2.14. Signal de commande et tension aux bornes de la phase

Au fonctionnement à vide, le courant de phase commence à atteindre la valeur du courant de référence qui de 0.8A à une vitesse de référence de 300 tr/mn, comme il est montré sur la Fig.2.15.a.

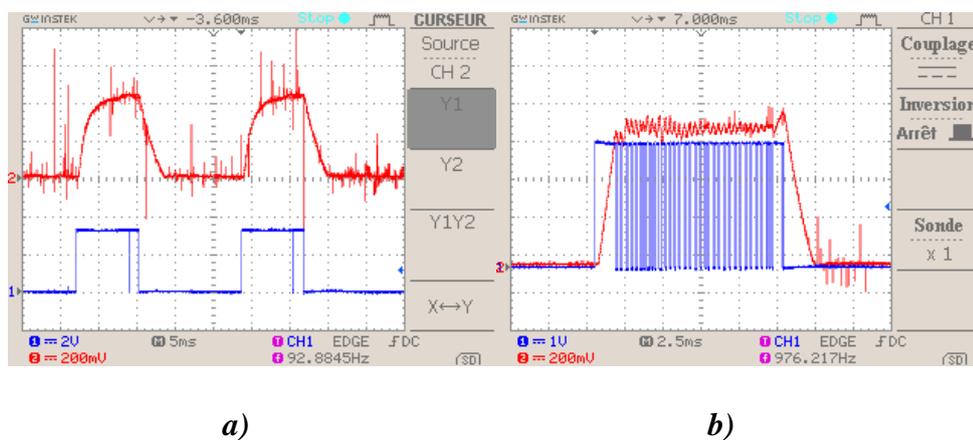


Fig.2.15. Signal de commande et courant de phase : a) à vide, b) en charge

Au fonctionnement en charge, le courant de phase atteint la valeur du courant de référence qui de 0.8A avec une bande d'hystérésis de 0.1A à une vitesse de référence de 300 tr/mn, comme il est montré dans la Fig.2.15.b.

Une bonne synchronisation du signal de commande qui sort du DSP et la commutation en utilisant la commande en courant par hystérésis.

2.7. Régulation du courant

En boucle fermée, le courant est régulé par la technique d'hystérésis. La transition entre le régime à vide et ce de charge s'illustre clairement dans la Fig.2.16.

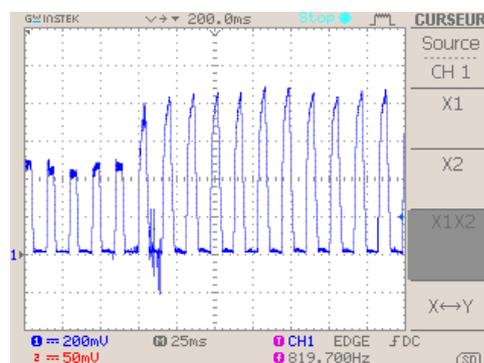


Fig.2.16. Courant à vide et en charge

Le courant de référence à vide n'est pas le même qu'en charge pour la même vitesse. Le courant en charge n'atteint pas la valeur du courant de référence.

2.8. Régulation de la vitesse

Pour la régulation de vitesse, nous avons choisis deux structures de commande. Une en utilisant le régulateur PI et l'autre en utilisant le régulateur IP.

2.8.1. Régulation de la vitesse par le régulateur PI

Les coefficients du régulateur PI choisis sont les suivants : $K_p = 0.7$, $K_i = 0.01$. La réponse du système, pour un échelon de vitesses de référence de 300 tr/mn est illustrée sur la Fig.2.17.a.

Au démarrage, la vitesse atteint le régime permanent qu'après un peu plus de 2 seconds avec un dépassement de 50 tr/mn soit 17 %. Le rejet de la perturbation après l'application d'un couple résistant est illustré sur la Fig.2.17.b.

