

Université ABBES LAGHROUR Khenchela



Faculté des Sciences et de la Technologie
Department de Genie Industrial
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :.....

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par

FELLAH GHALIA

&

MERZOUGUI NAWEL

THEME

Commande sans Capteur de Vitesse d'un Moteur Synchrone Triphasé à Reluctance Variable

Soutenu le :

devant la commission d'examen composée de :

Dr Benhada Nabil

Grade

à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Président

Dr Beddiaf Yassine

Grade

à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Encadrant

Dr labdani Rafik

Grade

à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Examineur

Promotion 2021/2022

Remerciements



Avant tout, je remercie DIEU, sans lui ce manuscrit n'aurait pu exister, et qui m'a amené à ce degré de science. Je tiens à exprimer ma très grande considération et ma vive reconnaissance aux sincères professeurs de l'université « Abbes laghror – kenchela » surtout ceux de département , J'exprime mes vifs remerciements à mon encadreur docteur BEDDIAF YASSINE pour son énorme contribution et orientation dans la réalisation de ce mémoire. Mes plus vifs remerciements à tous mes amis de la promotion pour leurs soutient et pour les sympathiques moments qu'on a passé ensemble. Je remercie également, toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicaces



Mes très chers parents YASSINE et WARDA qui m'ont soutenu et encouragé jusqu'au bout et à qui je dois tout l'amour et le respect,
À ma chère sœur Malek, À mes chères frères TAKI, SIF ELISLEM et ALAA EDDINE,
à toute ma famille :

mes tentes :Soumia ,Lila, Saida et Habiba et leurs enfants.

à mes oncles : Ghazali , Hakim , Faouzi, Halim et Hichem et leurs enfants.

Une grande dédicace à mes proches amis qui sont la lumière, pour tous les moments de joies et de peines qui on a passés ensemble

AMIRTI, ZINEB, RAHMA

À ma rose de ma vie ASMA

Et RAYEN

À groupe commande électrique et tous mes amis de promo AYMEN,

OUSSAMA, IYAD , RAOUF, ANOUAR ,FARES ET LEVERT

À tous ceux qui ont contribué de loin ou de près à la réalisation de mon travail.

FELLAH

GHALIA

Dédicaces



-
Je dédie ce modeste travail l'esprit de mon père Allah YRHMOU

A ma mère qu'elle mon soutenue et encouragée moi

À mes chères sœurs et mes petites SADJA ET KASSA que dieu la garde

et la protège.

À mes chers frères et toute ma famille MERZOUGUI

Une spéciale dédicace à ma très chère amis GHALIA FELLAH

À une grande dédicace a mon marie SAAD ALLAH

Ainsi qu'à toute la promotion de commande électrique.

NAWEL

MERZOUGUI

Résumé

La machine synchrone à réluctance variable est une machine à courant alternatif, elle possède le même type d'enroulements statoriques qu'une machine asynchrone, mais le facteur de puissance est plus faible que celui des autres machines électriques.

Dans ce mémoire, on présente la commande de la machine synchrone à réluctance variable à rotor à cage. Pour cela, une modélisation mathématique à été présentée et validée par simulation sous Matlab. Ensuite, on présente une étude de deux stratégies de commande, la première représente une commande par DTC qui est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux a la machine d'une manière découplée, Et la deuxième représente la commande vectorielle par orientation du flux. Pour la réalisation de la commande sans capteur on a élaborer un observateur adaptatif MRAS,

Table des matières



Remerciements	1
Dédicaces	2
Dédicaces	3
Résumés	3
Table des matières	5
Table des figures	8
Liste des tableaux	11
Introduction générale	12
1 Généralités sur la MSR/V	14
1.1 Introduction	15
1.2 Généralités sur la machine synchrone à réluctance variable	15
1.3 Principe de fonctionnement de la MSR/V	15
1.4 Différentes structures des MSR/V	17
1.4.1 MSR/V à Rotor Massif	17
1.4.2 Rotor avec barrières de flux	18
1.4.3 MSR/V à Rotor équipé d'aimants permanent	20
1.4.4 MSR/V à Rotor équipé de supraconducteurs	21
1.4.5 MSR/V à Rotor axialement laminé	22
1.5 Modèle de la machine	23

1.5.1	Hypothèses et mise en équations	23
1.5.2	Modèle de la machine dans le repère (d-q).....	25
1.5.3	Schéma de simulation.....	29
1.5.4	Résultats de simulation d'un démarrage directe	30
1.6	Conclusion	32
2	Commande Vectorielle MSR/V	33
2.1	Introduction.....	34
2.2	Stratégie de commande.....	34
2.3	Schéma Bloc de la CV sous Matlab/Simulink	37
2.4	Résultats de Simulation	38
2.5	Conclusion	41
3	Commande sans capteur de la MSR/V	42
3.1	Introduction.....	43
3.2	Principe d'observateur MRAS	43
3.3	Schéma bloc de la MSR/V par la commande vectorielle	46
3.3.1	Résultats en boucle ouverte :	46
3.3.2	Résultats en boucle fermée :	48
3.4	Résultats de simulation.....	51
3.5	Conclusion	51
4	Commande direct de couple DTC de la MSR/V	53
4.1	Introduction :.....	54
4.2	IV.2. Principe de control direct du couple (DTC):.....	54
4.3	Stratégie de la Commande DTC	55
4.4	Estimation du flux statorique	59
4.5	Régulation du flux.....	60
4.6	Régulation du couple :	61
4.7	Schéma de commande	62

4.8	Algorithme DTC au sens Takahashi	63
4.9	Régulateur de vitesse	64
4.10	Schéma de simulation.....	65
4.11	Résultats de simulation.....	65
4.12	Conclusion	68
5	Conclusion Générale	69
	Bibliographie.....	72

Table des figures

Figure I.1: Deux objets dans un champ magnétique \mathbf{B}	16
Figure I.2: Représentation de la MSR.V.	17
Figure I.3: Rotor massif d'un MSR.V.	17
Figure I.4: Moteur radialement laminé et axialement laminé.	18
Figure I.5: Moteur du type dovetail.....	19
Figure I.6: Moteur à assistance d'aimants.	20
Figure I.7: Moteur à aimants de ferrite.....	20
Figure I.8: Mise en place des aimants au rotor.	21
Figure I.9: Moteur avec isolant supraconducteur.....	22
Figure I.10: Rotor axialement laminé.....	23
Figure I.11: Représentation symbolique de la machine.	24
Figure I.12: Modèle équivalent dans le repère (dq).....	26
Figure I.13: Schéma Bloc de Simulation d'un démarrage direct de la MSR.V.....	29
Figure I.14: Schéma Détaillé de la MSR.V.	29
Figure I.15.a: Caractéristique du Vitesse.....	30
Figure I.15.b: Caractéristique du Couple.....	31
Figure I.15.c: Caractéristique du courant stator Alpha-Beta.	31
Figure I.15.d: Caractéristique du courants d-q.....	31
Figure I.15.e: Caractéristique du Flux stator Alpha-Beta.....	32
Figure I.15.f: Caractéristique du Flux stator stator d-q.	32
Figure II.1: Découplage par compensation.	35
Figure II.2: Schéma bloc de la commande vectorielle proposée.	36
Figure II.3: Caractéristique du Couple.	39

Figure II.4: Caractéristique du Tension Alpha-Beta.	39
Figure II.5: Caractéristique du Vitesse.	39
Figure II.6: Caractéristique des Courants $is\alpha$, $is\beta$	40
Figure II.7: Caractéristique des flux $\varphi s\alpha$, $\varphi s\beta$	40
Figure II.8: Caractéristique des Courants isd , isq	40
Figure III.1: Structure de MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique.	43
Figure III.2: Schéma bloc de Simulation.	46
Figure III.3: Caractéristique de Courants isq	47
Figure III.4: Caractéristique de vitesse.	46
Figure III.5: Caractéristique de courants isd	47
Figure III.6: Caractéristique de vitesse.	48
Figure III.7 :Caractéristique de Erreur de poursuite($\omega_{ref} - \omega$).	48
Figure III.8: Caractéristique d'estimation de vitesse.	48
Figure III.9: Caractéristique de couple.	49
Figure III.10: Caractéristique flux.	49
Figure III.11: Caractéristique flux.	49
Figure III.12: Caractéristique courants i_{sd} réelle -estimé.	50
Figure III.13: Caractéristique Courants i_{sq} réelle-estimé.	50
Figure III.14: Caractéristique de flux Alpha-Béta.	50
Figure III.15: Caractéristique Du courants Alpha-Béta.	51
Figure VI.1: Variation de la position relative θ en fonction de la variation de la position du flux φs	56
Figure VI.2: Représentation du flux φs en fonction de V_s (1ier et 2ieme cas).	57
Figure VI.3: Représentation du flux φ_s en fonction de V_s (3ieme et 4ieme cas).	58
Figure VI.4: Représentation du flux φ_s en fonction de V_s (5ieme et 6ieme cas).	58
Figure VI.5: Représentation de l'évolution de($\Delta\varphi_s$).	60
Figure VI.6: Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSR.V.	63
Figure VI.7: L'étoile $V1-V6$ et les 6 secteurs de la DTC	64
Figure VI.8: Schéma –bloc de la régulation de vitesse.	64
Figure VI.9: Schéma de simulation de la commande DTC de la MSR.V.	65
Figure VI.10: caractéristique de vitesse.	65
Figure VI.11: caractéristique de couple.	66
Figure VI.12: caractéristique de Tension.	66

Figure VI.13: caractéristique de flux statorique Alpha –Béta.	66
Figure VI.14: caractéristique de flux d-q.....	67
Figure VI.15: caractéristique de l'angle.	67
Figure VI.16: Caractéristique $\varphi_{s\beta}=f(\varphi_{s\alpha})$	67
Figure VI.17: Caractéristique de $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$	68

Liste des tableaux




Tableau 1 : représente les valeurs des tensions ($V_{s\alpha\beta}$) selon les combinaisons logique de S_j**Error! Bookmark not defined.**

Introduction générale



Les machines électriques constituent la pièce maîtresse dans les systèmes d'entraînement industriels et surtout à vitesse variable. La machine à courant continu est restée longtemps l'actionneur le plus utilisé pour réaliser ces systèmes. Cette machine présente l'avantage d'être simple à commander, car le couple étant directement proportionnel au courant d'induit. Seulement, elle présente un inconvénient majeur liés à sa structure constituée d'un système balais-collecteur, ce dernier nécessite un entretien constant (usure du graphite), en outre, cette machine ne peut être utilisée dans une atmosphère explosive.

Le développement des semi-conducteurs de puissance a permis de réaliser des convertisseurs (onduleurs), ouvrant la voie de la vitesse variable aux machines alternatives (synchrone et asynchrone). Ces machines possèdent de nombreux avantages par rapport à la machine à courant continu. L'absence du collecteur permet d'accroître la fiabilité et permet d'obtenir des machines ayant un coût de fabrication et d'entretien très faible. .

La machine à courant alternatif la plus utilisée dans l'industrie pour les applications du type servomoteur (robotique, machines-outils....) est la machine synchrone à aimants permanents. Elle présente un couple massique important et un bon rendement. Son mode de contrôle est simple car le repère de commande est directement lié au rotor. Elle présente cependant quelques inconvénients. Tout d'abord, son coût de fabrication est relativement important à cause du prix des aimants permanents (aimants à base de terres-rares). Ensuite, il est difficile de la faire fonctionner en affaiblissement de champ pour monter en vitesse, le flux étant imposé par les aimants (la désaimantation doit rester limitée).

Enfin, elle ne supporte pas des températures élevées de fonctionnement. Les matériaux à base de fer et de terres rares (néodyme) présentent un point de Curie relativement bas (environ 310°C), ce qui limite son domaine d'application.

La machine synchrone à réluctance variable Une étude comparative faite par beaucoup de chercheurs entre les différentes machines alternatives de faible puissance a montré que cette machine présente un couple massique compris entre celui d'une machine asynchrone et celui d'une machine à aimants [7]. Elle a l'avantage d'avoir une structure de rotor simple et robuste (aucun conducteur au rotor dans sa version sans cage). On peut la faire fonctionner facilement en affaiblissement de champ pour monter en vitesse (fonctionnement à puissance constante). Comme les autres machines à courant alternatif, la machine synchrone à réluctance variable présente également des inconvénients non négligeables, comme la saillance du rotor qui est à l'origine du couple électromagnétique provoque des ondulations sur la valeur de ce couple. Ces ondulations de couple se traduisent par des vibrations et du bruit acoustique.

Notre travail concerne la modélisation et la commande d'un moteur synchrone triphasé à réluctance variable présentant une cage au rotor. L'objectif est d'utiliser un modèle relativement simple applicable à la simulation de la commande de cette machine.

Notre mémoire se décompose en quatre chapitres :

- Dans le premier chapitre, nous présentons une étude générale et une description générale des différentes structures de rotor qui ont été développées jusqu'à présent pour ce type de machine.
- Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la machine sans tenir compte de la saturation. Le modèle sera justifié par une simulation sur le logiciel Matlab/simulink.
- Le troisième chapitre est consacré à la réalisation de la commande vectorielle de la MSR.V.
- Le dernier chapitre est consacré à la réalisation de la commande DTC de la MSR.V.
- Nous terminons ce mémoire par une conclusion générale en proposant des perspectives de recherche.

Généralités sur MSRV

1.1 Introduction

Le moteur synchrone à réluctance variable à aimants permanents a une haute efficacité de fonctionnement, il fonctionne dans une large gamme de vitesses, c'est pour ça il est utilisé dans divers secteurs industriels et automobile. Cette machine se caractérise par de faibles pertes au rotor, la présence des aimants au rotor permet au moteur d'avoir un couple élevé. En plus la structure à réluctance variable du rotor permet aussi au moteur à fonctionner efficacement dans la région de faible.

1.2 Généralités sur la machine synchrone à réluctance variable

La machine synchrone à réluctance variable est structurellement une machine synchrone à pôles saillants dépourvue d'excitation. Son stator est identique à celui des machines asynchrones ordinaires. Le couple électromagnétique est constitué exclusivement du couple de saillance. La conversion d'énergie dans la machine s'effectue par variation des inductances propres et mutuelles de ses enroulements de phases due à la rotation d'un rotor magnétiquement dissymétrique entre les axes directs (de réluctance minimale) et en quadrature de réluctance maximale. Il s'agit bien d'une machine à réluctance variable à stator lisse avec une alimentation sinusoïdale. Comme la machine tourne au synchronisme avec son alimentation et comme elle fonctionne par variation de réluctance, elle est appelée alors « machine synchro-réductante » ou « machine synchrone à réluctance variable ». Ce type de machines sont utilisées dans le domaine de forte puissance et à haute vitesse, domaine largement occupé actuellement par la machine asynchrone. Mais cette dernière présente des pertes Joule et des pertes fer au rotor en régime permanent. La machine synchro-réductante est donc sur ce point une véritable concurrente de la machine asynchrone [1]

1.3 Principe de fonctionnement de la MSR

Le principe de fonctionnement de la MSR repose sur deux concepts principaux sont l'effet de réluctance et l'utilisation d'une Force Magnéto Motrice sinusoïdale tournante produite par le stator d'une machine triphasée de type à induction.

Le principe de réluctance est illustré sur la Figure (I.1), deux objets magnétiques sont soumis à un champ magnétique imposé B . L'objet (a) est isotrope et possède par conséquent des réluctances identiques sur les axes d et q . Aucun couple n'est créé. L'objet (b) est anisotrope, les réluctances sur les axes d et q sont donc différentes. Un angle (δ) existe entre l'axe d de l'objet (b) et le champ B imposé ; un couple (τ) est donc généré sur l'objet (b), de telle sorte que l'axe (d) s'aligne avec le champ magnétique [3]

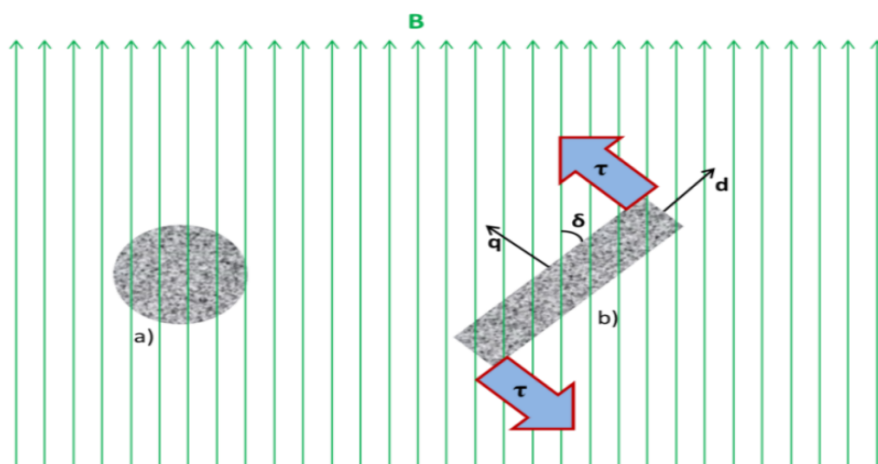


Figure I.1: Deux objets dans un champ magnétique \vec{B} : a) géométrie isotropique b) géométrie anisotrope. [2]

Dans le cas de la MSR_V, c'est ce même principe de variation de réluctance qui va créer le couple. Le rotor essaiera de s'aligner avec le champ magnétique créé par les bobines du stator (synchronisme). Comme le stator possède une FMM tournante, le rotor tournera aussi en générant ainsi le mouvement.

La MSR_V possède le même stator qu'une machine à induction. Il est composé d'un bobinage triphasé avec p paires de pôles, alimenté par un système triphasé équilibré de courants, et distribué afin de créer une force magnéto motrice (FMM) tournante qui soit la plus sinusoïdale possible. Comme le rotor a une anisotropie géométrique comme le montre la figure (I.2), il apparaît une variation de réluctance qui fait que le rotor suit continuellement le champ tournant (FMM) en régime permanent [4]

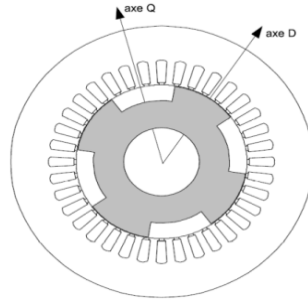


Figure I.2: Représentation de la MSR.V. [4]

1.4 Différentes structures des MSR.V

De nouvelles structures de rotor permettant d'augmenter le rapport de saillance ont été créées. Dans cette partie nous présenterons quelques types de structures.

1.4.1 MSR.V à Rotor Massif

Le type de structure à rotor massif est le plus simple des moteurs à réluctance variable. Cette structure est très robuste de point de vue tenue mécanique étant donné qu'elle est constituée d'un bloc de matériau ferromagnétique massif. [5]

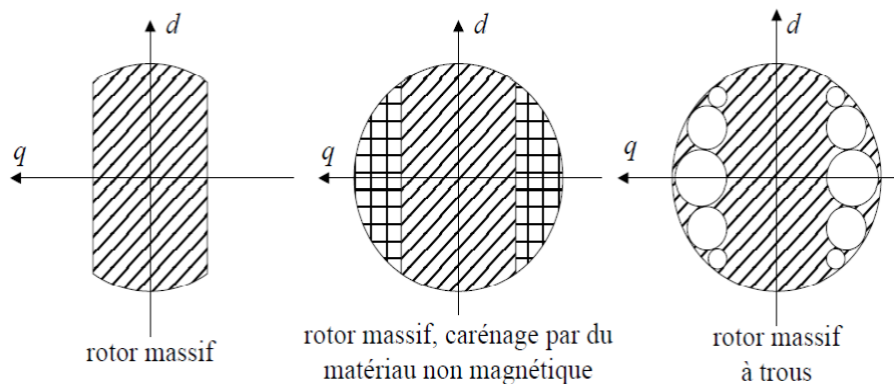


Figure I.3: Rotor massif d'un MSR.V.

La Figure (I.3) montre trois types différents de rotor massifs. Le rotor massif est constitué d'un bloc de matériau ferromagnétique. En général, il s'agit d'un cylindre sur lequel ont été faites des découpes pour créer la saillance du rotor. Cette structure est la plus simple à fabriquer est donc aussi la plus économique. Elle est également la plus robuste car elle est constituée d'un seul

bloc non assemblé. Elle est ainsi pourvue de la meilleure tenue mécanique et au moins de ce point de vue elle est idéale pour un fonctionnement à haute vitesse. Par ailleurs, la section de passage du flux d'axe d est assez large pour que le rotor soit peu saturé. Pour réduire les pertes aérodynamiques, le rotor peut être caréné par du matériau non magnétique ou peut être à trous comme le montre la figure (I.3) Mais son principal défaut est la faiblesse relative du rapport de saillance $\frac{L_d}{L_q}$ (de l'ordre de 4,5) [6].

1.4.2 Rotor avec barrières de flux

Afin d'augmenter le rapport de saillance du moteur, des espaces vides de matière ont été introduits dans le rotor. Ces trous sont appelés barrières de flux. Leur but est de limiter la circulation du flux dans l'axe q sans gêner la circulation dans l'axe d, afin de faire apparaitre un rapport de saillance élevé. [1]

Les barrières de flux peuvent être constituées d'air (trous dans le rotor). Un dimensionnement soigneux est alors nécessaire pour assurer la solidité du rotor et la réduction du flux d'axe q. Pour préserver l'équilibre mécanique du rotor, les barrières de flux peuvent aussi être en acier non magnétique. Une technique d'assemblage robuste est alors indispensable pour permettre au rotor de fonctionner à vitesse élevée [3]

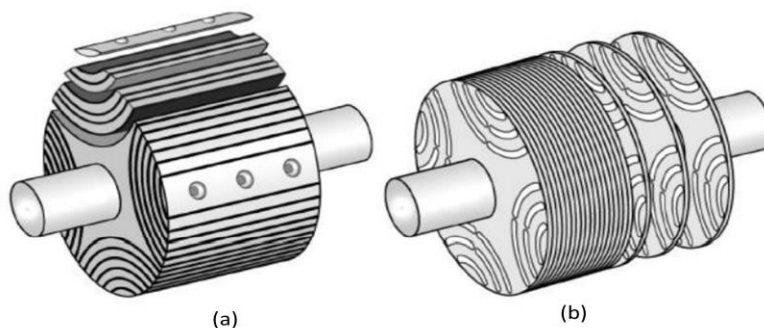


Figure I.4: Moteur radialement laminé et axialement laminé.

Sur la Figure (I.4) il est possible de voir deux types différents de moteurs à barrières de flux. Le premier (a) est radialement laminé. La fabrication d'un tel type de rotor reste très difficile. Sa faible tenue mécanique ne lui permet de tourner qu'à de faibles vitesses et les puissances

rencontrées ne dépassent pas 2 kW. Par contre, son rapport de saillance peut monter jusqu'à 20 dans un moteur à deux pôles et à 10 dans un moteur à quatre pôles.

Le second moteur (b) de la Figure (I.4) est un moteur axialement laminé. La fabrication de son rotor est plus simple par rapport celui du moteur à rotor radialement laminés. Ce type de moteur possède également une meilleure tenue mécanique. Le rapport de saillance est néanmoins plus élevé que celui du moteur radialement laminé. Il peut atteindre une valeur de 13 pour le rotor à deux pôles. Dans la majorité des cas les barrières de flux sont constituées d'air mais elles peuvent aussi être remplacées par un matériau amagnétique et utiliser une forme en queue d'aronde afin d'augmenter la tenue mécanique comme illustré sur la Figure (I .5)

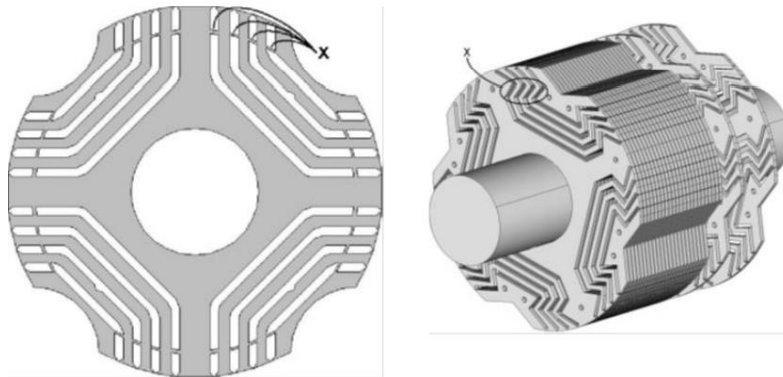


Figure I.5: Moteur du type dovetail.

Le x sur la figure indique les ponts métalliques nécessaires à la tenue mécanique du rotor. Ces ponts font apparaître un flux de fuite dans les barrières de flux et font perdre en performance. L'épaisseur des ponts dépend de la vitesse à laquelle le moteur va tourner. Pour augmenter cette limite de vitesse, il faudrait augmenter l'épaisseur des ponts ce qui va à l'encontre de bonnes performances. Dans l'autre solution (présentée à droite) la machine garde une bonne tenue mécanique sans sacrifier le rapport de réluctance. Par contre, les auteurs ont rencontré quelques difficultés de fabrication. Le matériau amagnétique (colle époxy) n'était pas compatible avec les températures auxquelles est monté le rotor lors des essais à haute vitesse et la colle a fondu. Cette étude montre la difficulté de créer une machine et introduire des matériaux amagnétiques dans le rotor. [1]

1.4.3 MSR à Rotor équipé d'aimants permanent

Dans le but de réduire davantage le flux d'axe q , on peut utiliser des aimants permanents logés dans les barrières de flux. Contrairement à une excitation de type ordinaire, le flux créé par les aimants s'oppose au flux en quadrature. La majeure partie du couple reste due à la saillance du rotor. Le couple, de facteur de puissance et de rendement sont nettement améliorés. Mais du fait de la polarité des aimants, la machine perd sa réversibilité en sens de rotation. Bien entendu, l'utilisation des aimants augmente le coût de la machine. [3]

Dans le but d'augmenter le rapport de saillance du moteur, quelques recherches ont proposé d'introduire des aimants dans les barrières de flux. Il est possible d'utiliser des aimants de type terre rare dans la Figure (I.6), ou de type ferrite vu la place disponible comme le montre la figure (I.7).

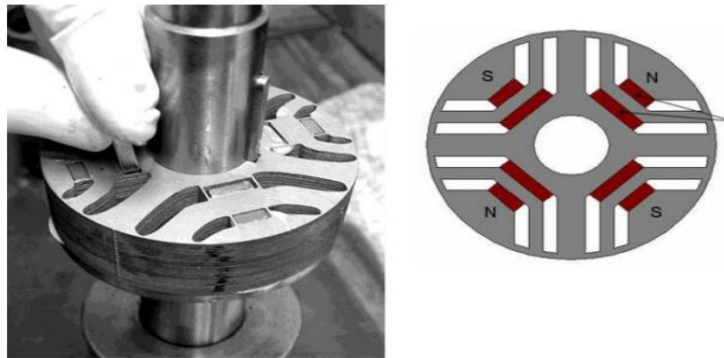


Figure I.6: Moteur à assistance d'aimants.

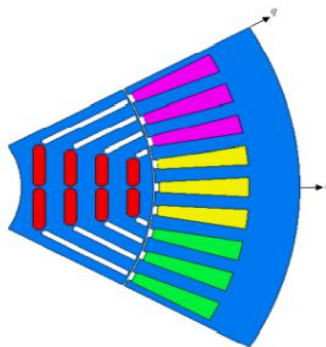


Figure I.7: Moteur à aimants de ferrite.

Les aimants empêchent toujours la circulation du flux dans l'axe q sans trop modifier le flux dans l'axe d , ce qui occasionne une augmentation de la puissance, du rendement et du couple. La Figure (I.8) montre le principe de fonctionnement des aimants à l'intérieur du rotor. Par contre, la machine perd sa réversibilité et également l'avantage économique de ne pas avoir d'aimants. [1]

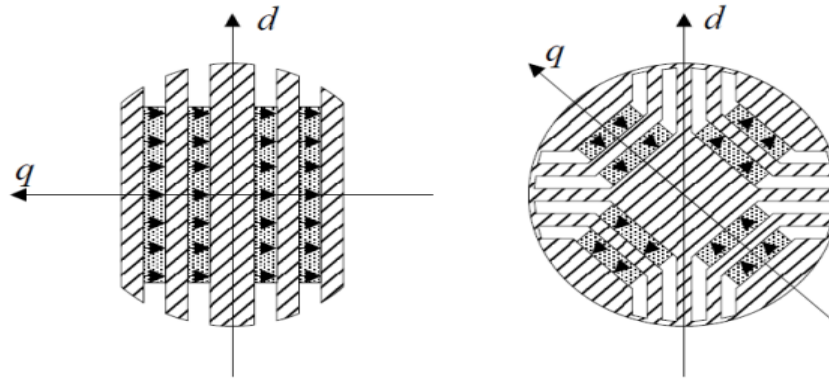


Figure I.8: Mise en place des aimants au rotor.

1.4.4 MSR à Rotor équipé de supraconducteurs

Toujours pour empêcher le passage de flux dans l'axe q , des matériaux supraconducteurs ont été utilisés. Ce type de machine permet de conserver l'inductance de l'axe d et de réduire considérablement l'inductance dans l'axe q . Les résultats sont très impressionnants, le rapport de saillance a bien augmenté le facteur de puissance. Un autre avantage est que ce type de moteur conserve sa réversibilité étant donné que le matériau supraconducteur fonctionne comme un vrai isolant magnétique. Les principaux inconvénients de cette machine sont le prix et la complexité de mise en œuvre du refroidissement du matériau supraconducteur. [3]

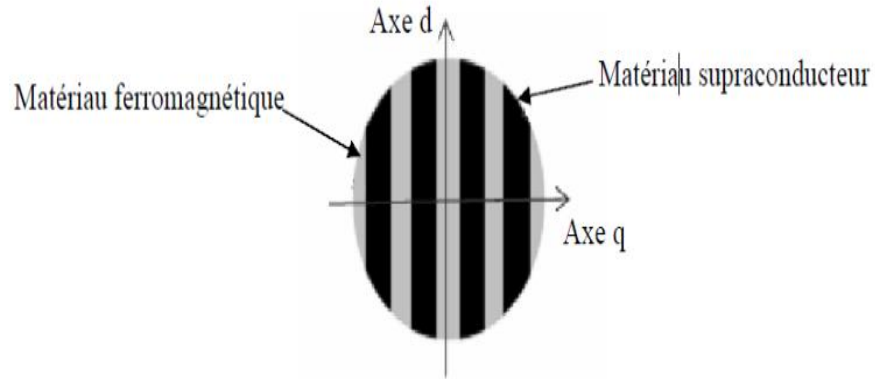


Figure I.9: Moteur avec isolant supraconducteur.

1.4.5 MSRV à Rotor axialement laminé

Un deuxième dispositif permettant d'augmenter le rapport de saillance est le laminage axial du rotor. Le rotor est alors constitué d'une succession de feuilles ferromagnétiques et non magnétiques. Le rotor se comporte alors comme un matériau homogène anisotrope. C'est cette anisotropie du matériau du rotor qui assure la dissymétrie entre l'axe direct et l'axe en quadrature. On règle le rapport de saillance en jouant sur les épaisseurs relatives des feuilles. On peut atteindre ainsi un rapport de saillance avoisinant 20 en deux pôles et 10 en quatre pôles. Notons que cette structure est généralement utilisée pour les machines synchro-réductante à quatre pôles. Les feuilles assemblées sont alors en forme d'hyperboles comme le montre la figure (I.10) Du fait du nombre élevé d'éléments assemblés, la tenue mécanique qui en découle est relativement faible, cette structure est limitée aux faibles vitesses (inférieures à 5000 tr/min) et faibles puissances (inférieures à 2kW). [3]

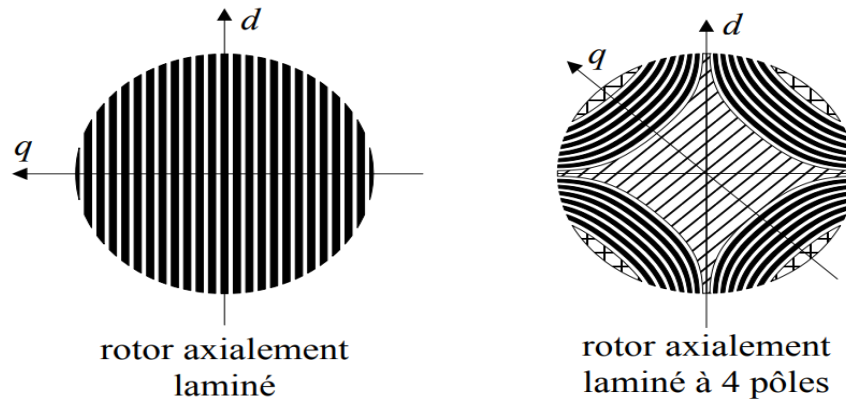


Figure I.10: Rotor axialement laminé.

1.5 Modèle de la machine

1.5.1 Hypothèses et mise en équations

Dans cette partie, on s'intéresse au MSR_V à rotor massif. Pour pouvoir modéliser la machine, il est nécessaire de faire quelques hypothèses simplificatrices suivantes:

- ▶ Distribution sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer créées par les bobinages statoriques et rotoriques.
- ▶ On néglige les phénomènes de saturation et d'hystérésis magnétique.
- ▶ On néglige les pertes dans le fer de la machine.
- ▶ On néglige l'effet de peau (en particulier dans les barres du rotor).
- ▶ On néglige l'effet de la température sur la valeur des résistances.

La figure (I.11) illustre une représentation symbolique de la machine bipolaire équivalente. Le stator est composé de trois bobinages déphasés de $2\pi/3$ dans l'espace. La cage du rotor peut être modélisée par deux enroulements en quadrature, l'un placé suivant l'axe d (axe de faible entrefer) et l'autre suivant l'axe q . Cette représentation simplifiée du rotor ne permet pas d'accéder à la connaissance du courant circulant effectivement dans chaque barre mais conduit à une traduction assez fidèle de l'influence des barres rotoriques sur le comportement de la machine. [1] L'angle θ représente la position mécanique du rotor et p le nombre de paires de pôles.

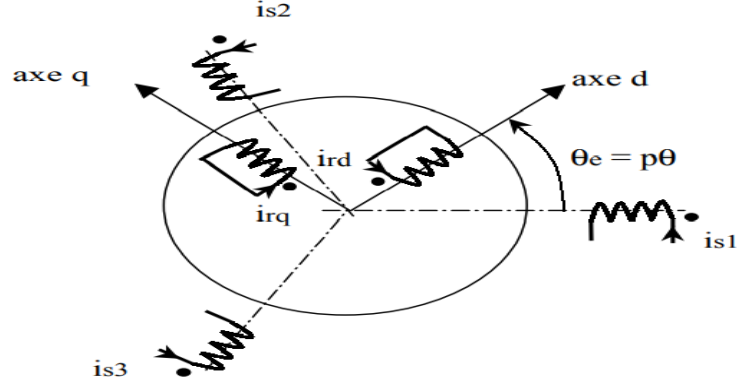


Figure I.11: Représentation symbolique de la machine. [7]

Les expressions des flux à travers les bobinages statoriques et rotoriques sont données sous forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_{s3} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11}(\theta_e) & L_{12}(\theta_e) & L_{13}(\theta_e) & L_{1rd}(\theta_e) & L_{1rq}(\theta_e) \\ L_{21}(\theta_e) & L_{22}(\theta_e) & L_{23}(\theta_e) & L_{2rd}(\theta_e) & L_{2rq}(\theta_e) \\ L_{31}(\theta_e) & L_{32}(\theta_e) & L_{33}(\theta_e) & L_{3rd}(\theta_e) & L_{3rq}(\theta_e) \\ L_{1rd}(\theta_e) & L_{2rd}(\theta_e) & L_{3rd}(\theta_e) & L_{rd} & 0 \\ L_{1rq}(\theta_e) & L_{2rq}(\theta_e) & L_{3rq}(\theta_e) & 0 & L_{rq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

Les inductances qui apparaissent dans l'équation (I.1) dépendent de la position du rotor. Les expressions des inductances propres et mutuelles du stator sont données par:

$$\begin{cases} L_{1rd}(\theta_e) = M_{srd} \cos(\theta_e) & L_{1rq}(\theta_e) = M_{srq} \sin(\theta_e) \\ L_{2rd}(\theta_e) = M_{srd} \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{2rq}(\theta_e) = M_{srq} \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{3rd}(\theta_e) = M_{srd} \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{3rq}(\theta_e) = M_{srq} \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Les équations des tensions s'obtiennent en appliquons la loi de Faraday pour chacun des enroulements en considérant la chute de tension ohmique. Comme les enroulements rotoriques sont en court-circuit, alors la tension aux bornes de chaque enroulement est nulle :

Au stator :

$$\begin{cases} V_{s1} = R_S \cdot i_{s1} + \frac{d\varphi_{s1}}{dt} \\ V_{s2} = R_S \cdot i_{s2} + \frac{d\varphi_{s2}}{dt} \\ V_{s3} = R_S \cdot i_{s3} + \frac{d\varphi_{s3}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

$$\begin{cases} 0 = R_{rd} \cdot i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_{rq} \cdot i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par dérivation de la Co-énergie:

$$C_e = \frac{1}{2} \cdot [i]^t \cdot \frac{\partial [L]}{\partial \theta_e} \quad (\text{I.5})$$

Ce modèle, valable dans le cadre des hypothèses définies précédemment, peut s'écrire plus simplement dans un repère commun lié au rotor.

1.5.2 Modèle de la machine dans le repère (d-q)

Pour simplifier les équations du modèle, on se place dans un repère lié au rotor (axes d-q). Les grandeurs statoriques sont ramenées dans le repère du rotor en appliquant la transformation de Park. Cette transformation mathématique est rappelée ci-dessous pour les courants (I.6). Elle est parfaitement définie quel que soit θ_e . Elle est orthogonale et possède une matrice inverse.

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Le modèle électrique équivalent de la machine dans le repère commun du rotor est représenté sur la figure (I.12) Dans ce repère, on obtient un modèle relativement simple où la machine est représentée par deux circuits électriques couplés, l'un suivant l'axe d et l'autre suivant l'axe q. Dans la suite, nous ne considérerons pas les équations relatives à la composante homopolaire (machine couplée en étoile sans neutre). Les équations des tensions statoriques aux bornes des bobinages équivalents d'axe d et d'axe q s'écrivent :

$$\begin{cases} u_{sd} = R_S \cdot i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_e \cdot \varphi_{sq} \\ u_{sq} = R_S \cdot i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_e \cdot \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

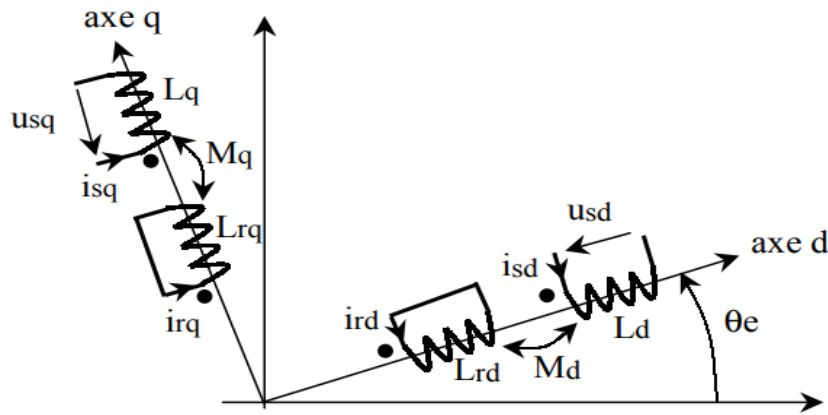


Figure I.12: Modèle équivalent dans le repère (dq).

Les flux totalisés dans les enroulements statoriques sont liés aux courants par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_d \cdot i_{sd} + M_d \cdot i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_q \cdot i_{sq} + M_q \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

De la même façon, on peut écrire les équations des tensions rotoriques (les enroulements équivalents sont en court-circuit) :

$$\begin{cases} 0 = R_{rd} \cdot i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_{rq} \cdot i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

Les flux totalisés dans les enroulements rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_{rd} \cdot i_{rd} + M_d \cdot i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_{rq} \cdot i_{rq} + M_q \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

On montre que l'expression du couple électromagnétique développé par la machine peut s'écrire de la façon suivante :

$$C_e = p \cdot (\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{I.11})$$

On associe à l'équation du couple électromagnétique, la relation fondamentale de la dynamique des systèmes en rotation (I.12). Dans cette équation, Ω représente la vitesse de

rotation du rotor, J représente le moment d'inertie du système et f le coefficient de frottements visqueux. C_e Est le couple électromagnétique et C_r le couple résistant.