Après l'application d'un couple résistant, la vitesse diminue jusqu'à 238 tr/mn, soit une diminution de 21% et reprend la valeur de la vitesse référence après une durée de 2.8 s. Il est alors nécessaire d'optimiser les paramètres du régulateur. Le dimensionnement de ces coefficients est effectué par tâtonnement. En réduisant le dépassement, un rejet de perturbation plus long est remarqué dû au caractère fortement non linéaire de la SRM. En diminuant le temps de rejet de la perturbation, il se produit un dépassement disproportionné. Pour trouver une meilleure réponse, il y'a un compromis à faire entre le dépassement en régime transitoire et le temps de rejet de perturbation en régime permanent. La procédure suivie est la suivante : K_p fixe mais le K_i est varié jusqu'à l'obtention d'une meilleure réponse. Puis, la valeur de K_p est gardée et cherchons le bon K_i . Les résultats sont illustrés sur la Fig.2.18.

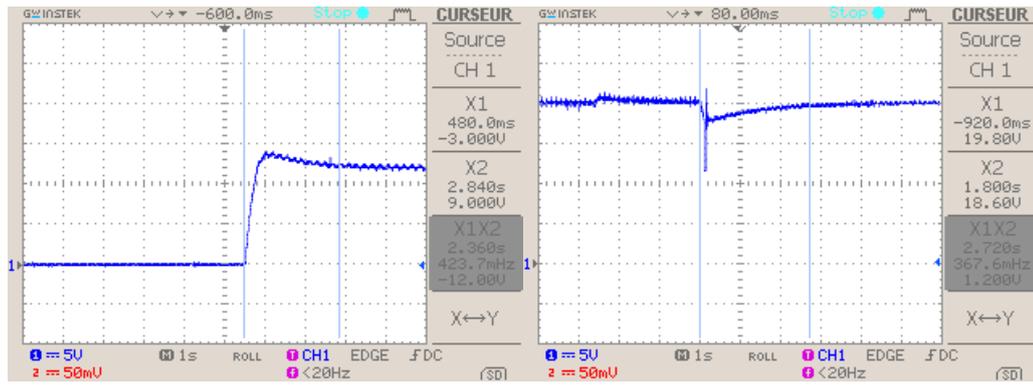
Les coefficients optimums choisis sont $K_p=3$ & $K_i=0.05$. D'après les résultats trouvés, le régime transitoire se fait en 0.6 s et le rejet de perturbation se fait en 0.4s. Un dépassement de 25 tr/mn qui représente 5 % de la vitesse de référence au démarrage. Au moment de la charge, une petite diminution de 5 % de la vitesse de référence.

Le changement de la vitesse de référence de 300 tr/mn à 500 tr/mn donne le résultat présenté sur la Fig.2.18.c.

Le passage de la vitesse de 300 tr/mn à 500 tr/mn est atteint en 0.8 s.

Le changement de la vitesse de référence de 500 tr/mn à 300 tr/mn donne le résultat présenté sur la Fig.2.18.d.

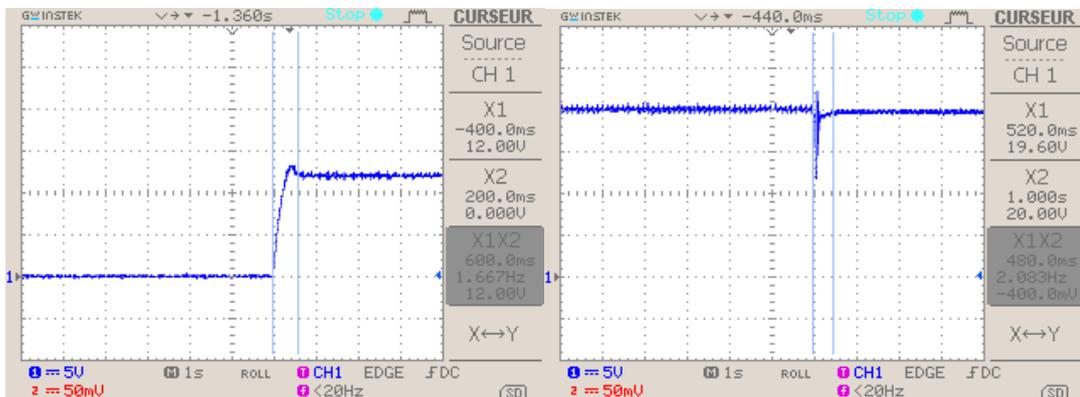
La vitesse est changée de 300 tr/mn à 500 tr/mn et atteint son régime permanent en 0.9 s.



(a)

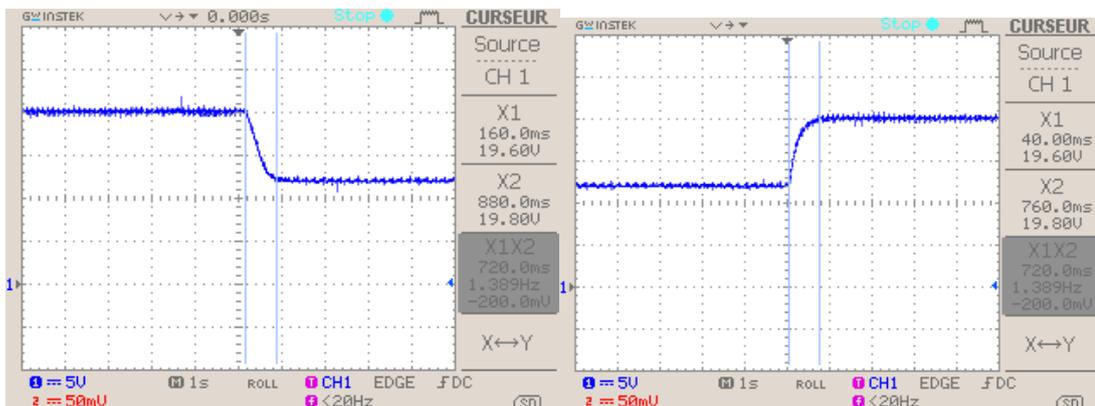
(b)

Fig.2.17. Régulateur PI à $K_p=0.7$ & $K_i=0.01$ a) Vitesse de démarrage b) Application d'un couple résistant



(a)

(b)



(c)

(d)

Fig.2.18. Régulateur PI à $K_p=3$ & $K_i=0.05$ a) Vitesse de démarrage b) Application d'un couple résistant c) Accélération d) Décélération

2.8.1.1. Test de robustesse à vide

En utilisant les coefficients optimums du régulateur PI, des tests de tolérance aux défauts sont effectués. Le moteur tourne à vide à la vitesse de 500 tr/mn. Une seule phase est débranchée puis la deuxième. Le résultat est présenté sur la Fig.2.19.

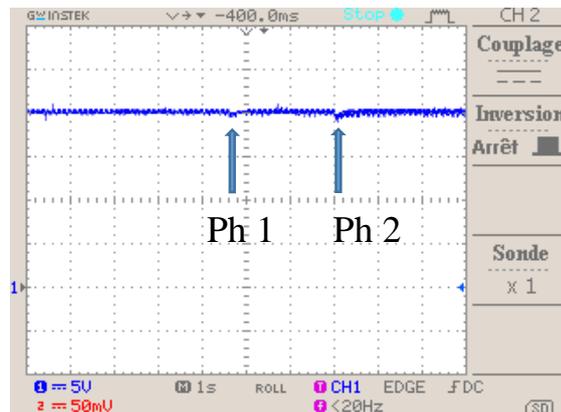


Fig.2.19. Débranchement de deux phases à vide à 500 tr/mn

La vitesse ne change pratiquement pas mais présente de faibles ondulations lorsqu'une seule phase est débranchée. Lorsque la deuxième phase est enlevée, la vitesse diminue légèrement et reste pulsée avec une valeur maintenue et égale à la vitesse de référence.

2.8.1.2. Test de robustesse en charge

Le moteur tourne sous charge à la vitesse de 400 tr/mn. Le même procédé est effectué qu'à vide. Le résultat est présenté sur la Fig.2.20.