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (\text{I.12})$$

Appliquons quelques arrangements, Le modèle s'écrit:

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d}{dt} (L_d \cdot i_{sd} + M_d \cdot i_{rd}) - w_e (L_q \cdot i_{sq} + M_q \cdot i_{rq}) \\ U_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d}{dt} (L_q \cdot i_{sq} + M_q \cdot i_{rq}) - w_e (L_d \cdot i_{sd} + M_d \cdot i_{rd}) \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_d \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + M_d \cdot \frac{di_{rd}}{dt} - w_e \cdot L_q \cdot i_{sq} - w_e \cdot M_q \cdot i_{rq} \\ U_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_q \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + M_q \cdot \frac{di_{rq}}{dt} - w_e \cdot L_d \cdot i_{sd} - w_e \cdot M_d \cdot i_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

D'autre part :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + R_{rd} \cdot i_{rd} = 0 \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + R_{rq} \cdot i_{rq} = 0 \end{cases} \iff \begin{cases} L_{rd} \cdot \frac{di_{rd}}{dt} + M_d \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + R_{rd} \cdot i_{rd} = 0 \\ L_{rq} \cdot \frac{di_{rq}}{dt} + M_q \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + R_{rq} \cdot i_{rq} = 0 \end{cases}$$

Il vient que :

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{M_d}{L_{rd}} \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{R_{rd}}{L_{rd}} \cdot i_{rd} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = -\frac{M_q}{L_{rq}} \cdot \frac{di_{sq}}{dt} - \frac{R_{rq}}{L_{rq}} \cdot i_{rq} \end{cases}$$

On pose : $\frac{1}{T_d} = \frac{R_{rd}}{L_{rd}}$, $\frac{1}{T_q} = \frac{R_{rq}}{L_{rq}}$, On obtient :

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{M_d}{L_{rd}} \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{1}{T_d} \cdot i_{rd} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = -\frac{M_q}{L_{rq}} \cdot \frac{di_{sq}}{dt} - \frac{1}{T_q} \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Remplaçons (I.15) dans (I.14), on obtient :

$$\begin{cases} L_d \cdot \frac{di_{sd}}{dt} \cdot \left(1 - \frac{M_d^2}{L_d \cdot L_{rd}}\right) = U_{sd} - R_s \cdot i_{sd} + w_e \cdot L_q \cdot i_{sq} + w_e \cdot M_q \cdot i_{rq} + \frac{R_{rd} \cdot M_d}{L_{rd}} \cdot i_{rd} \\ L_q \cdot \frac{di_{sq}}{dt} \cdot \left(1 - \frac{M_q^2}{L_q \cdot L_{rq}}\right) = U_{sq} - R_s \cdot i_{sq} + w_e \cdot L_d \cdot i_{sd} + w_e \cdot M_d \cdot i_{rd} + \frac{R_{rq} \cdot M_q}{L_{rq}} \cdot i_{rq} \end{cases}$$

On pose : $\left(1 - \frac{M_d^2}{L_d \cdot L_{rd}}\right) = \sigma_d$, $\left(1 - \frac{M_q^2}{L_q \cdot L_{rq}}\right) = \sigma_q$

On obtient finalement, au stator :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{-R_s}{L_d \cdot \sigma_d} \cdot i_{sd} + \frac{1}{L_d \cdot \sigma_d} \cdot L_q \cdot i_{sq} \cdot \omega_e + \frac{M_q \cdot \omega_e}{L_d \cdot \sigma_d} \cdot i_{rq} + \frac{M_d}{T_d \cdot L_d \cdot \sigma_d} \cdot i_{rd} + \frac{1}{L_d \cdot \sigma_d} \cdot U_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{-R_s}{L_q \cdot \sigma_q} \cdot i_{sq} + \frac{1}{L_q \cdot \sigma_q} \cdot L_d \cdot i_{sd} \cdot \omega_e + \frac{M_d \cdot \omega_e}{L_q \cdot \sigma_q} \cdot i_{rd} + \frac{M_q}{T_q \cdot L_q \cdot \sigma_q} \cdot i_{rq} + \frac{1}{L_q \cdot \sigma_q} \cdot U_{sq} \end{cases} \quad (I.16)$$

Au rotor, on a :

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{M_d}{L_{rd}} \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{1}{T_d} \cdot i_{rd} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = -\frac{M_q}{L_{rq}} \cdot \frac{di_{sq}}{dt} - \frac{1}{T_q} \cdot i_{rq} \end{cases}$$

Remplaçons par leurs expressions, on abouti à :

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = \frac{M_d \cdot R_s}{L_{rd} \cdot L_d \cdot \sigma_d} \cdot i_{sd} - \frac{M_d \cdot L_q \cdot \omega_e}{L_{rd} \cdot L_d \cdot \sigma_d} \cdot i_{sq} - \left(\frac{1}{T_d} + \frac{R_{rd} \cdot M_d^2}{L_{rd}^2 \cdot L_d \cdot \sigma_d} \right) \cdot i_{rd} - \frac{M_d \cdot M_q \cdot \omega_e}{L_{rd} \cdot L_d \cdot \sigma_d} \cdot i_{rq} - \frac{M_d}{L_{rd} \cdot L_d \cdot \sigma_d} \cdot U_{sd} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = \frac{M_q \cdot R_s}{L_{rq} \cdot L_q \cdot \sigma_q} \cdot i_{sq} - \frac{M_q \cdot L_d \cdot \omega_e}{L_{rq} \cdot L_q \cdot \sigma_q} \cdot i_{sd} - \left(\frac{1}{T_q} + \frac{R_{rq} \cdot M_q^2}{L_{rq}^2 \cdot L_q \cdot \sigma_q} \right) \cdot i_{rq} - \frac{M_d \cdot M_q \cdot \omega_e}{L_{rq} \cdot L_q \cdot \sigma_q} \cdot i_{rd} - \frac{M_q}{L_{rq} \cdot L_q \cdot \sigma_q} \cdot U_{sq} \end{cases} \quad (I.17)$$

Les systèmes (I.16) (I.17) peuvent êtres écrits sous forme matricielle suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_d & a_1 \cdot \omega_e & a_2 & a_3 \cdot \omega_e \\ a_4 \cdot \omega_e & R_q & a_5 \cdot \omega_e & a_6 \\ a_7 & a_8 \cdot \omega_e & a_9 & a_{10} \cdot \omega_e \\ a_{11} \cdot \omega_e & a_{12} & a_{13} \cdot \omega_e & a_{14} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d \sigma_q} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d \sigma_q} & 0 & 0 \\ -\frac{M_d}{L_{rd} L_d \sigma_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{M_q}{L_{rq} L_q \sigma_q} & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Avec :

$$\begin{aligned} R_d &= -\frac{R_s}{L_d \cdot \sigma_d} \quad , \quad a_1 = \frac{L_q}{L_d \cdot \sigma_d} \quad , \quad a_2 = \frac{M_d}{T_d L_d \cdot \sigma_d} \quad , \quad a_3 = \frac{M_q}{L_d \cdot \sigma_d} \quad , \quad a_4 = -\frac{L_d}{L_q \cdot \sigma_q} \quad , \quad R_q = -\frac{R_s}{L_q \cdot \sigma_q} \quad a_5 = \\ &-\frac{M_d}{L_q \cdot \sigma_q} \quad , \quad a_6 = \frac{M_q}{T_q \cdot L_q \cdot \sigma_q} \quad , \quad a_7 = \frac{M_d \cdot R_s}{L_{rd} \cdot L_d \cdot \sigma_d} \quad , \quad a_8 = -\frac{M_d \cdot L_q}{L_{rd} \cdot L_d \cdot \sigma_d} \quad , \quad a_9 = -\frac{M_d^2}{L_{rd} \cdot L_d \cdot T_d \cdot \sigma_d} \quad , \quad a_{10} = \\ &-\frac{M_d \cdot M_q}{L_{rd} \cdot L_d \cdot \sigma_d} \quad , \quad a_{11} = \frac{M_q \cdot L_d}{L_{rq} \cdot L_q \cdot \sigma_q} \quad , \quad a_{12} = \frac{M_q \cdot R_s}{L_{rq} \cdot L_q \cdot \sigma_q} \quad , \quad a_{13} = \frac{M_d \cdot M_q}{L_{rq} \cdot L_q \cdot \sigma_q} \quad , \quad a_{14} = -\frac{M_q^2}{L_{rq} \cdot L_q \cdot \sigma_q} \end{aligned}$$

1.5.3 Schéma de simulation

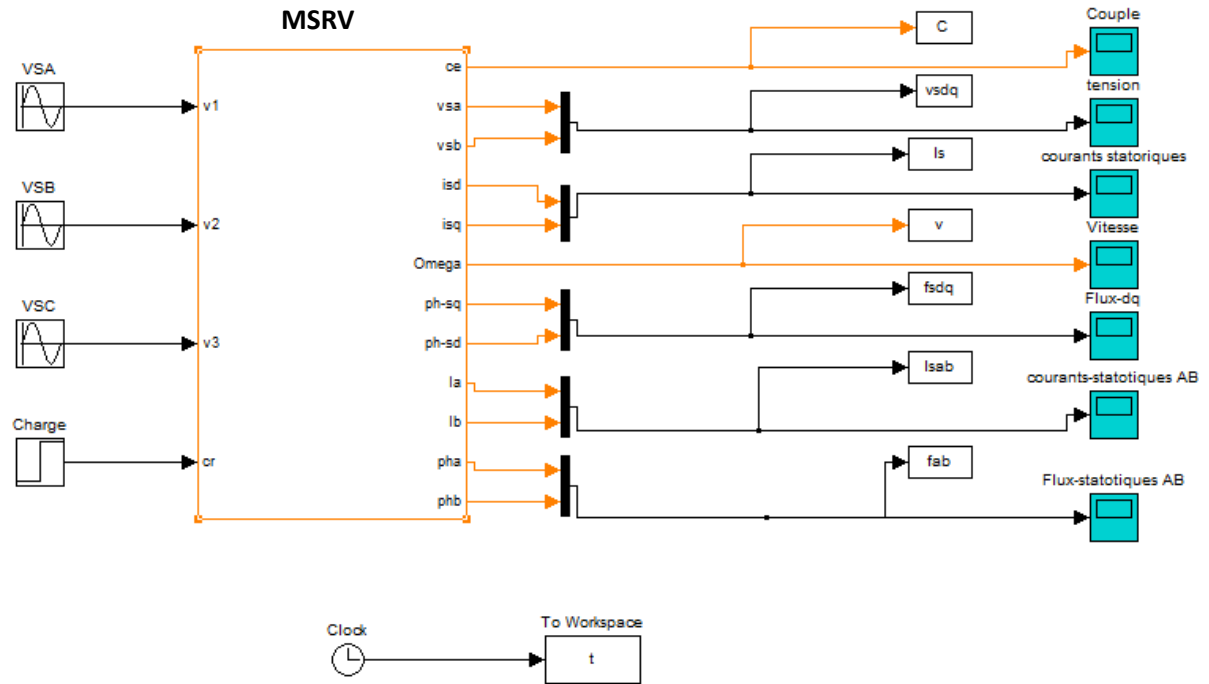


Figure I.13: Schéma Bloc de Simulation d'un démarrage direct de la MSR.V.

Bloc MSR.V:

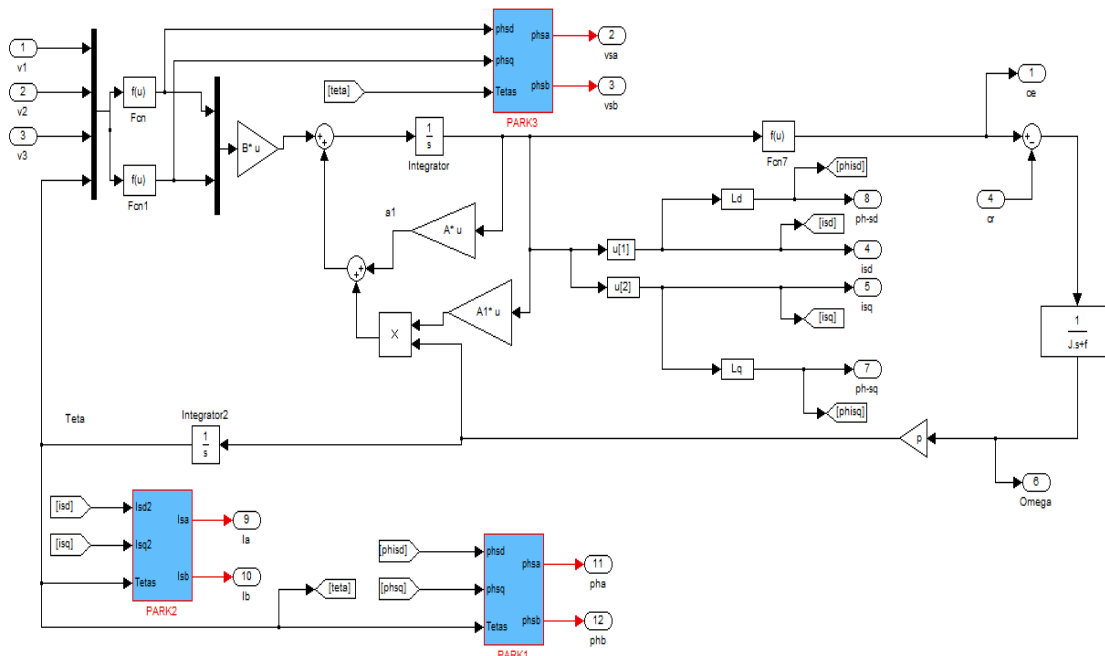


Figure I.14: Schéma Détaillé de la MSR.V.

1.5.4 Résultats de simulation d'un démarrage direct

La figure (I.15) illustre les résultats de simulation d'un démarrage direct du moteur synchrone à reluctance variable. La figure (I.15.a) montre que la vitesse s'établit après un temps de démarrage bien défini elle est analogue à celle de la machine asynchrone à cage, même lors de l'application de la charge le moteur reste à tourner à la vitesse de synchronisme ceci confirme la faisabilité du modèle mathématique utilisé.

Sur la figure (I.15.b) on observe l'allure du couple électromagnétique développé par le moteur, on remarque sur cette figure l'effet de la charge appliquée, et la valeur maximale de cette dernière est de 2Nm. Les courants absorbés $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont illustrés sur la figure (I.15.c), elles sont bien sinusoïdaux, et on voit bien l'appel du courant pendant l'application de la charge ceci confirme l'expression mathématique du couple.

Les courants direct et en quadrature sont illustrés par la figure (I.15.d), on remarque que ces courants varient en même temps lors de l'application de la perturbation (charge). La figure (I.15.e) montre l'évolution des flux statorique $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ ils ont la même allure que les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ ce qui confirme leurs expressions mathématique. La figure (I.15.f) montre l'allure de la caractéristique des flux φ_{sd} et φ_{sq} .

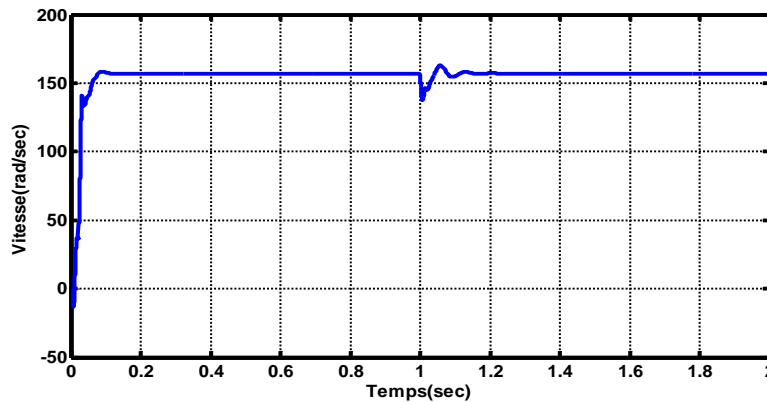


Figure I.15.a: Caractéristique du Vitesse.

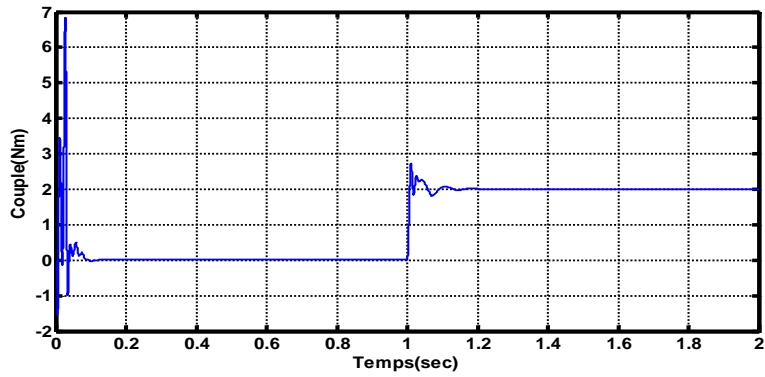


Figure I.15.b: Caractéristique du Couple.

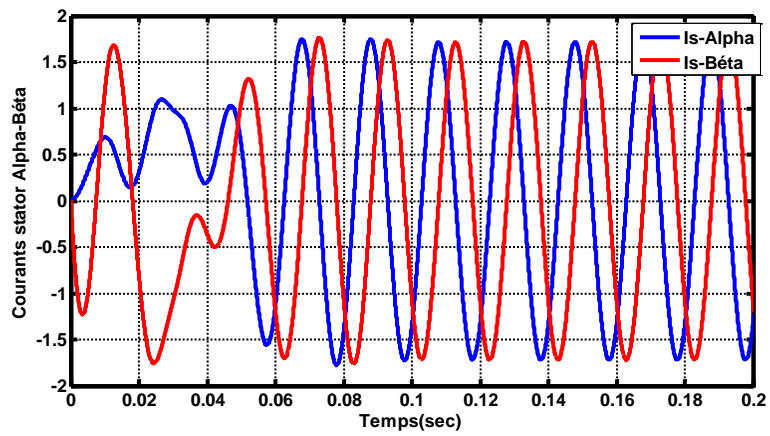


Figure I.15.c: Caractéristique du courant stator Alpha-Beta.

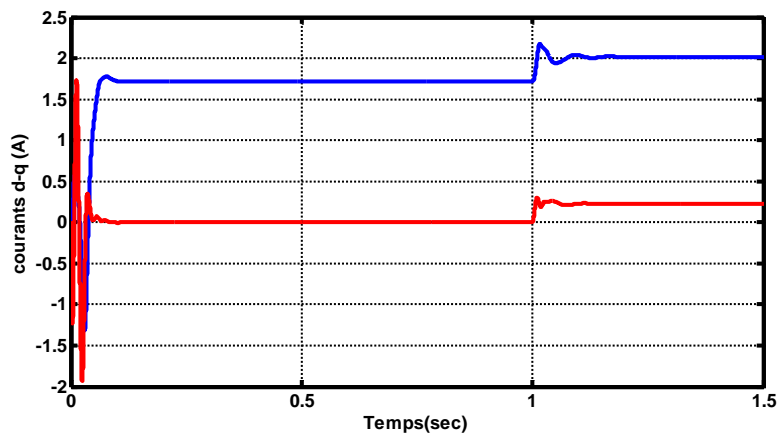


Figure I.15.d: Caractéristique du courants d-q.

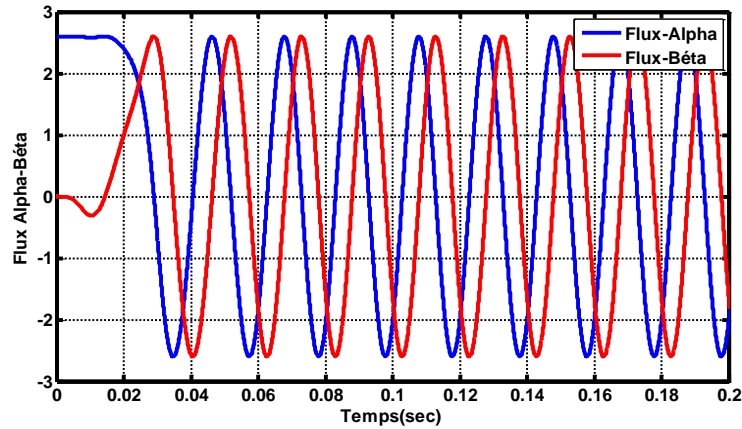


Figure I.15.e: Caractéristique du Flux stator Alpha-Beta.

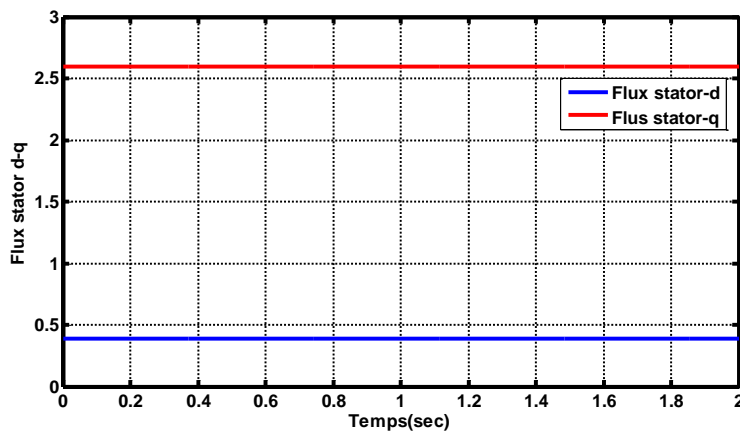


Figure I.15.f: Caractéristique du Flux stator stator d-q.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle mathématique de la machine synchrone à réductance variable. La confirmation du modèle en question est obtenue par les résultats de simulation sous Matlab /Simulink. D'après les résultats obtenus, on peut dire que la machine synchrone à réductance variable peut démarrer directement sur le réseau contrairement au moteur synchrone à aimant permanent.