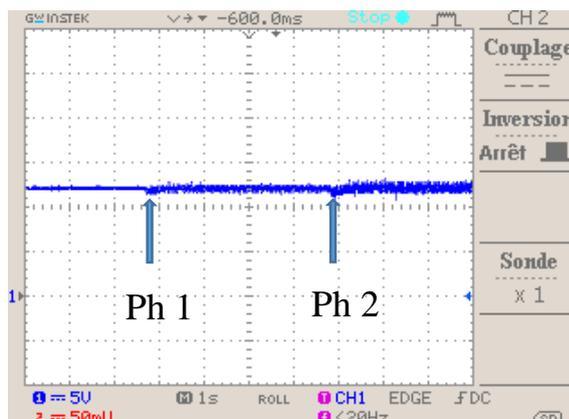


Fig.2.20. Débranchement de deux phases en charge à 400 tr/mn

Le même résultat est obtenu que pour l'essai à vide pour la même vitesse de référence.

En augmentons le couple de charge avec la même vitesse de référence 500 tr/mn, le régulateur ne répond plus lorsque la deuxième phase est déconnectée. Le résultat est présenté sur la Fig.2.21.

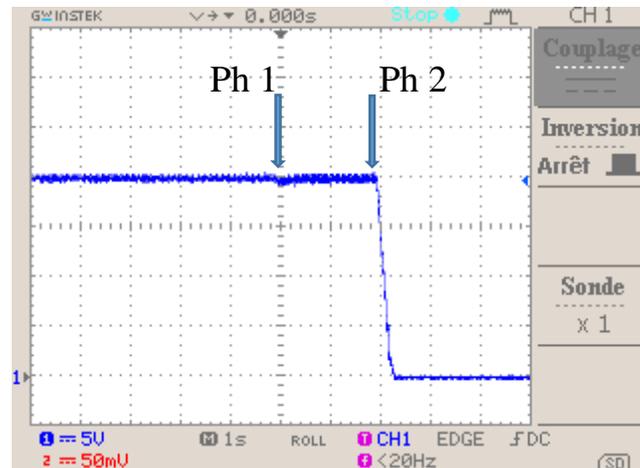


Fig.2.21. Débranchement de deux phases

2.8.2. Régulation de la vitesse par le régulateur IP

Les coefficients du régulateur IP choisis sont les suivants : $K_p = 0.4$, $K_i = 0.01$. La réponse du système, pour un échelon de vitesses de référence de 300 tr/mn est illustrée sur la Fig.2.22.a.

Au démarrage, la vitesse atteint le régime permanent en 3 s avec un dépassement de 100 tr/mn qui veut dire 33%. Le rejet de la perturbation après l'application d'un couple résistant est illustré sur la Fig.2.22.b.

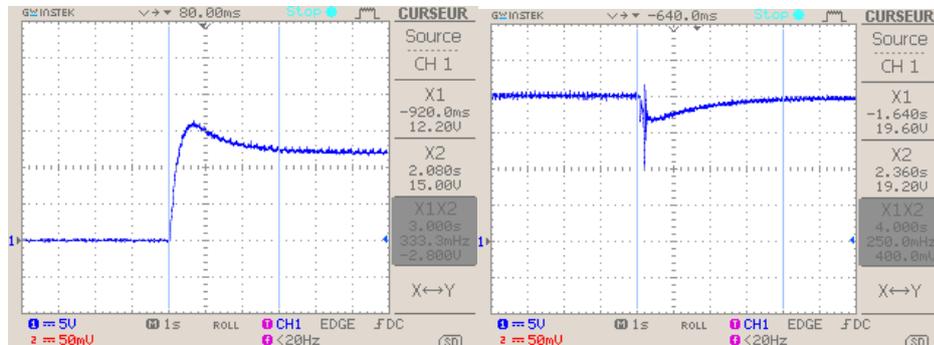
Au moment de l'application du couple résistant, la vitesse diminue jusqu'à 238 tr/mn, donc, une diminution de 21% et reprend la valeur de la vitesse référence après une durée de 4s. Les paramètres du régulateur doivent être optimisés. Le dimensionnement est effectué par la même méthode utilisée pour le régulateur PI. Les coefficients optimums choisis sont $K_p=2$ & $K_i=0.08$. Les résultats illustrés sur la Fig.2.23.

Le régime transitoire et le rejet de perturbation se font en 0.4 s. Au moment de la charge, une diminution instantanée de 15 tr/mn représente 3 % de la vitesse de référence.