Commande Vectorielle MSRV

2.1 Introduction

Le principe de la commande vectorielle d'une MSRVR est presque identique à celui de la commande d'une machine asynchrone à cage sauf que dans la machine synchrone à reluctance variable, l'enroulement rotorique n'existe pas. Dans ce contexte, on a proposé une commande vectorielle de la MSRVR basée sur le découplage entre le flux et le couple comme dans la machine à courant continu à excitation séparée. Cependant, il faut se placer dans un repère (dq) tel que la composante d'axe d du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe q joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple et par suite le couple est imposé via la vitesse de référence.

2.2 Stratégie de commande

A partir de l'équation du couple électromagnétique de machine synchrone à reluctance variable donnée au premier chapitre par l'équation (I.11).

$$C_e = p \cdot (\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd}) = p \left((L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + M_d i_{rd} i_{sq} + M_q i_{rq} i_{sd} \right) \quad (\text{II.1})$$

On constate que pour contrôler le couple il suffit de contrôler les composantes des courants i_{sd} et i_{sq} en même temps. Pour faciliter la tâche, on suppose que la composante directe du flux est constante, ceci veut dire $i_{sd} = cste$ et les courants rotoriques sont nulles dans ces conditions, le couple électromagnétique ne dépend que du courant quadratique i_{sq} , Dans ce contexte on parle de la commande vectorielle indirecte.[8]

L'équation du couple devient:

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_{sdref} \cdot i_{sq} \quad (\text{II.2})$$

L'équation(II.2) montre que le couple n'est plus fonction que du courant quadrature i_{sq} . Une fois la valeur du courant direct est choisie, la commande de la machine consiste alors à déterminer la valeur de référence du courant en quadrature i_q à partir d'une boucle de vitesse. En suite, la régulation des deux courants i_{sd} et i_{sq} génère des signaux MLI appliqués à l'onduleur.

Soit le modèle de la MSRVR donnée par (I.16) ;

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{-R_s}{L_d \cdot \sigma_d} \cdot i_{sd} + \frac{1}{L_d \cdot \sigma_d} \cdot L_q \cdot i_{sq} \cdot \omega_e + \frac{M_q \cdot \omega_e}{L_d \cdot \sigma_d} \cdot i_{rq} + \frac{M_d}{T_d \cdot L_d \cdot \sigma_d} \cdot i_{rd} + \frac{1}{L_d \cdot \sigma_d} \cdot U_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{-R_s}{L_q \cdot \sigma_q} \cdot i_{sq} + \frac{1}{L_q \cdot \sigma_q} \cdot L_d \cdot i_{sd} \cdot \omega_e + \frac{M_d \cdot \omega_e}{L_q \cdot \sigma_q} \cdot i_{rd} + \frac{M_q}{T_q \cdot L_q \cdot \sigma_q} \cdot i_{rq} + \frac{1}{L_q \cdot \sigma_q} \cdot U_{sq} \end{cases}$$

$$\text{On pose } \begin{cases} e_d = L_q \cdot i_{sq} \cdot \omega_e + M_q \cdot \omega_e \cdot i_{rq} + \frac{M_d}{T_d} \cdot i_{rd} \\ e_{sq} = L_d \cdot i_{sd} \cdot \omega_e + M_d \cdot \omega_e \cdot i_{rd} + \frac{M_q}{T_q} \cdot i_{rq} \end{cases}$$

On obtient ;

$$\begin{cases} L_d \cdot \sigma_d \frac{di_{sd}}{dt} + R_S \cdot i_{sd} = L_q \cdot i_{sq} \cdot \omega_e + M_q \cdot \omega_e \cdot i_{rq} + \frac{M_d}{T_d} \cdot i_{rd} + U_{sd} \\ L_q \cdot \sigma_q \frac{di_{sq}}{dt} + R_S \cdot i_{sq} = L_d \cdot i_{sd} \cdot \omega_e + M_d \cdot \omega_e \cdot i_{rd} + \frac{M_q}{T_q} \cdot i_{rq} + U_{sq} \end{cases}$$

On obtient finalement :

$$\begin{cases} L_d \cdot \sigma_d \frac{di_{sd}}{dt} + R_S \cdot i_{sd} = U_{sd}^* \\ L_q \cdot \sigma_q \frac{di_{sq}}{dt} + R_S \cdot i_{sq} = U_{sq}^* \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Avec : $U_{sd}^* = U_{sd} + e_d$, $U_{sq}^* = U_{sq} + e_q$

Le système (II.3) représente le modèle découplé par compensation, qui va résoudre le problème de couplage entre les composantes (d) et les composantes (q). Le vecteur $(U_{sd}^* \ U_{sq}^*)^T$ représente le vecteur de commande et le vecteur $(i_{sd} \ i_{sq})^T$ représente le vecteur d'état, Les tensions de commande sont obtenues à la sortie des correcteurs des courants en rajoutant les termes de compensation.

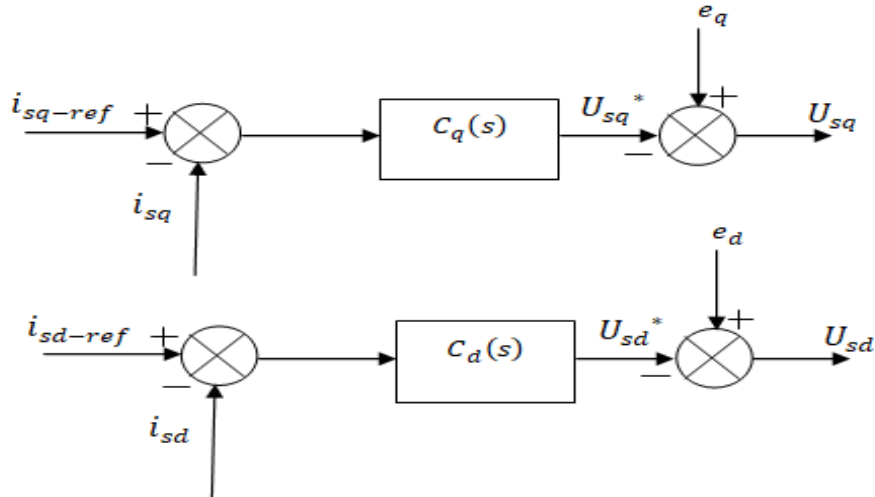


Figure II.1: Découplage par compensation.

Les principaux constituants de ce schéma sont les boucles de régulation des courants i_{sd} et i_{sq} et celle de vitesse. On retrouve également, les transformations de Park directe (abc/dq) et inverse (dq/abc) permettant de piloter la machine à partir des mesures des paramètres accessibles (position du rotor, courants et tensions statoriques). La limitation sur la référence du courant i_{sq}

assure la protection en courant de la machine. En outre, le courant i_{sdref} est fixé à une valeur constante selon la valeur nominal du flux dans la machine. Le schéma bloc de la commande vectorielle est illustré par la (Figure II.2).

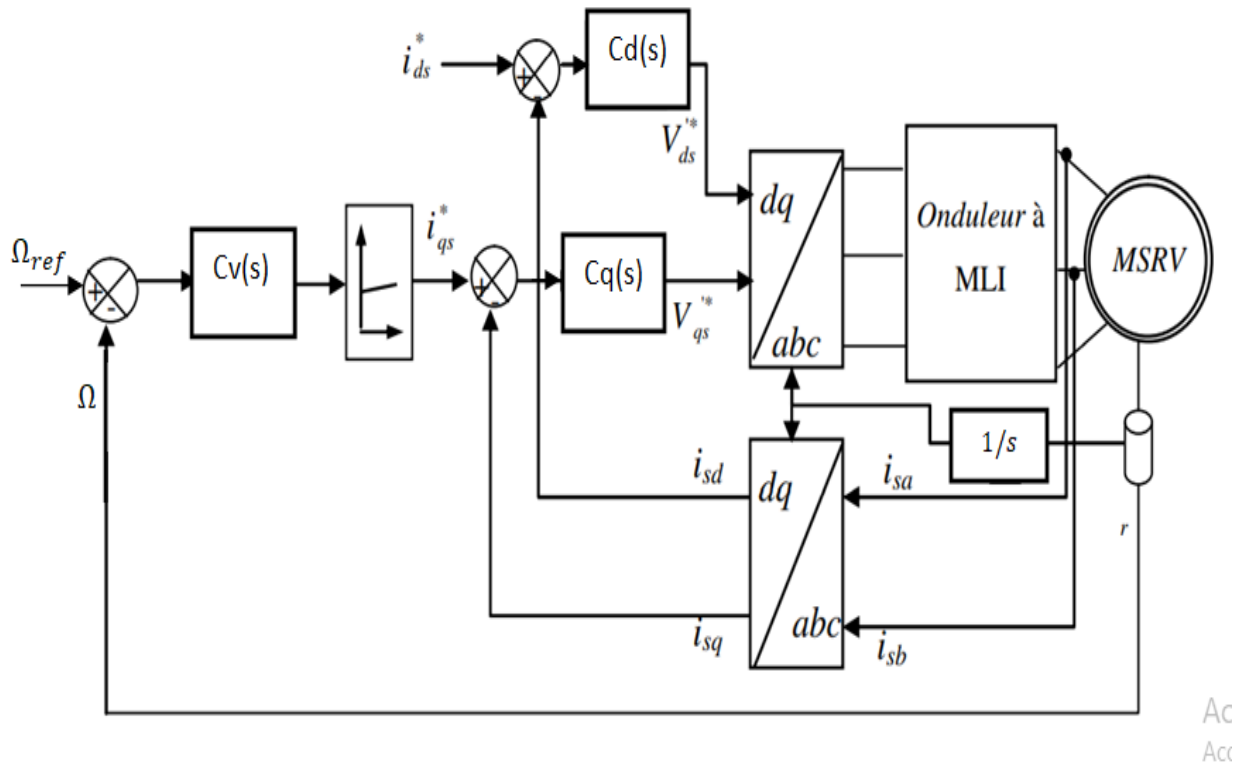
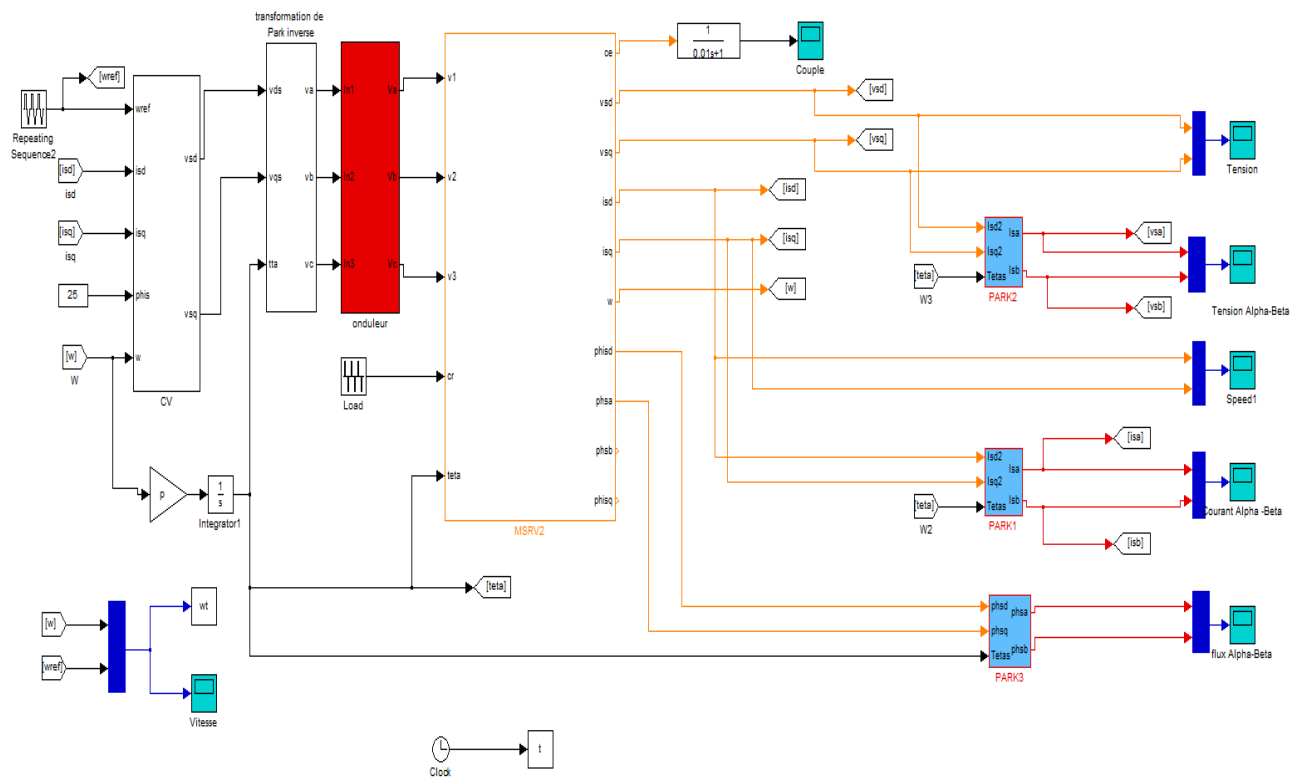
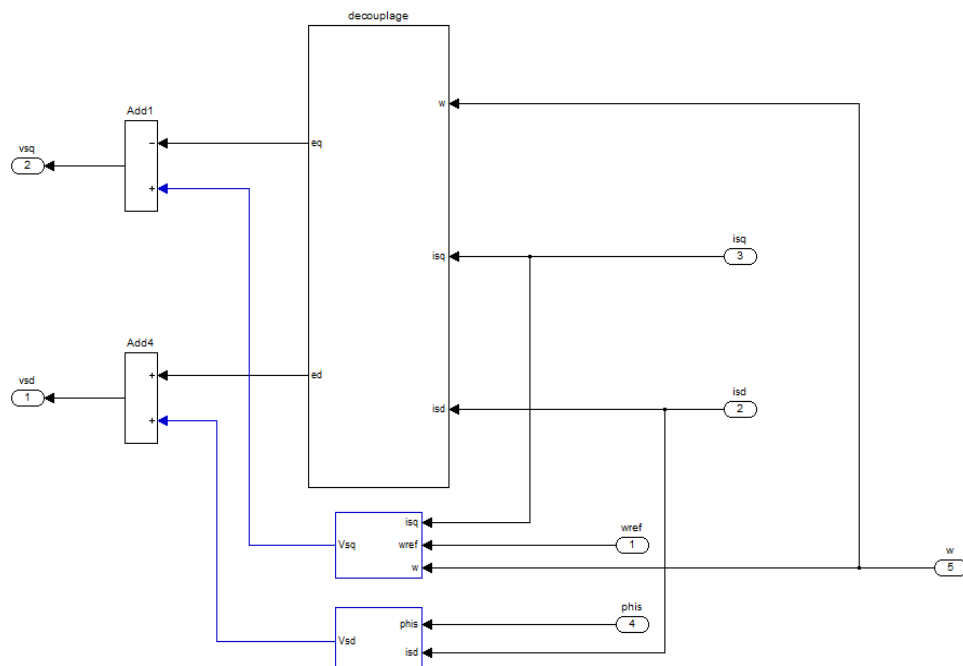


Figure II.16: Schéma bloc de la commande vectorielle proposée.

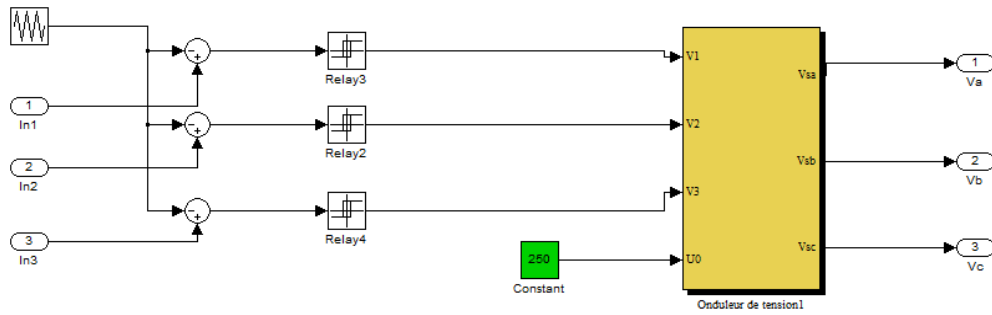
2.3 Schéma Bloc de la CV sous Matlab/Simulink



► Bloc de la commande vectorielle

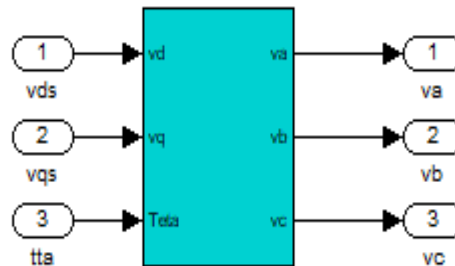


► **Bloc de l'onduleur**



► **Bloc de la transformation de Park**

TRANSFORMATION DE PARK INVERSE



2.4 Résultats de Simulation

La figure(II.3) montre l'allure du couple électromagnétique développé par la machine, la charge est appliquée entre $t=1.4\text{sec}$ et 2 sec dans le sens direct et entre $t=4.4\text{sec}$ et 5 sec dans le sens inverse. A vide, on remarque un couple résistif de faible valeur dû aux faibles vitesses.

L'évolution de la vitesse est illustrée sur la figure (II.5), on remarque que la régulation de vitesse se fait d'une manière très acceptable. Le passage par zéro se fait sans phénomène de chattering. Les courants $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ absorbés par la machine sont montrés sur la figure (II.6), ils sont bien sinusoïdaux et on remarque qu'il ya un appel de courant important lors de l'application de la charge. Les flux $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$ qui sont l'image des courants $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ sont représentés par la figure(II.7) on voit bien leurs forme correcte selon ces courants ce qui confirme la faisabilité du modèle et de la stratégie de commande.

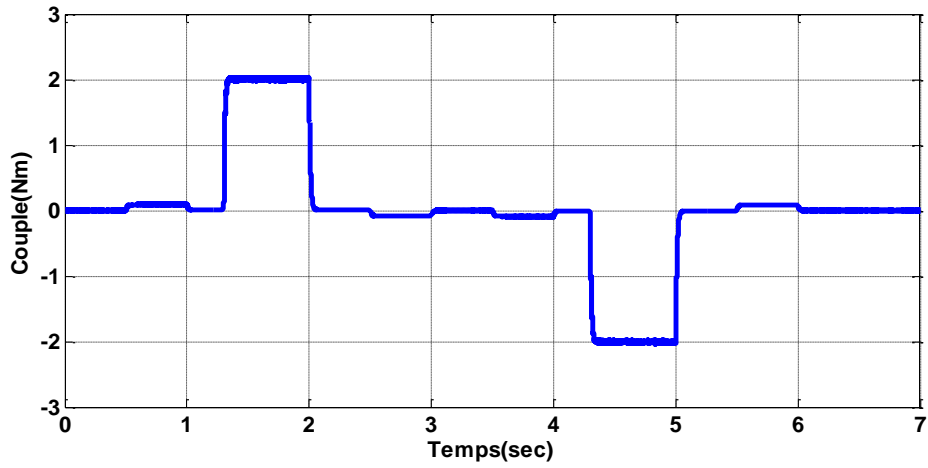


Figure 17: Caractéristique du Couple.

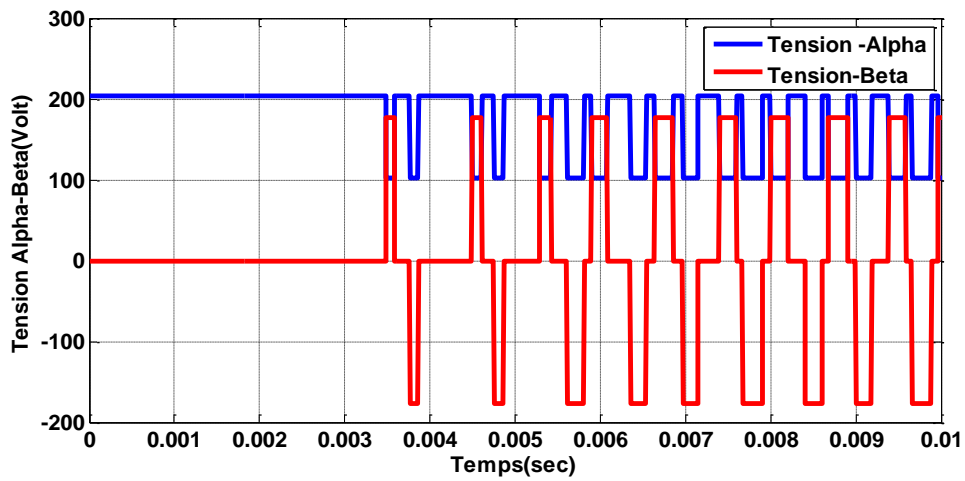


Figure 18: Caractéristique du Tension Alpha-Beta.