Le changement de la vitesse de référence de 300 tr/mn à 500 tr/mn donne le résultat présenté sur la Fig.2.23.c. Le passage de la vitesse de 300 tr/mn à 500 tr/mn est atteint en 0.5s.

Le changement de la vitesse de référence de 500 tr/mn à 300 tr/mn donne le résultat présenté sur la Fig.2.23.d.

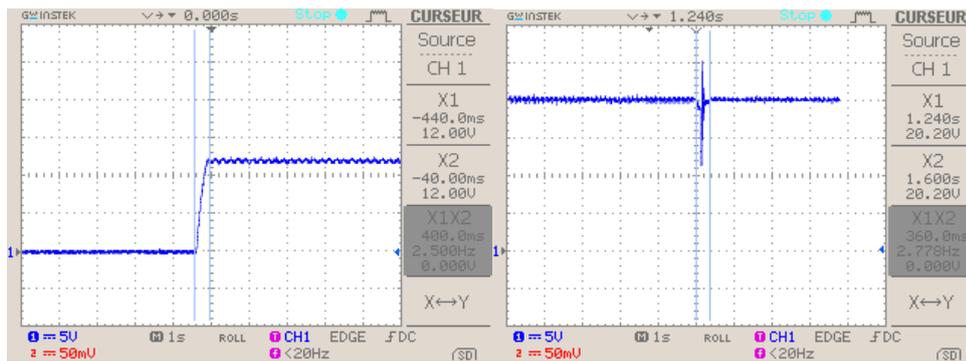
La vitesse est changée de 300 tr/mn à 500 tr/mn et atteint son régime permanent en 0.6 s.



(a)

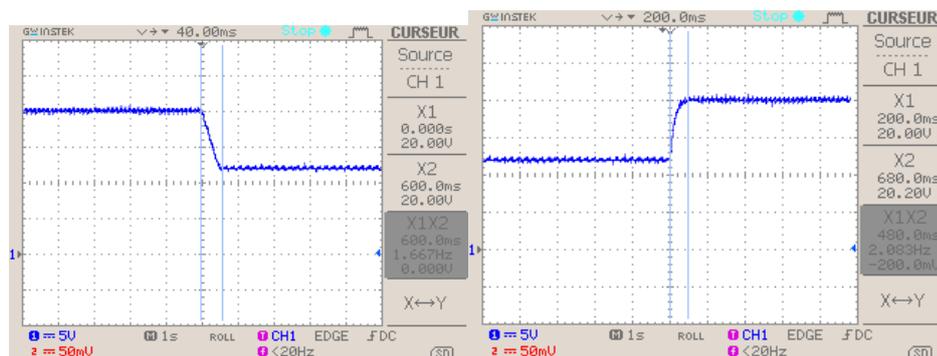
(b)

Fig.2.22. Régulateur IP à $K_p=0.4$ & $K_i=0.01$ a) Vitesse de démarrage b) Application d'un couple résistant



(a)

(b)



(c)

(d)

Fig.2.23. Régulateur IP à $K_p=2$ & $K_i=0.08$ a) Vitesse de démarrage b) Application d'un couple résistant c) Accélération d) Décélération

2.8.2.1. Test de robustesse à vide

En utilisant les coefficients optimums du régulateur IP, des essais de robustesse sont effectués. Le moteur tourne à vide à 500 tr/mn. Une phase enlevée puis la deuxième. Le résultat est présenté sur la Fig.2.24.