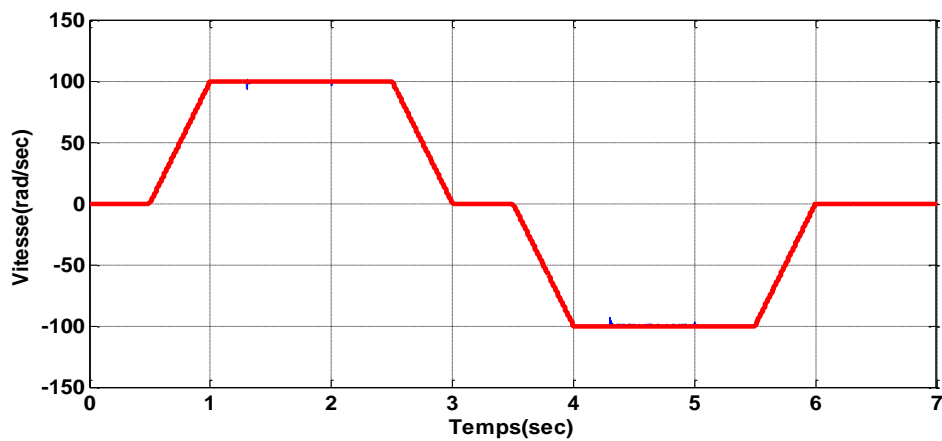


Figure 19: Caractéristique du Vitesse.

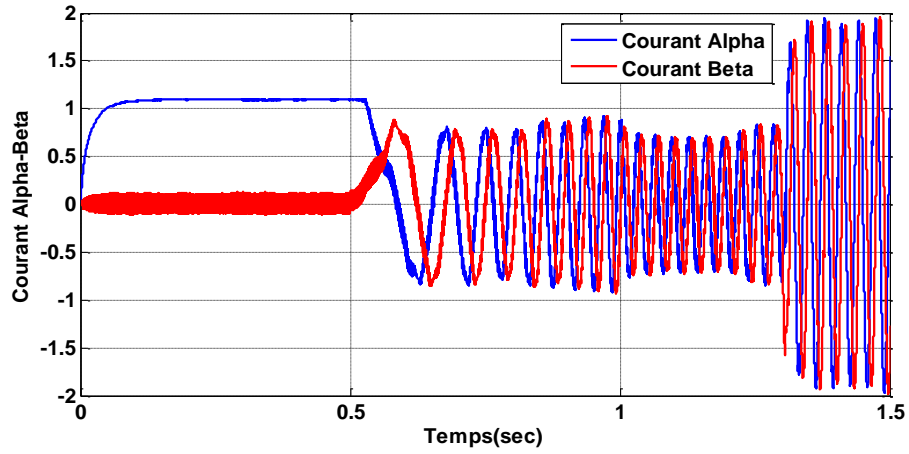


Figure 20: Caractéristique des Courants $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$.

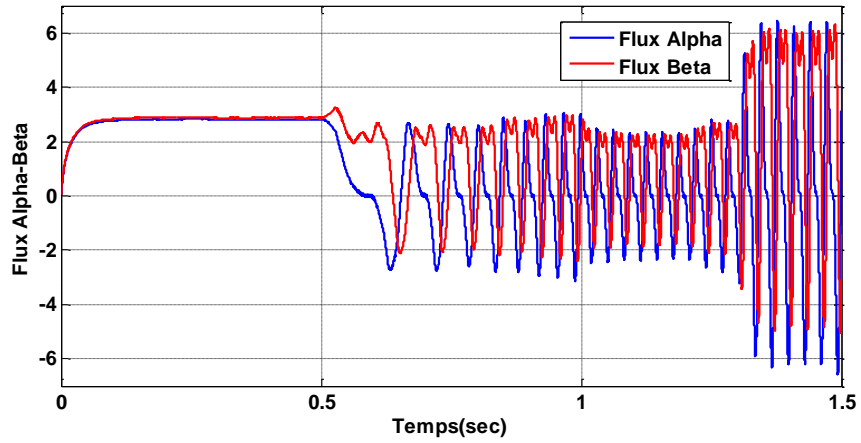


Figure 21: Caractéristique des flux $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$.

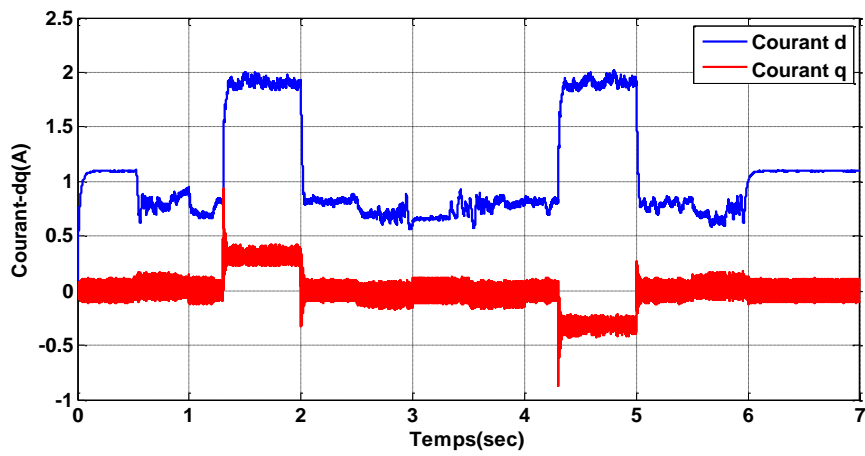


Figure 22: Caractéristique des Courants i_{sd} , i_{sq} .

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la commande vectorielle indirecte de la MSRV. Les résultats obtenus confirme la faisabilité de la commande selon notre stratégie proposée, cependant, le comportement de la machine est favorable à être employée dans différents domaine de l'industrie et surtout dans le domaine de l'automobile.

Commande sans capteur de la MSRV

3.1 Introduction

L'objectif de la commande vectorielle de la MSR_V est d'aboutir à un modèle équivalent découplé similaire à celui d'une machine asynchrone. Un observateur adaptatif à modèle de référence (MRAS) est utilisé pour réaliser une commande sans capteur de vitesse. Le rôle de l'observateur est d'estimer la vitesse à partir de l'observation du flux.

3.2 Principe d'observateur MRAS

Comme l'indique le schéma de la figure (III.1), cette méthode est basée sur le modèle de référence qui ne dépend de la vitesse rotorique de référence et qui fournit un certain flux de référence, le modèle ajustable, qui lui directement dépend de la vitesse estimée, fournit un certain flux estimé, l'erreur entre ces deux modèles, injectée dans un correcteur de type PI, donne la vitesse rotorique estimée. La stabilité globale de cet algorithme est montrée, grâce au critère d'hyperstabilité de Lyapunov.[9] [11]

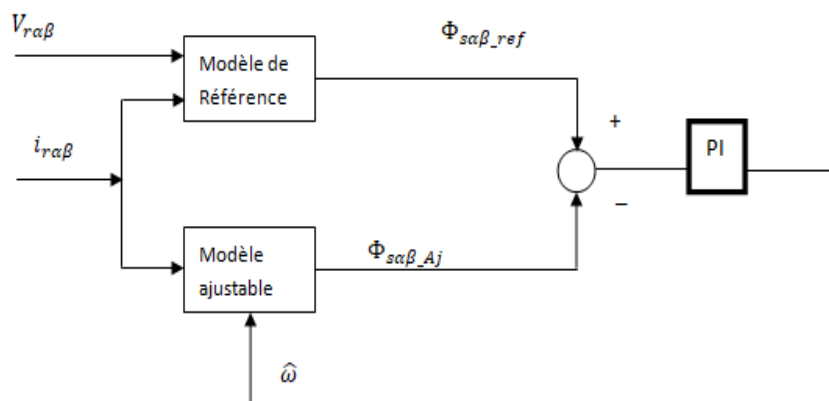


Figure III.1: Structure de MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique.

► Le modèle de référence.

Le modèle de la MSR_V est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{-R_s}{L_d} i_{sd} + L_q \omega i_{sq} + V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{-R_s}{L_q} i_{sq} - L_d \omega i_{sd} + V_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

On remplace ω par ω_{ref} , on obtient le modèle de référence.

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{-R_s}{L_d} i_{sd} + L_q \omega_{ref} i_{sq} + V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{-R_s}{L_q} i_{sq} - L_d \omega_{ref} i_{sd} + V_{sq} \end{cases} \quad (III.2)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{-R_s}{L_d} i_{sd} + V_d \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{-R_s}{L_q} i_{sq} + V_q \end{cases} \quad (III.3)$$

Avec :

$$V_d = L_q \omega_{ref} i_{sq} + V_{sd} \quad ; \quad V_q = L_d \omega_{ref} i_{sd} + V_{sq}$$

Pour avoir la vitesse de référence de l'MRAS, on a proposé d'utiliser l'expression du couple issu de l'équation électrique :

$$C_e = p \cdot (\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd})$$

Alors la vitesse proposée de référence est :

$$\omega_{ref} = \frac{p \cdot (\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd})}{J \cdot s + f} \quad (III.4)$$

► **Modèle ajustable :**

on remplace dans le système (III.1) la vitesse ω par $\hat{\omega}$

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} = \frac{-R_s}{L_d} \hat{i}_{sd} + L_q \hat{\omega} \hat{i}_{sq} + V_{sd} \\ \frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} = \frac{-R_s}{L_q} \hat{i}_{sq} - L_d \hat{\omega} \hat{i}_{sd} + V_{sq} \end{cases} \quad (III.5)$$

Faisons la différence entre les systèmes (III.3) et (III.5)

$$\begin{cases} \frac{d(i_{sd} - \hat{i}_{sd})}{dt} = \frac{-R_s}{L_d} (i_{sd} - \hat{i}_{sd}) + V_d - L_q \hat{\omega} \hat{i}_{sq} - V_{sd} \\ \frac{d(i_{sq} - \hat{i}_{sq})}{dt} = \frac{-R_s}{L_q} (i_{sq} - \hat{i}_{sq}) + V_q + L_d \hat{\omega} \hat{i}_{sd} - V_{sq} \end{cases} \quad (III.6)$$

On pose

$$V_d - V_{sd} = V_{sd}^* ; V_q - V_{sq} = V_{sq}^* \text{ Et } \varepsilon_d = i_{sd} - \hat{i}_{sd} ; \varepsilon_q = i_{sq} - \hat{i}_{sq}$$

Obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_d}{dt} = \frac{-R_s}{L_d} \varepsilon_d - L_q \hat{\omega}_e \hat{i}_{sq} + V_{sd}^* \\ \frac{d\varepsilon_q}{dt} = \frac{-R_s}{L_q} \varepsilon_q + L_d \hat{\omega}_e \hat{i}_{sd} + V_{sq}^* \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_d}{dt} = \frac{-R_s}{L_d} \varepsilon_d + L_q \hat{\omega}_e \varepsilon_q - L_q i_{sq} \Delta w \\ \frac{d\varepsilon_q}{dt} = \frac{-R_s}{L_q} \varepsilon_q + L_d \hat{\omega}_e \varepsilon_d + L_d i_{sd} \Delta w \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

$$\varepsilon = A \varepsilon + B \Delta w \quad (\text{III.9})$$

On applique le théorème de stabilité de Lyapunov sur l'algorithme (III.9)

Soit :

$$\begin{pmatrix} \dot{\varepsilon}_d \\ \dot{\varepsilon}_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & L_q \hat{\omega}_e \\ L_d \hat{\omega}_e & \frac{-R_s}{L_q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -L_q \Delta w \\ L_d \Delta w & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{pmatrix}$$

On considère la fonction de Lyapunov suivante :

$$v = \varepsilon^T \varepsilon + \frac{\Delta w^2}{\partial \gamma}$$

La dérivé de cette fonction est ;

$$\dot{v} = \frac{1}{2} (\dot{\varepsilon}^T \varepsilon + \varepsilon^T \dot{\varepsilon}) + \frac{1}{\gamma} \Delta w \frac{d(\Delta w)}{dt} + \frac{\varepsilon_w^2}{2}$$

$$\dot{v} = \frac{1}{2} ((A \varepsilon + B \Delta w)^T \varepsilon + \varepsilon^T (A \varepsilon + B \Delta w)) + \frac{1}{\gamma} \Delta w \frac{d(\Delta w)}{dt} \quad (\text{III.10})$$

Selon Le critère de Lyapunov le système (III.9) si et seulement si : $\dot{v} < 0$

Alors :

$$\hat{\omega} = \gamma \int (\varphi_{rd} \hat{\varphi}_{rq} - \varphi_{rq} \hat{\varphi}_{rd}) . dt \quad (III.11)$$

Pour la convergence de cette algorithme et d'atteindre les objectifs de l'observateur, on rajoute à la solution de () une partie proportionnelle, on obtient :

$$\hat{\omega} = K_p . \int (\varphi_{rd} \hat{\varphi}_{rq} - \varphi_{rq} \hat{\varphi}_{rd}) + K_i \int (\varphi_{rd} \hat{\varphi}_{rq} - \varphi_{rq} \hat{\varphi}_{rd}) . dt \quad (III.12)$$

3.3 Schéma bloc da la MSR/V par la commande vécatorielle

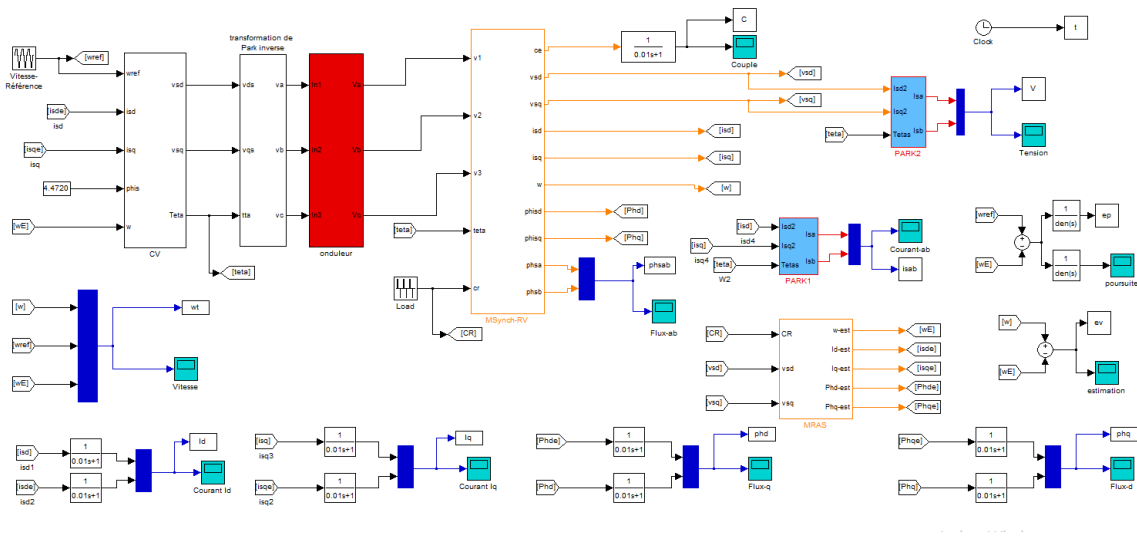


Figure III.2: Schéma bloc de Simulation.

3.3.1 Résultats en boucle ouverte :

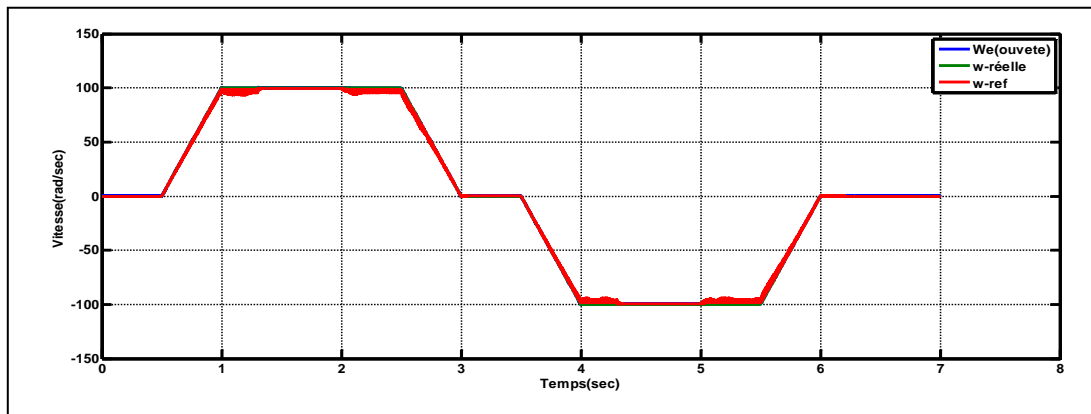


Figure III.3: Caractéristique de vitesse

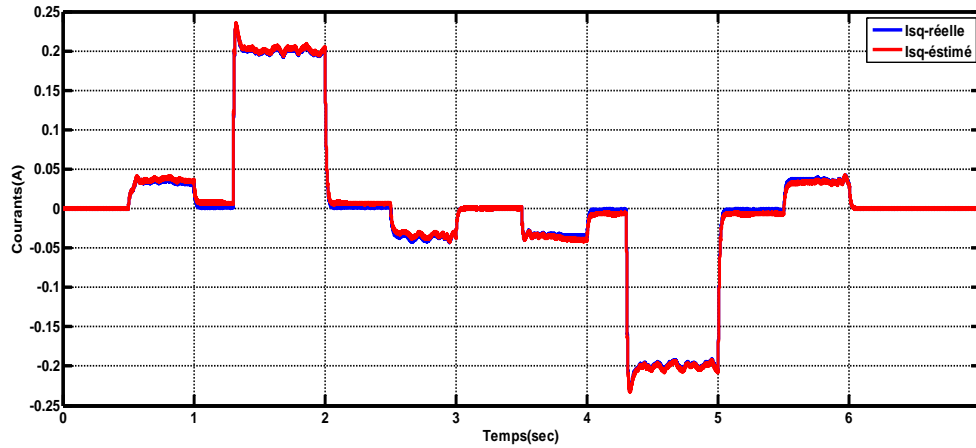


Figure III.4: Caractéristique de Courants i_{sq} .

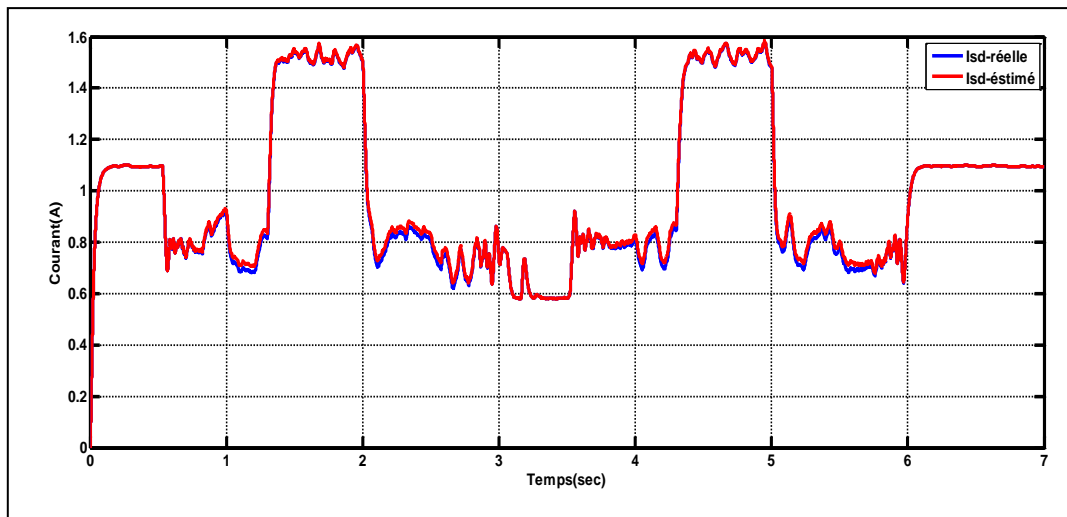


Figure III.5: Caractéristique de courants i_{sd}

La figure (III.3) montre l'allure de la courbe de vitesse estimée par l'observateur MRAS en boucle ouverte, on remarque l'algorithme d'estimation fonctionne normalement, et que la vitesse converge correctement vers la vitesse de référence.

La figure (III.4) illustre la caractéristique du courant estimé i_{sq} , il tend vers une valeur constante en fonction de la charge. Le courant direct i_{sd} est illustré sur la figure (III.5), il tend vers une valeur constante en fonction de la charge. Enfin, on peut dire que l'observateur MRAS fonctionne d'une manière très correcte en boucle fermée.