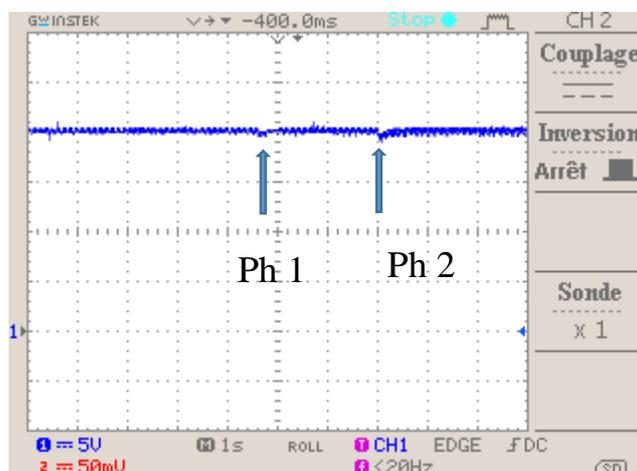


Fig.2.24. Débranchement de deux phases à vide à 500 tr/mn

La vitesse ne change pratiquement pas mais présente de faibles ondulations lorsqu'une seule phase est débranchée. Lorsque la deuxième phase est enlevée, la vitesse diminue légèrement et reste pulsée avec une valeur maintenue et égale à la vitesse de référence.

2.8.2.2. Test de robustesse en charge

Le moteur tourne en charge à 400 tr/mn. Le même procédé est effectué qu'à vide. Le résultat est présenté sur la Fig.2.25.

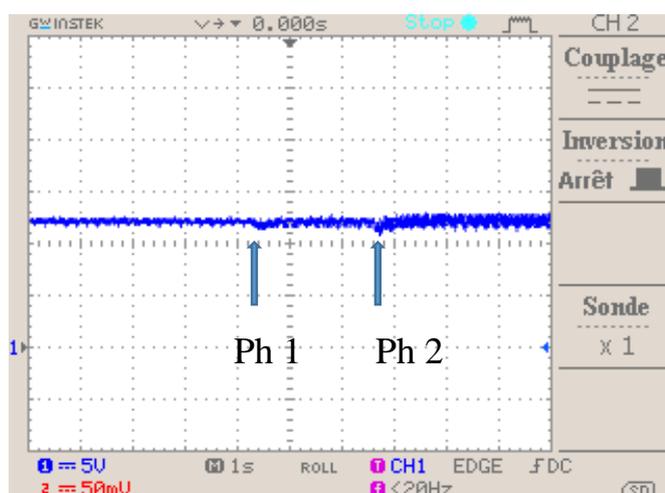


Fig.2.25. Débranchement de deux phases en charge à 400 tr/mn

Le même résultat est obtenu que pour l'essai à vide avec plus d'ondulation de la vitesse.

En augmentant encore le couple de charge pour la même vitesse de référence de 500 tr/mn, le régulateur maintient toujours la vitesse. Le résultat est présenté sur la Fig.2.26.