3.3.2 Résultats en boucle fermée :

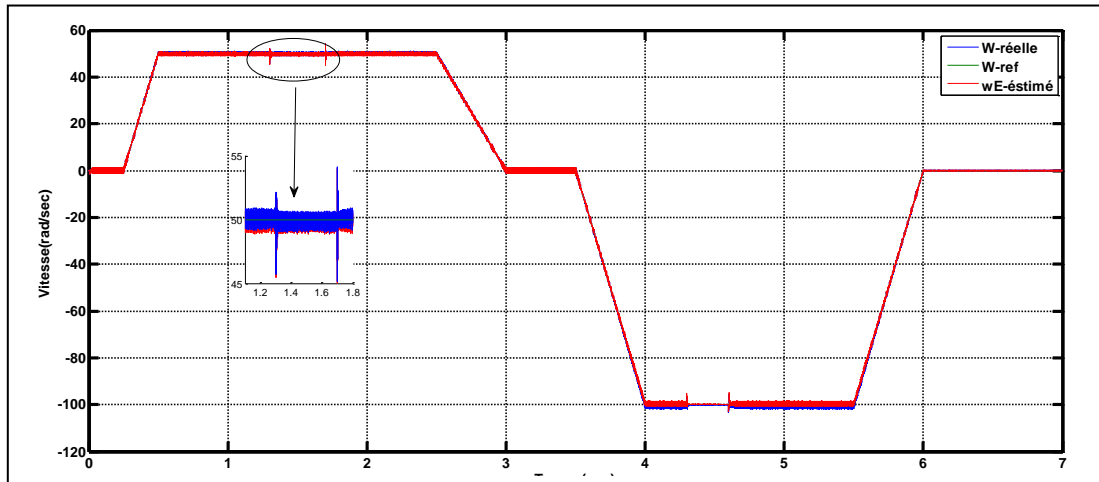


Figure III.6: Caractéristique de vitesse.

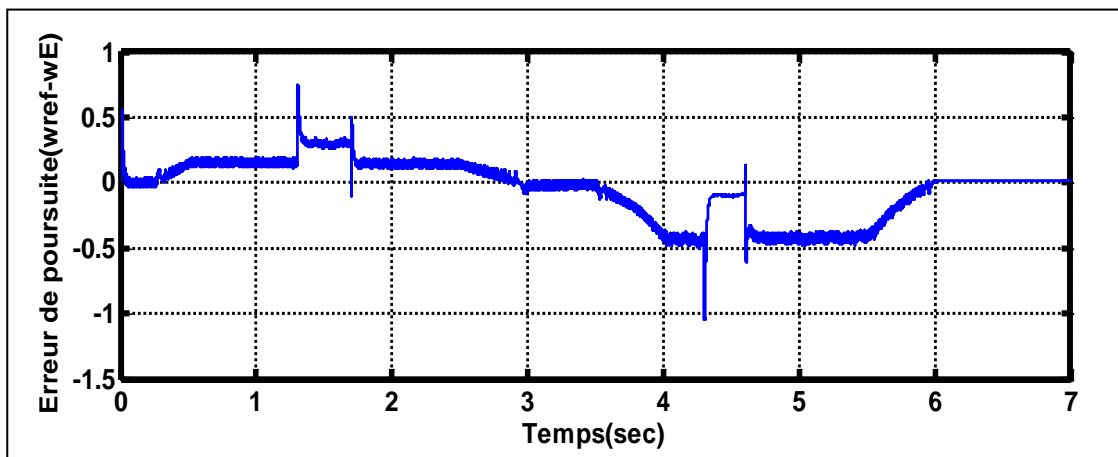


Figure III.7: Caractéristique de Erreur de poursuite($\omega_{ref} - \omega$).

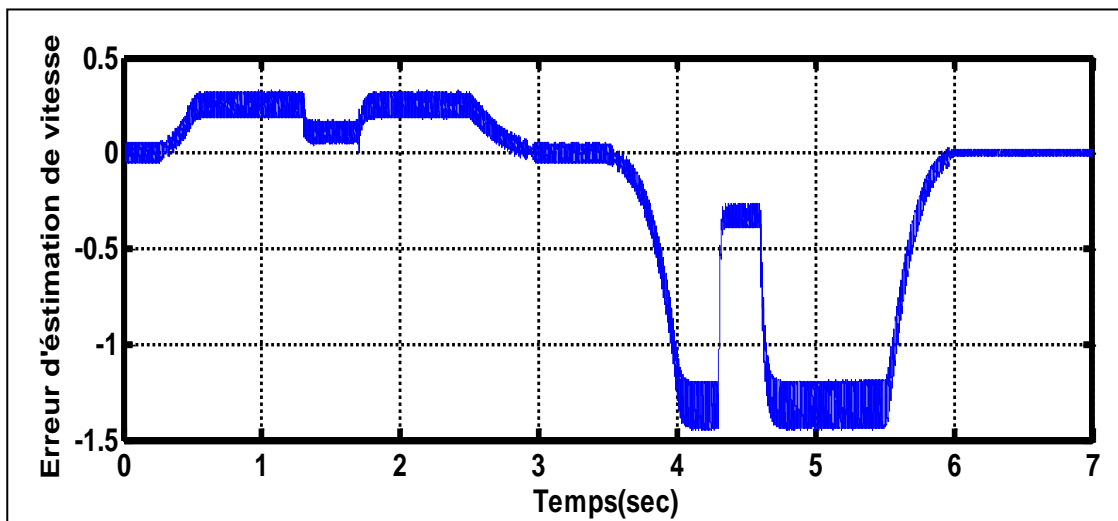


Figure III.8: Caractéristique d'estimation de vitesse.

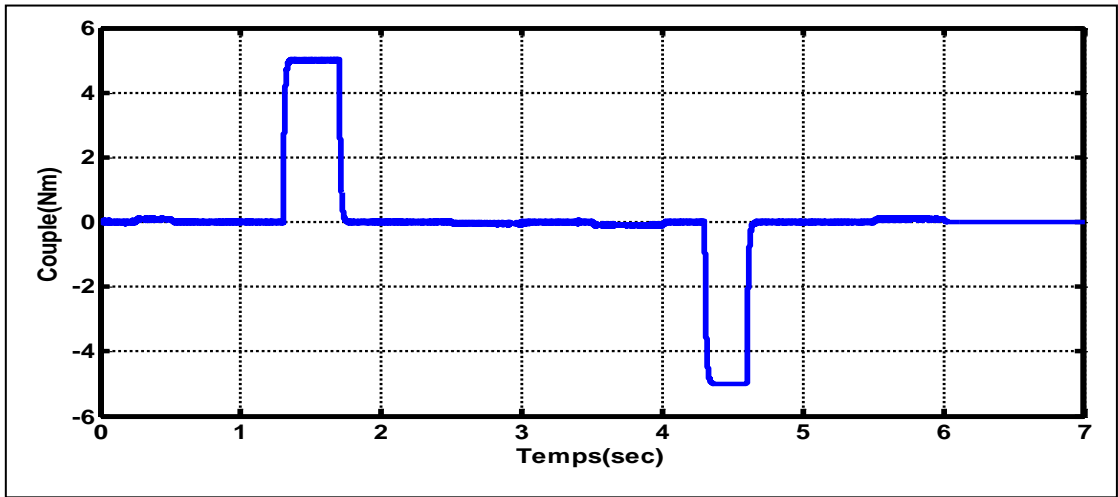


Figure III.9: Caractéristique de couple.

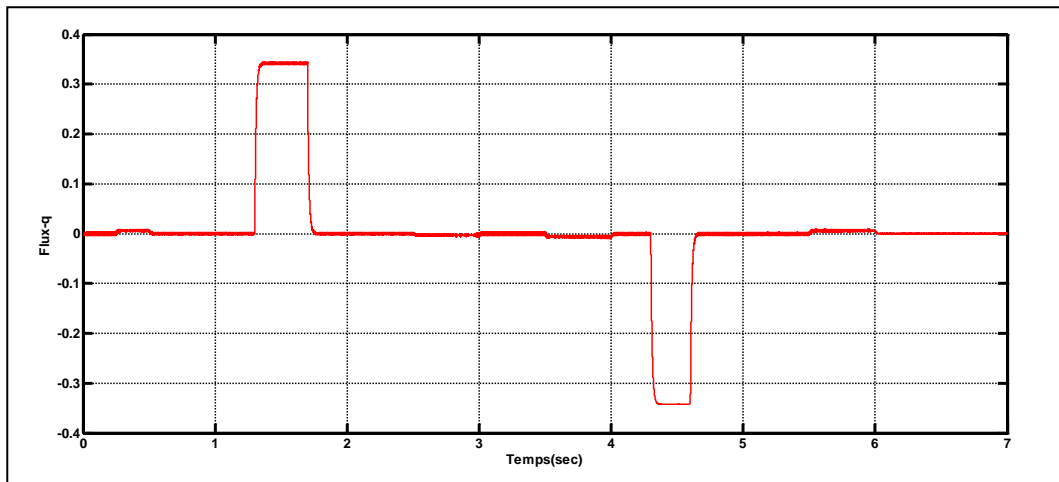


Figure III.10: Caractéristique flux.

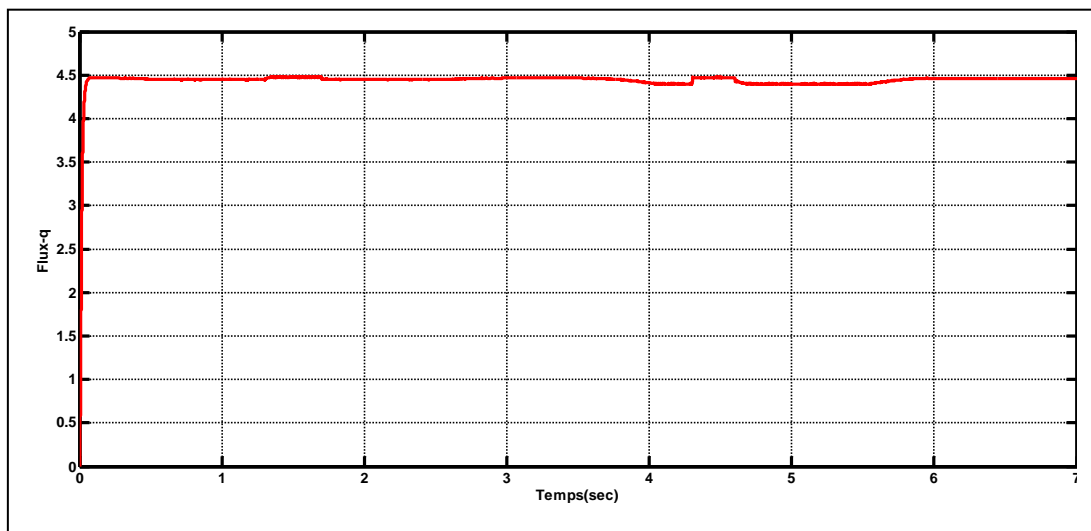


Figure III.11: Caractéristique flux.

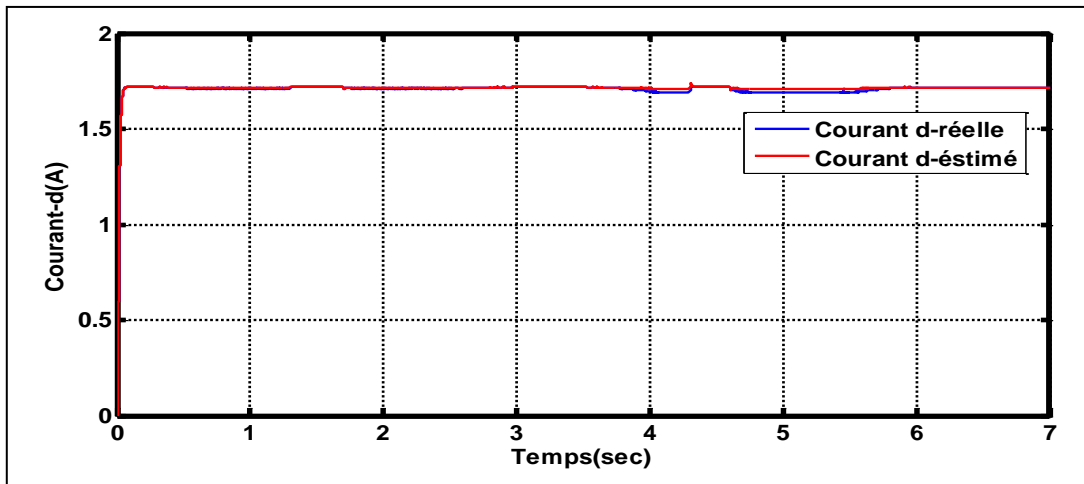


Figure III.12: Caractéristique courants i_{sd} réelle -estimé.

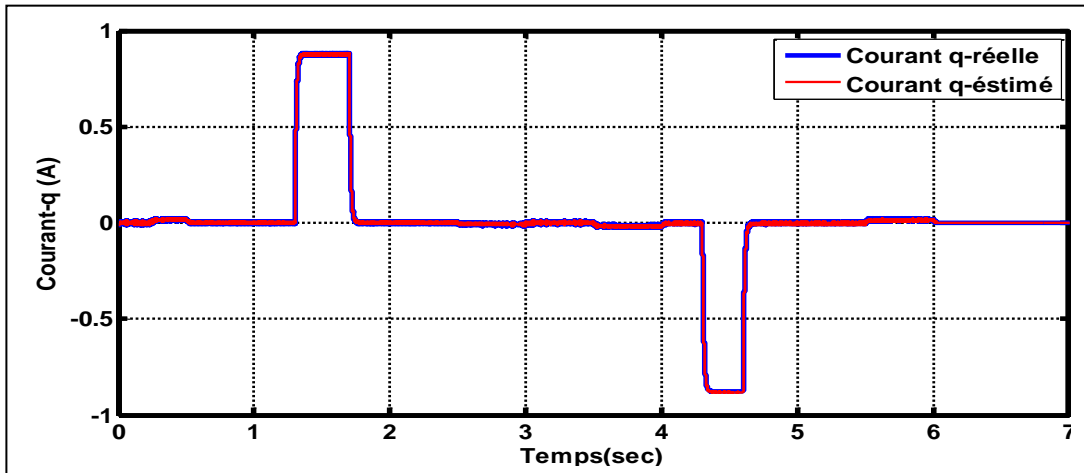


Figure III.13: Caractéristique Courants i_{sq} réelle-estimé.

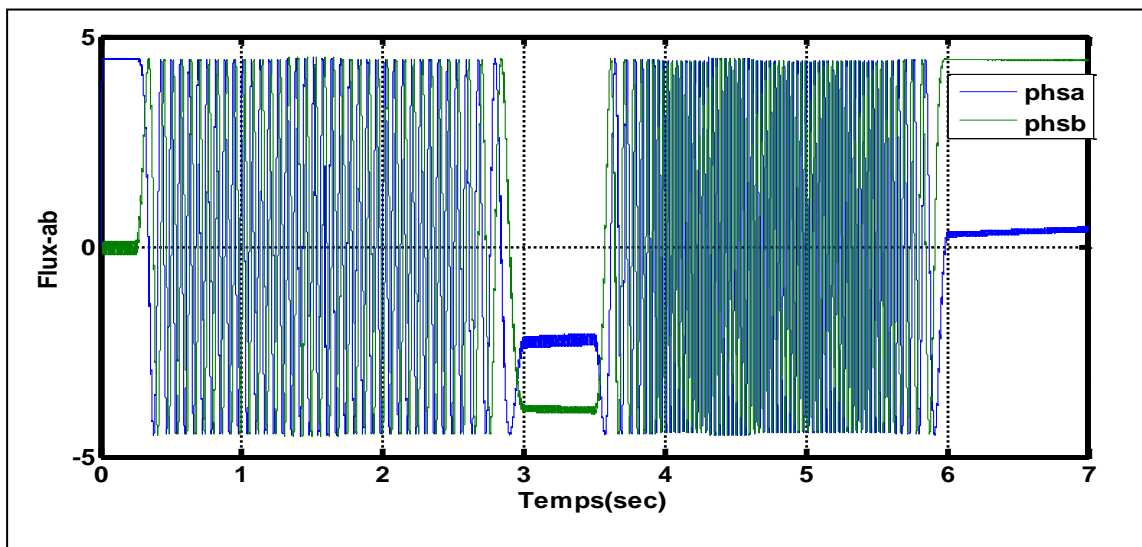


Figure III.14: Caractéristique de flux Alpha-Béta.

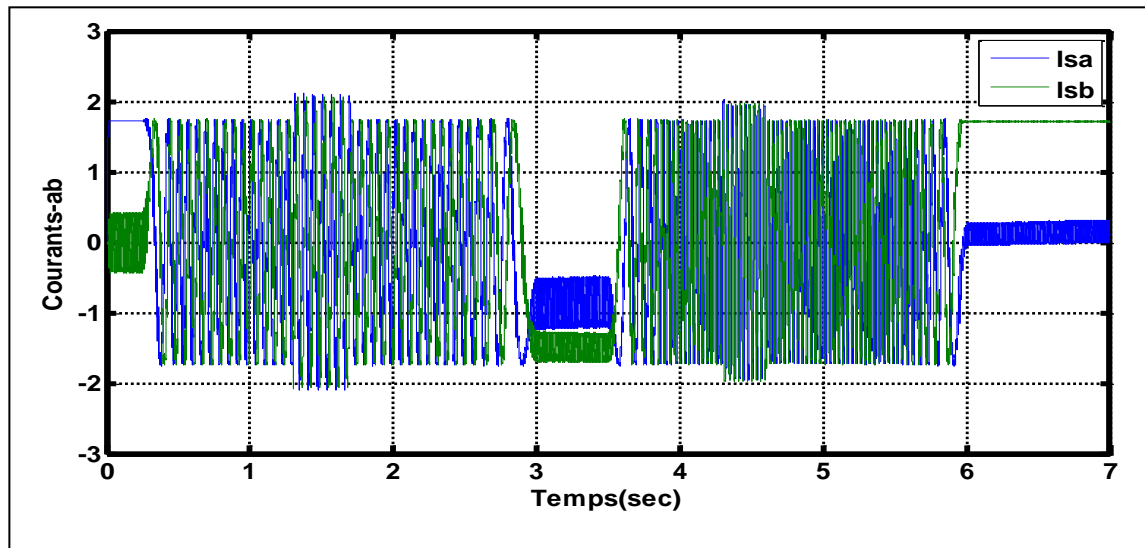


Figure III.15 : Caractéristique Du courants Alpha-Béta.

3.4 Résultats de simulation

L'application de la méthode d'estimation MRAS en boucle dans la commande sans capteur est illustrée sur la figure (III.6-15). la vitesse estimée suit le profil de la vitesse de référence, l'erreur d'estimation de la vitesse ainsi que l'erreur de poursuite semble être très acceptable, le couple électromagnétique et les composantes du flux statorique l'installent correctement.

Nous remarquons que lorsqu'on applique un offset durant le passage par la vitesse nulle, la vitesse estimée reste stable, et l'observateur semble ne pas être influencé par l'application de cette offset, Il apparaît uniquement un petit écart statique, cela pendant l'application de la charge. On constate d'après les résultats obtenus que l'algorithme proposé fonctionne convenablement.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a appliqué la technique MRAS pour réaliser la commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à réluctance variable. Les résultats de simulation confirment la faisabilité de cette technique, telle que la convergence est acquise ainsi que la stabilité est garantie également.

Commande direct de couple(DTC) de la MSRV

4.1 Introduction :

Les méthodes de contrôle directes de couple des machines électriques sont apparues à la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques comme la commande vectorielle. Cette loi de contrôle présente des performances dynamique remarquables de même, via à via les variations paramétriques du moteur [10] , [12] . La commande DTC d'un moteur synchrone à réluctance variable est basée sur la détermination directe des séquences de commande appliquées aux interrupteurs d'un onduleur. Cette stratégie est basée généralement sur l'utilisation des comparateurs à hystérésis.

4.2 Principe de control direct du couple (DTC):

La DTC est une technique de commande qui assure un découplage du flux et du couple, elle est basée sur la commande de l'onduleur comme pour la commande vectorielle présentée au chapitre trois chaque bras de l'onduleur est soit au niveau Haut ($S_j = 1$), soit au niveau Bas ($S_j = 0$), donc le potentiel du bras (j) est $S_j U_{dc}$, ($j = a, b, c$). Les tensions composées délivrées par l'onduleur sont données par :

$$\begin{pmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{pmatrix} = \frac{U_{dc}}{2} \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} = E \cdot (T) \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (IV.1)$$

Ce système peut être écrit dans le référentiel biphasé de Clark comme suit :

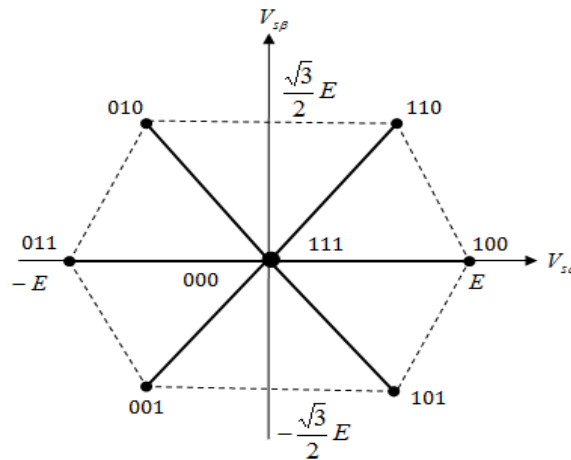
$$\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} E \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) \end{pmatrix} \quad (IV.2)$$

Les valeurs des tensions sont obtenues en fonction des séquences S_j , il ya $2^3 = 8$ combinaisons possible. Le tableau ci-dessous présente les valeurs des tensions ($V_{s\alpha\beta}$) selon les combinaisons logique de S_j . [12] .