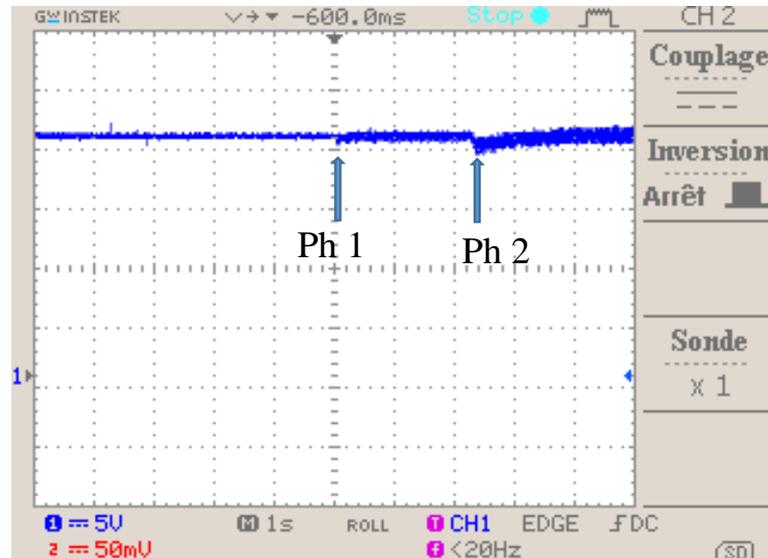


Fig.2.26. Débranchement de deux phases en charge à 500 tr/mn

2.9. Comparaison des deux stratégies de commande

	Régulateur PI	Régulateur IP
Démarrage	<ul style="list-style-type: none"> - Dépassement de 5 %, - Atteint le régime permanent en 0.6 s. 	<ul style="list-style-type: none"> - Dépassement de 0 %, - Atteint le régime permanent en 0.4 s.
Rejet de perturbation	<ul style="list-style-type: none"> - Diminution de 5 %, - En 0.6 s. 	<ul style="list-style-type: none"> - Diminution de 3 %, - En 0.4 s.
Variation de la vitesse de consigne	<ul style="list-style-type: none"> - En 0.8 s. 	<ul style="list-style-type: none"> - En 0.5 s.
Défaut à vide	<ul style="list-style-type: none"> - Vitesse peu pulsée. 	<ul style="list-style-type: none"> - Vitesse peu pulsée.
Défaut en charge faible	<ul style="list-style-type: none"> - Vitesse pulsée, - Diminution importante de la vitesse. 	<ul style="list-style-type: none"> - Vitesse pulsée, - Faible diminution de la vitesse.
Défaut en charge grand	<ul style="list-style-type: none"> - Arrêt du moteur. 	<ul style="list-style-type: none"> - Légère diminution de la vitesse, - Régulation de la vitesse maintenue.

Tab.2.2. Comparaison des deux stratégies de commande

2.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté, une étude expérimentale sur un banc d'essai comprenant une SRM 12/8 afin de tester les performances de commande de cette machine. A cet effet, une programmation sur le microcontrôleur TMS320F28335 est réalisée en vue de la commande numérique en vitesse en utilisant les régulateurs PI et IP. Des tests de robustesse sont effectués par la suite en vue de vérifier la tolérance aux défauts, caractéristique de cette machine.

Les régulateurs PI et IP ont, tous les deux, bien répondu aux tests de commande. Mais le régulateur IP a conduit à de meilleurs résultats, surtout pour les tests de tolérance aux défauts. Ce qui confirme les résultats obtenus en simulation

Conclusion Générale

Ce travail a fait l'objet d'une évaluation des performances de commande numérique de vitesse d'une SRM en utilisant les régulations PI et IP.

Ce travail est présenté en deux parties :

La première partie concerne une modélisation non linéaire du système d'entraînement à SRM est effectuée pour tester le bon fonctionnement et commander la machine à faible et à grande vitesse avec capteur de position.

La seconde partie est consacrée à une étude expérimentale sur un banc d'essai comprenant une SRM commandée numériquement, en utilisant le microcontrôleur TMS320F28335. Des programmes de commande en boucle ouverte sont élaborés et implémentés pour alimenter la machine en courant et en tension afin de la faire fonctionner pour les faibles et les grandes vitesses. En boucle fermée, une régulation de la vitesse est programmée et implémentée en utilisant les régulateurs PI et IP. Le régulateur IP s'est avéré supérieur au régulateur PI. De plus ces régulateurs ont été efficaces pour la régulation en vitesses lors de l'apparition des défauts d'une phase et même de deux phases. Une supériorité du régulateur IP sur le régulateur PI est aussi notée dans le cas d'apparition des défauts où le régulateur PI est restreint aux défauts à faibles couples de charges alors que le régulateur IP répond pour certains défauts en charge.

En perspective, notre étude pourrait être étendue à :

- L'implémentation de la commande sans capteur en utilisant une des techniques de « Sensorless » adéquates [22-28]
- Etude de la commande, après optimisation des angles de commutation de la SRM.

Bibliographies

[1] R. Krishnan, *Switched Reluctance Motor Drives, “Modelling, Simulation, Analysis, Design, and Applications,”* CRC Press, Boca Raton, 2001.

[2] 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.

[3] A.Emadi, « Energy-efficient electric motors », Ed3, ch.9 : switched reluctance motor drives, Illinois Institute of technology, Chicago, 2005.

[4] S.Djebbari, O.Dahmani, “Analyse des performances et commande d’une SRM utilisée en Alternateur-démarrateur pour véhicules,” PFE, ENP, Alger, 2009.

[5] F.Sargos, A.Mailfert, “machines à réluctance variable (MRV)- Principes des MRV. Machines à commutation,” technique de l’ingénieur, D3680.

[6] T. J. E. Miller, “*Switched Reluctance Motors and Their Control,*” Oxford, U.K : Magna Physics and Clarendon, 1993.