S_a	S_b	S_c	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$
0	0	0	0	0
0	0	1	$-E/2$	$-(\sqrt{3}/2)E$
0	1	0	$-E/2$	$(\sqrt{3}/2)E$
0	1	1	$-E$	0
1	0	0	E	0
1	0	1	$E/2$	$-(\sqrt{3}/2)E$
1	1	0	E	$(\sqrt{3}/2)E$
1	1	1	0	0

Tableau 1 : représente les valeurs des tensions ($V_{s\alpha\beta}$) selon les combinaisons logique de S_j .

Dans le repère (α, β) , on peut représenter les différentes valeurs de $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ en fonction des Séquences S_j .

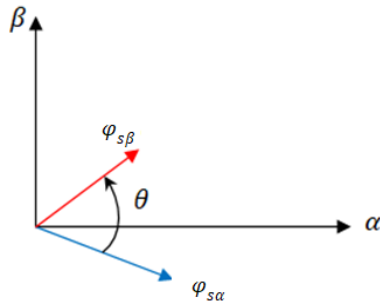


4.3 Stratégie de la Commande DTC

L'expression du couple d'une machine tournante d'une façon générale est donnée par:

$$C_e = p(\vec{\varphi}_{s\alpha} \wedge \vec{\varphi}_{s\beta}) = p\varphi_{s\alpha}\varphi_{s\beta}\sin\theta \quad (\text{IV.3})$$

Où : θ est l'angle entre les vecteurs flux statoriques comme le montre la figure suivante :



L'équation (IV.3) montre que le couple dépend de l'amplitude de deux vecteurs $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ et de leur position relative θ . Si l'on parvient à contrôler le flux φ_s en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude du couple via la variation de la position. La figure (IV.1) montre la variation de θ en fonction de la position de $\underline{\varphi}_s$ [12].

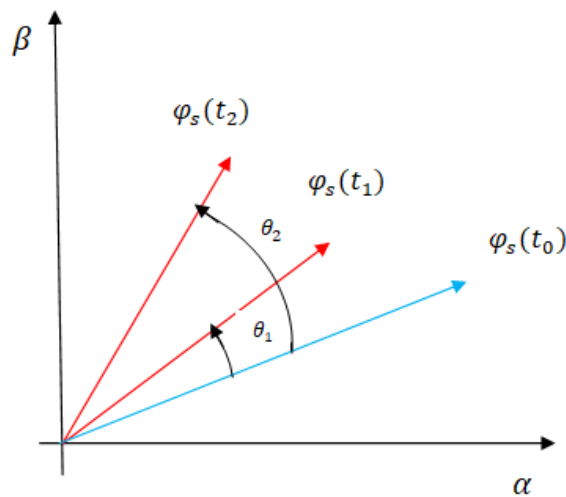


Figure VI.1: Variation de la position relative θ en fonction de la variation de la position du flux φ_s .

D'après le modèle de la MSRVM donné au premier chapitre, l'expression du flux statorique peut être écrite sous la forme suivante:

$$\underline{\varphi}_s = \int (\underline{V}_s - R_s I_s) dt \quad (IV.4)$$

Si on néglige la valeur de la résistance des enroulements statoriques $R_s = 0$, on obtient :

$$\underline{\varphi}_s = \int \underline{V}_s dt \quad (IV.5)$$

Donc les vecteurs tensions statoriques dépendent des états de commutation des bras de l'onduleur.

Remarque

La stratégie de la DTC consiste alors de choisir une séquence permettant de maintenir le flux statorique à sa valeur nominale constante et le couple à sa valeur de consigne voulue.

Si on néglige la chute de tension statorique, alors on peut écrire :

$$\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \approx \frac{d\varphi_s}{dt} \tag{IV.6}$$

Alors :

$$\underline{\varphi}_s = \underline{\varphi}_{s0} + \underline{V}_s t \tag{IV.7}$$

à

$t = 0$ le flux devient : $\underline{\varphi}_s = \underline{\varphi}_{s0}$

La figure (IV.2-4), montre La représentation du flux $\underline{\varphi}_s$ en fonction de \underline{V}_s . On constate que sur l'intervalle de temps $[0, t]$, la direction du vecteur φ_s ainsi que son module sont déterminés par le vecteur V_s [12] .

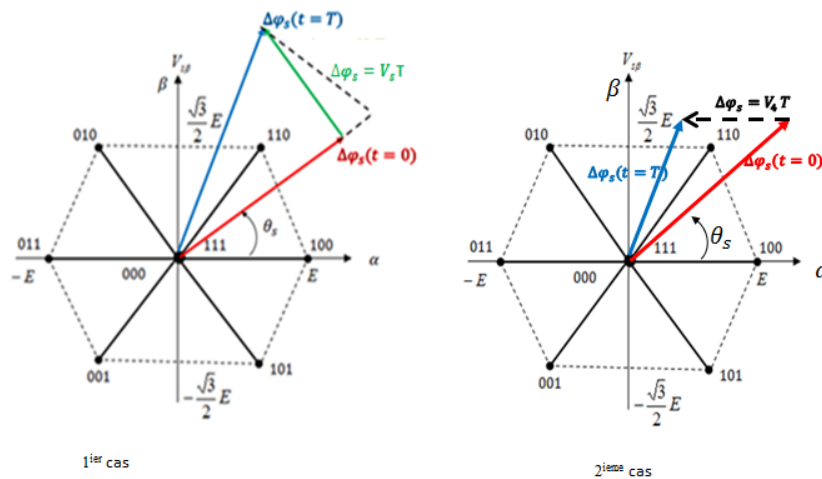


Figure VI.2: Représentation du flux $\underline{\varphi}_s$ en fonction de \underline{V}_s (1^{er} et 2^{ieme} cas).

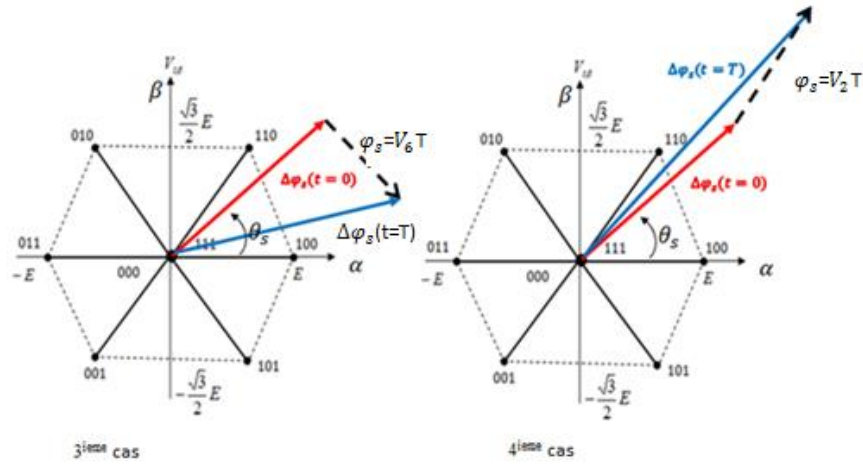


Figure VI.3: Représentation du flux $\underline{\varphi}_s$ en fonction de \underline{V}_s (3ieme et 4ieme cas).

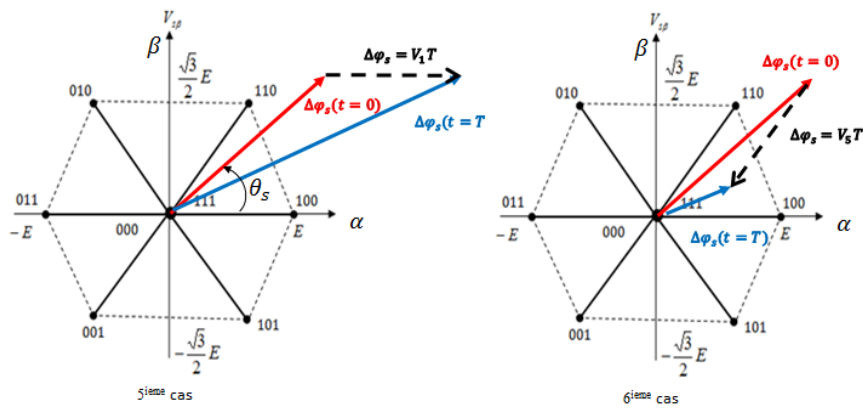


Figure VI.4: Représentation du flux $\underline{\varphi}_s$ en fonction de \underline{V}_s (5ieme et 6ieme cas).

En choisissant une séquence correcte du vecteur \vec{V}_s , sur des intervalles de temps successifs de durée t , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur $\vec{\varphi}_s$ une trajectoire voulue.

Pour maintenir le flux φ_s pratiquement constant. Il suffit de faire suivre l'extrémité de ce dernier sur une trajectoire circulaire,

Sur la figure (IV.2-4), on remarque que :

Pour les séquences (010= V_3) et (110= V_2) Le flux augmentent, le couple augmente ($i=2,3$)

les séquences (001= V_5) et (011= V_4) diminuent Le flux, le couple diminue ($i=4,5$)

les séquences (110= V_1), (101= V_6), (000) et (111), correspondent à un flux sensiblement constant, le couple diminue ($i=1, 6, 7,8$).

Le flux maximal est obtenu par le bon choix de la séquence S_j sur des intervalles de temps successifs de durée T . La fréquence de rotation du flux $\underline{\varphi}_s$ et est définie par $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$

Dans ce contexte, la commande DTC de la machine synchrone à réluctance variable, se traduit par la commande des tensions de l'onduleur, ce dernier est contrôlé par les séquences conçues à partir des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leur référence.

4.4 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques (courant et tension) de la machine, on a :

$$\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + \frac{d\underline{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{IV.8})$$

Alors :

$$\underline{\varphi}_s = \int_0^t (\underline{V}_s - R_s \underline{I}_s) dt = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta} \quad (\text{IV.9})$$

Soit :

$$\underline{\hat{\varphi}}_{s\alpha} = \int_0^t (\underline{V}_{s\alpha} - R_s \underline{I}_{s\alpha}) dt \quad (\text{IV.10})$$

Et :

$$\underline{\hat{\varphi}}_{s\beta} = \int_0^t (\underline{V}_{s\beta} - R_s \underline{I}_{s\beta}) dt \quad (\text{IV.11})$$

Les tensions sont données par l'équation (IV.2):

$$\begin{pmatrix} \underline{V}_{s\alpha} \\ \underline{V}_{s\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} E \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) \end{pmatrix}$$

De même pour les courants, soit :

$$\begin{pmatrix} \underline{i}_{s\alpha} \\ \underline{i}_{s\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{pmatrix} \sqrt{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

La zone correspondante du flux $\underline{\varphi}_s$, est déterminée par l'argument défini par :

$$\hat{\theta}_s = \arctan \frac{\hat{\varphi}_{s\beta}}{\hat{\varphi}_{s\alpha}} \quad (\text{IV.13})$$

Le couple électromagnétique estimé la machine sera simplement :

$$\hat{C}_e = p(\hat{\varphi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \hat{\varphi}_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{IV.14})$$

4.5 Régulation du flux

Le but de la commande est de maintenir l'erreur $\Delta\varphi_s$ très petite ($\varphi_s \approx \text{constante}$, graphiquement l'erreur $\Delta\varphi_s$ désirée décrit une couronne comme le montre la figure (5).

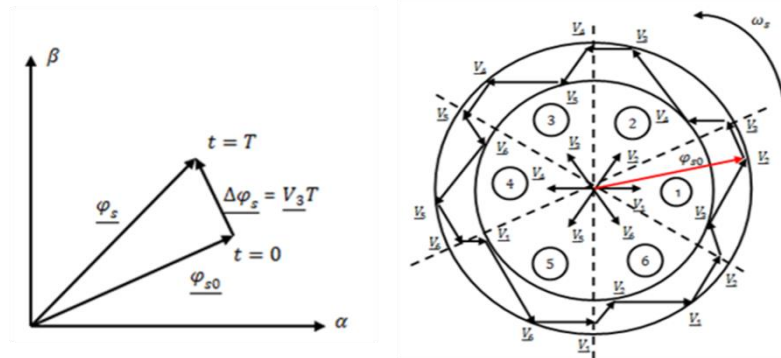


Figure VI.5: Représentation de l'évolution de $\Delta\varphi_s$.

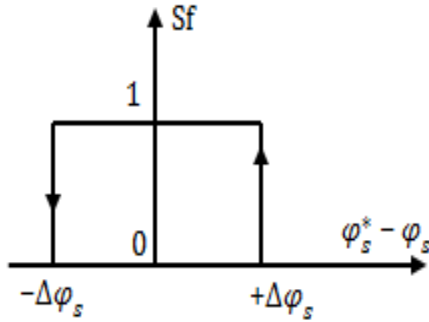
Pour maintenir l'erreur $\Delta\varphi_s$ dans la surface de la couronne, conduit à la sélectionner le vecteur tension \underline{V}_s correspondant.

Pour Avoir $|\varphi_s^* - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s$, on utilise un relais à Hystérésis à deux niveaux logiques :

$$\begin{cases} \text{Sortie du relais } S_f = 1 & \text{pour } |\varphi_s^* - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s \\ \text{Sortie du relais } S_f = 0 & \text{pour } |\varphi_s^* - \varphi_s| > \Delta\varphi_s \end{cases}$$

$\Delta\varphi_s$: Représente aussi la bande de l'hystérésis.

C'est la loi de commande du flux.



4.6 Régulation du couple :

On considère L'expression du couple (IV.4) :

$$C_e = p\vec{\varphi}_{sd}\Delta\vec{\varphi}_{sq} = p\varphi_{sq}\varphi_{sq}\sin\theta \quad (\text{IV.15})$$

Le module du flux statorique est maintenu constant, réellement piégé dans une couronne circulaire de largeur assez étroite, En vertu de l'équation (IV.15), le couple sera contrôlé par l'angle θ . Et puisque le couple est relié au flux par le produit vectoriel donc on applique le même principe de régulation utilisé pour le flux (Sortie du relais $S_c = 1$ ou $S_c = 0$)

Pour avoir $|C_e^* - C_e| \leq \Delta C_e$, il faut que :

$$\begin{cases} \text{Sortie du relais } S_c = 1 & \text{pour } |C_e^* - C_e| \leq \Delta C_e \\ \text{Sortie du relais } S_c = 0 & \text{pour } |C_e^* - C_e| > \Delta C_e \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

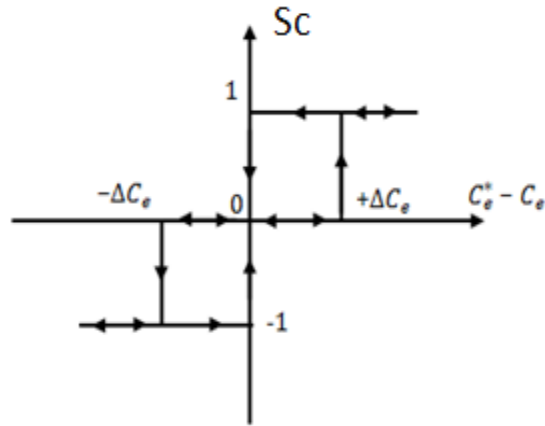
ΔC_e : Erreur ou bande de l'hystérésis.

► **Utilisation d'un relais à Hystérésis à deux niveaux**

Dans ce cas, seul les vecteurs tensions V_{i+1} et V_{i+2} sont sélectionnés pour le contrôle du couple, car ces séquences la machine tourne dans un sens bien déterminé. Car physiquement le couple ne peut être négatif pendant la rotation de la machine.

► **Utilisation d'un relais à Hystérésis à trois niveaux**

Dans ce cas, La commande du moteur se fait dans les deux sens de rotation, La sortie du correcteur. (Sortie du relais=1 \Rightarrow sens positif et si la sortie = -1 \Rightarrow sens négatif).



La table de vérité de la commande est déduite en fonction de l'état des variables de sortie du relais flux et relais couple, et de la zone de position de φ_s .

Zone		1	2	3	4	5	6	Régulateur
Relais flux $S_f = 1$	Sc=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux niveaux
	Sc=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	Sc=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	Trois niveaux
Relais flux $S_f = 1$	Sc=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux niveaux
	Sc=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	Sc=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	Trois niveaux

Table de vérité (1)

4.7 Schéma de commande

La commande par DTC du MSAV, peut être schématisée par la figure (IV .6):

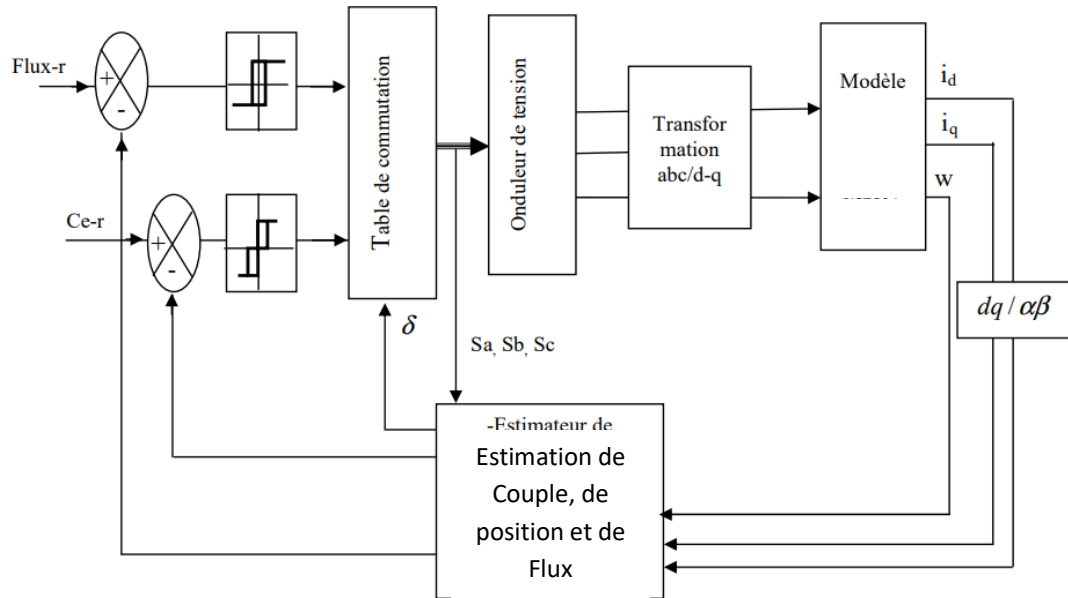


Figure VI.6: Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSR. [10]

4.8 Algorithme DTC au sens Takahashi

Cet algorithme est donné comme suit:

1. Echantillonnage du domaine temporel avec T_e réduite.
2. A chaque pas d'échantillonnage T_e , on mesure les courants de ligne et les tensions de phases. Eventuellement, ces tensions peuvent être reconstituées à partir de la tension continu (E) et les séquences de commutation.
3. Estimation du flux et du couple à partir des mesures précédentes.
4. L'erreur enregistrée entre le flux réel (estimé) et le flux de référence est introduite dans un régulateur à hystérésis à deux niveaux. Son signe engendre une variable binaire Φ tels que:
5. De même, l'erreur enregistrée entre le couple réel (estimé) et le couple de référence est introduite dans un régulateur à trois niveaux (éventuellement à 2 niveaux).
6. Sélection de la séquence de l'onduleur de V_0 à V_7 selon la localisation du vecteur flux dans le plan $\alpha\beta$ et les états logiques des variables binaires Φ et c . La localisation du flux est repérée dans les six secteurs (zones) angulaires à 60° du plan. A chaque secteur angulaire correspond une séquence V_s , donnée conformément par l'étoile à six côtés, selon que l'on a une augmentation du flux (sa diminution) et une augmentation du couple (diminution). Ce qui permet de dégager la table de vérité (1).

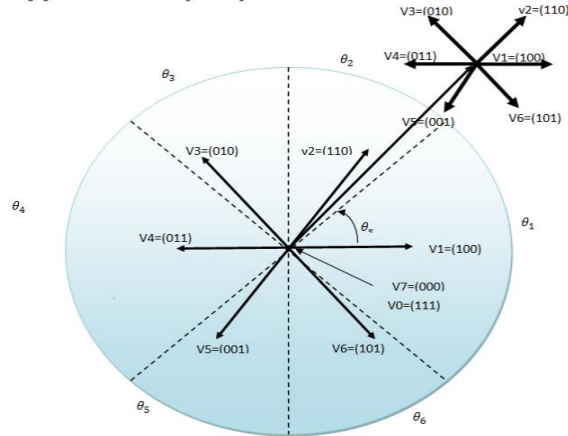


Figure VI.7: L'étoile $V1-V6$ et les 6 secteurs de la DTC.

4.9 Régulateur de vitesse

La régulation de la vitesse donne lieu à un couple qui va être un couple de référence. Dans une régulation en cascade, avec un régulateur PI sur la vitesse, le schéma bloc simplifié du système de contrôle est représenté par la figure suivante :

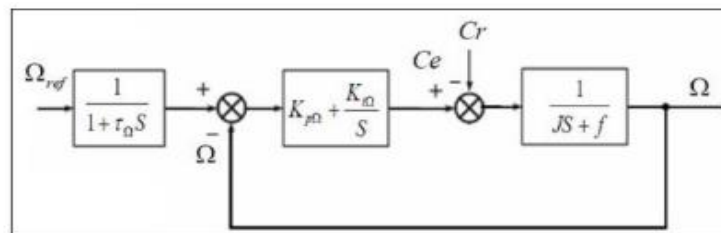


Figure VI.8 : Schéma –bloc de la régulation de vitesse.

$$H(s) = \frac{G(s)}{1+G(s)} = \frac{\left(Kp + \frac{Ki}{s}\right)\left(\frac{1}{Js+F}\right)}{1 + \left(\left(Kp + \frac{Ki}{s}\right)\left(\frac{1}{Js+F}\right)\right)} = \frac{sKp + Ki}{Js^2 + (F + Kp)s + Ki} = \frac{s\frac{Kp}{J} + \frac{Ki}{s}}{s^2 + \left(\frac{F + Kp}{J}\right)s + \frac{Ki}{J}} \quad (\text{IV.17})$$

Par identification du dénominateur de l'équation (IV.17) avec la forme canonique suivante :

$$H(s) = \frac{w_0^2}{s^2 + 2\xi w_0 s + w_0^2} \quad (\text{IV.18})$$

On obtient :

$$K_p = 2\xi w_0 J - F$$

$$K_i = J\omega_0^2$$

4.10 Schéma de simulation

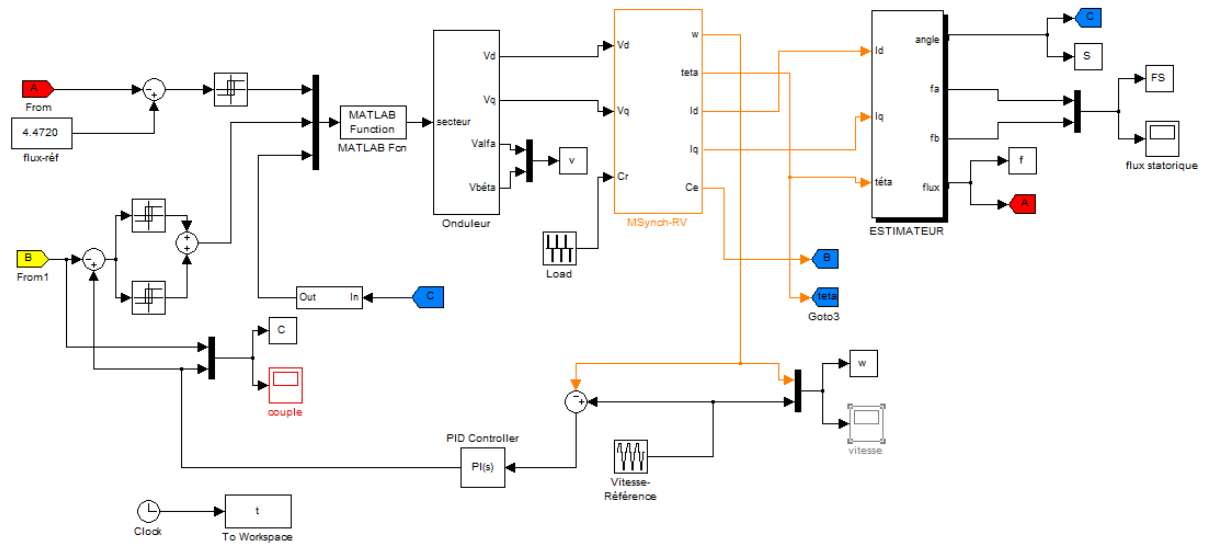


Figure VI.9: Schéma de simulation de la commande DTC de la MSR.

4.11 Résultats de simulation

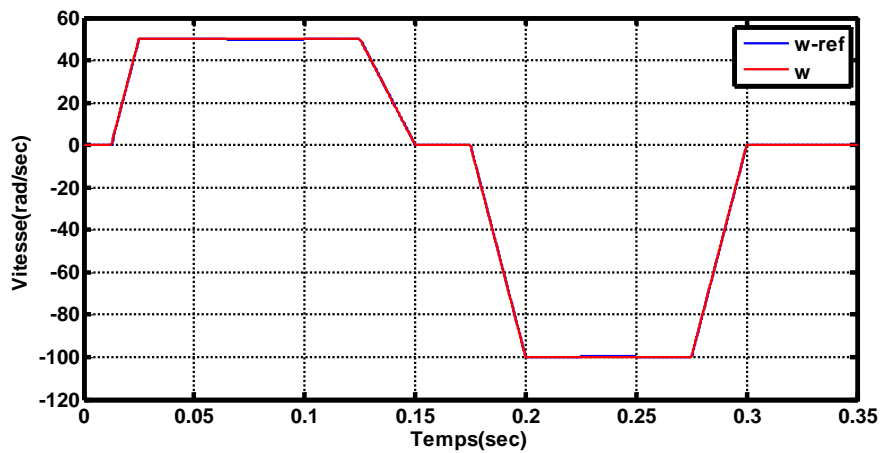


Figure VI.10: caractéristique de vitesse.

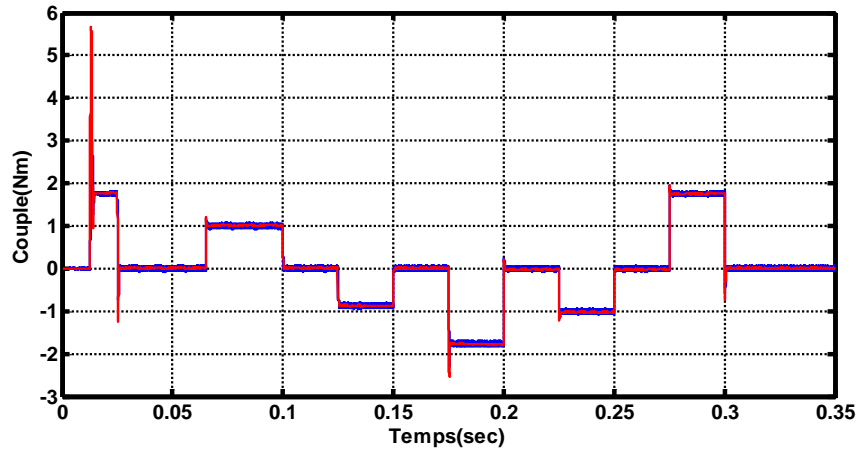


Figure VI.11: caractéristique de couple.

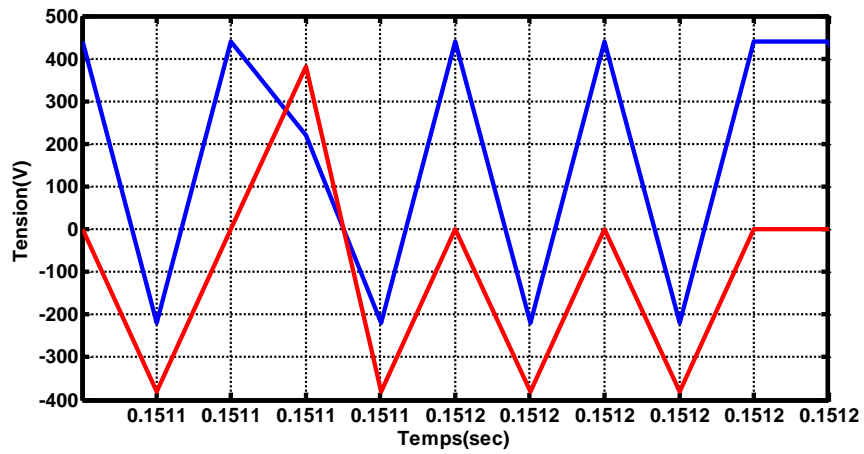


Figure VI.12: caractéristique de Tension.

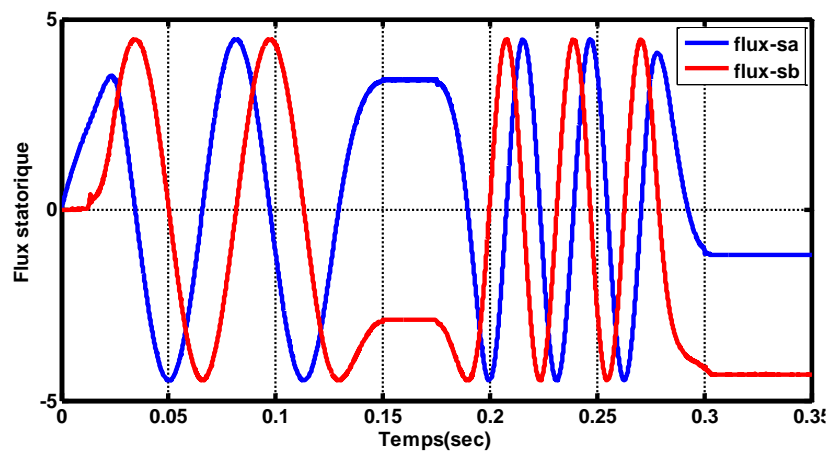


Figure VI.13: caractéristique de flux statorique Alpha –Béta.

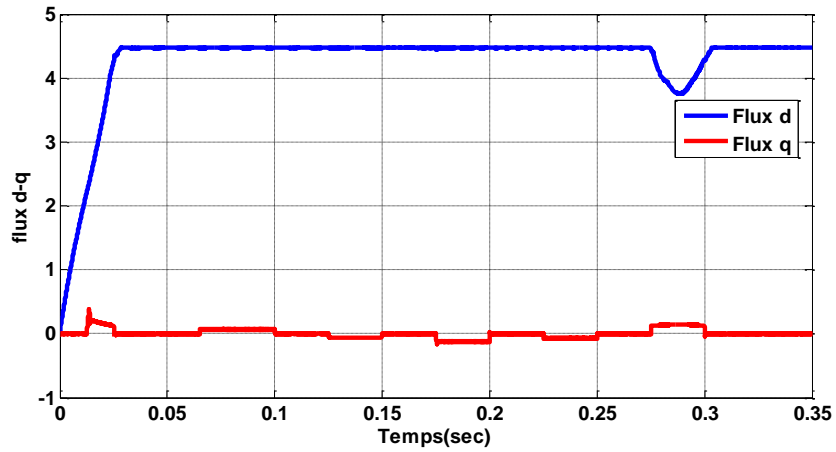


Figure VI.14: caractéristique de flux d-q.

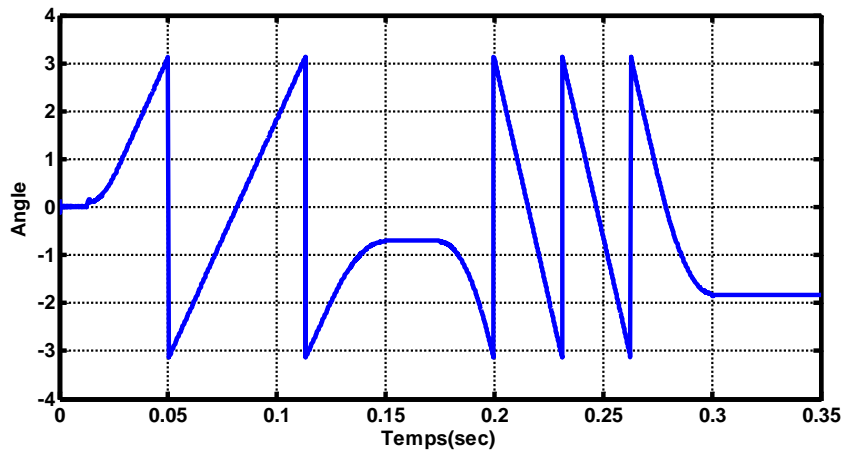


Figure VI.15: caractéristique de l'angle.

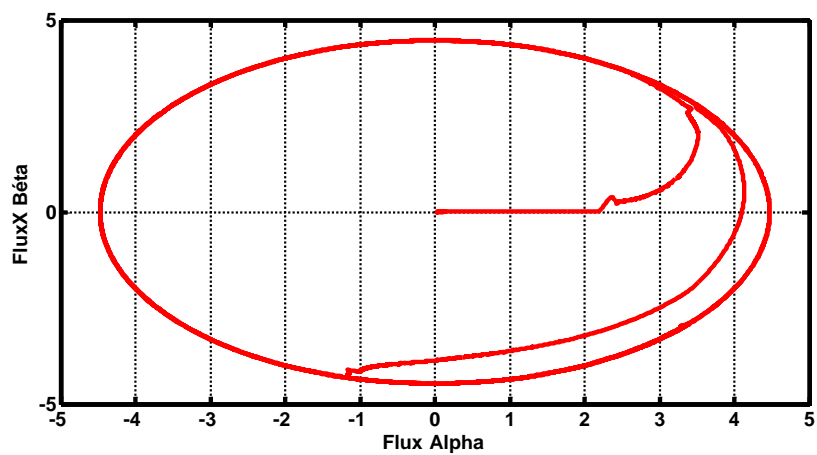


Figure VI.16: Caractéristique $\varphi_{s\beta}=f(\varphi_{s\alpha})$.

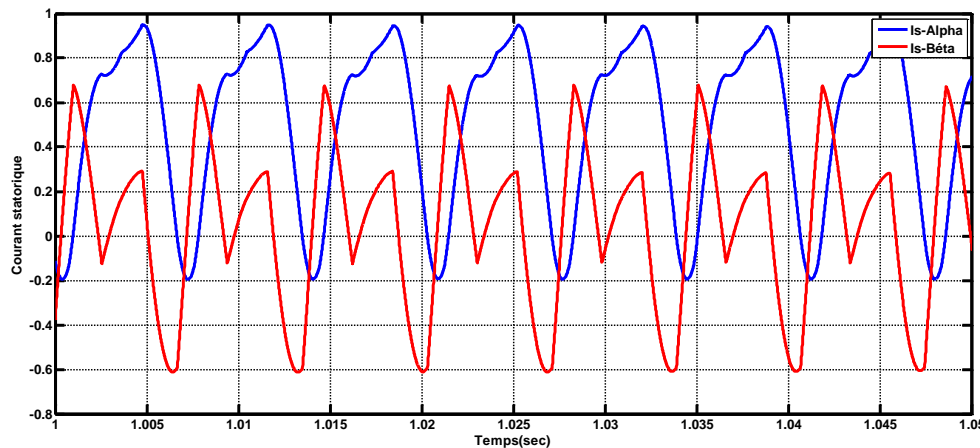


Figure VI.17: Caractéristique de $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$.

Les figures (IV.10-16) représentent les résultats de simulation de la commande DTC de la MSR. La vitesse suit parfaitement le profil de référence même pendant l'application de la charge ce qui confirme le bon fonctionnement du régulateur à hystérésis à trois niveaux. La figure (IV.16) montre l'évolution de l'erreur du flux, elle semble parfaite selon le principe de la DTC, c'est-à-dire elle évolue dans une couronne homogène. La forme des courants absorbés sont fluctuants (ne sont pas sinusoïdaux) comme le montre la figure (IV.17) cela est dû aux séquences appliquées directement sur l'onduleur. Sur cette même figure on remarque l'appel du courant pendant l'application de la charge.

4.12 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande directe du couple et du flux appliquée au moteur synchrone à réluctance variable. On a abordé une structure de commande par DTC appliquée à un modèle du MSR alimenté par un onduleur de tension, On peut conclure que la DTC présente de bonnes performances dynamiques de couple et de flux. En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (surtout le Couple) présente des fluctuations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commandes.

Conclusion Générale



Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la modélisation et la commande d'un moteur triphasé synchrone à réluctance variable présentant une cage au rotor. Nous avons utilisé un modèle applicable à la simulation de la commande de cette machine.

Nous avons présenté au début de ce mémoire des généralités sur les machines synchrones à réluctance variable pour différentes structures du rotor qui ont été développées jusqu'à présent pour ce type de machine.

Nous avons ensuite rappelé les équations classiques du modèle électrique équivalent dont les enroulements statoriques sont couplés en étoile sans neutre à partir des équations de Park de la machine, pour valider le modèle mathématique, nous avons réalisé des tests de simulation sous Matlab/Simulink, les résultats obtenus au démarrage direct sur réseau montrent que le MSR_V est analogue à un Moteur asynchrone au démarrage, contrairement à la MSAP qui ne peut démarrer directement sur réseau.

Enfin, nous avons appliqué deux stratégies de commande permettant d'exploiter les performances de la machine en régime permanent. Nous avons tout d'abord établi une commande vectorielle indirecte. Les résultats obtenus sont très satisfaisants.

Nous avons également présenté à la troisième partie de notre travail une commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur un observateur MRAS. Les résultats obtenus confirment la faisabilité de L'observateur MRAS.

La quatrième partie de ce mémoire est consacrée à l'application de la commande DTC sur la MSR_V, les résultats de simulation obtenus sont très intéressants et justifie le principe de cette commande même sur un telle type de machine.

Enfin, comme suggestion, on propose :

- Etudier les effets de la saturation magnétiques sur le contrôle vectoriel de la machine.

- Employer les techniques de l'intelligence artificielle comme système d'optimisation pour la stratégie de commande à rendement optimal.
- Réalisation des tests expérimentaux.

Bibliographie



[1] Tsarafidy Raminosa « Optimisation des performances des machines synchro-réductantes par réseaux de perméances » thèse doctorat Soutenu publiquement le 05 octobre 2006 devant la commission d'examen, Institut National Polytechnique de Lorraine

[2] R. R. MOGHADDAM “Synchronous Reluctance Machine (MSR) Design” M.S. thesis, Royal Institute of Technology, Department of Electrical Engineering Electrical Machines and Power electronics, Stockholm 2007.

[3] Guilherme BUENO MARIANI « Machine synchrone à réductance – Modèles équivalents à réseau de réductances pour la simulation et l'optimisation » thèse doctorat le Thèse soutenue publiquement le « 29 mars 2016 », DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES, France

[4] Mohand Ouramdane HAMITI, “Réduction des Ondulations de couple d'une machine synchrone à réductance variable”, Thèse de Doctorat de l'université Henri Poincaré Nancy-I, Juin 2009.

[5] Guilherme BUENO MARIANI « Machine synchrone à réductance – Modèles équivalents à réseau de réductances pour la simulation et l'optimisation » thèse doctorat le Thèse soutenue publiquement le « 29 mars 2016 », DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES, France

[6] saarady Raminosa. "Optimisation des Performances des Machines Synchro Reluctantes par Réseaux de Permeances". Micro and nanotechnologies/Microelectronics.Institut National Polytechnique de Lorraine - INPL, 2006. French.

[7] Thierry LUBIN" Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable. Prise en compte de la saturation magnétique." Thèse doctorat le these Soutenu publiquement le 18 avril 2003, Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I en Génie Electrique

[8] Noureddine Assas" MODELISATION ET CONTROLE DU COUPLE D'UNE MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE." MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE, Soutenu publiquement le 13 / 01 /2009, INGENIEUR D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE, UNIVERSITE DE BATNA

[9] Mr BIRAME m'HAMED" COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE D'UN MOTEUR A RELUCTANCE VARIABLE PAR L'UTILISATION DES TECHNIQUES DE L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE "Thèse de Doctorat en Sciences en Électrotechnique, Soutenu le, 22/10/2015, Université Hadj Lakhdar de Batna.

[10] Serhoud Hicham" Contribution à l'étude de la machine synchrone à réluctance variable", Magister en Electrotechnique, Soutenu le, 01/07/2009, Université de Batna.

[11] Khemis . Abderrahmane, Beddiaf.Yassine « Sensorless Direct Speed Control (DSC) of VRSynchrounous Motor Using PLL Technique" 978-6999-6/20/§31.00.2020 IEEE.

[12]: Beddiaf.Yassine' commande des machines électriques" polycopier du cours pour Master, 2022.