[7] 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.*

[8] F. Boufateh, S. H. Merini, “Commande numérique d’une machine à réluctance variable à double denture,” PFE, ENP, Alger, juin 2015.

[9] Z. Mirar, E.M.B Messini, “Modélisation et commande avec et sans capteur d’une SRM,” PFE, ENP, Alger, 26 juin 2013.

[10] Y.Nessab, M.Takarli, “Modélisation et Commande par Mode Glissement d’une MRV utilisée en Alternateur-Démarrateur pour Véhicule,” PFE, ENP, Alger, juin 2011.

[11] A.Ben Achour, L.Makhloufi, “Modélisation et commande de la SRG en régime saturé,” PFE, ENP, Alger, 2012.

- [12] L. Rezki, 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.
- [13] L. Ben Amor, "Commande non linéaire d'un moteur à réluctance variable," Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal, 1996.
- [14] G. Séguier, F. Notlet, "Électrotechnique industrielle," 3ème édition.
- [15] B. Fahimi, A. Emadi, and R. B. Sepe, Jr., "Four-quadrant position sensorless control in SRM drives over the entire speed range," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 1, pp. 154-163, Jan. 2005.
- [16] G. Pasquesoone, R. Mikail, I. Husain, "Position Estimation at Starting and Lower Speed in Three-Phase Switched Reluctance Machines Using Pulse Injection and Two Thresholds," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 47, no. 4, july/august 2011
- [17] R. Hu, Z. Deng, J. Cai, C. Wang, "Sensorless Control of Switched Reluctance Motors Based on High Frequency Signal Injection," 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Oct. 22-25, 2014, Hangzhou, China, 2014
- [18] L. Xu, and C. Wang, "Accurate rotor position detection and sensorless control of SRM for super-high speed operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 757-763, Sep. 2002.
- [19] A. D. Cheok, Z. Wang, "DSP-Based Automated Error-Reducing Flux-Linkage-Measurement Method for Switched Reluctance Motors," *IEEE transactions on instrumentation and measurement*, vol. 56, no. 6, december 2007
- [20] Y. Zhang, C. Liu, L. Zhang, "Sensorless Control of SRM Based on Improved Simplified Flux-Linkage Method," 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Oct. 22-25, 2014, Hangzhou, China
- [21] T. Koblara, C. Sorandaru, S. Musuroi, M. Svoboda, "A Low Voltage Sensorless Switched Reluctance Motor Drive Using Flux Linkage Method," 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM 2010
- [22] E. Chumacero, "Velocity Sensorless control of Switched Reluctance Motors," Polanco, 2014

Bibliographies

[23] M. Ehsani, B. Fahimi, "Élimination of Position Sensors in Switched Reluctance Motor Drives : State of the Art and Future Trends," IEEE transactions on industrial electronics, vol. 49, no. 1, february 2002.

[24] B. Fahimi, G. Suresh, M. Ehsani, "Review of Sensorless Control Methods in Switched Reluctance Motor Drives," IEEE Transactions on Industry Applications, Vo1.30, No. 1, Jan/Feb. 1994, pp.584-588.

[25] M.Ehsani, I.Hosein and A.B.Kulkarani, " Elimination of Discrete Position Sensor and Current Sensor in Switched Reluctance Motor Drives," IEEE Trans on Power Electronics, vol. 28, no. 1, 1992.

[26] M. Krishnamurthy, C. S. Edrington, and B. Fahimi, "Prediction of rotor position at standstill and rotating shaft conditions in switched reluctance machines," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 1, pp. 225-233, Jan. 2006.

[27] Michael T. DiRenzo, "Switched Reluctance Motor Control – Basic Operation and Example Using the TMS320F240," Texas Instruments application report Developing an SRM Drive System, literature number SPRA420,

[28] S.J Fedigan, C.P Cole, "A Variable-Speed Sensorless Drive System for Switched Reluctance Motors," Texas Instruments, DSPS Research and Development Center, Application Report, October, 1999.

[29] Texas Instruments, "DSPs the TMS320F2833x, architecture & peripherique," technical reference, 2011.

Annexe

Caractéristique du moteur utilisé dans la partie expérimentale

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