
République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Hadj Lakhdar de Batna



Faculté des Sciences de l'Ingénieur - Département d'Électrotechnique

Thèse de Doctorat en Sciences en Électrotechnique

Option : *Electronique de puissance*

Soutenu publiquement par :

Mr BIRAME M'hamed

Magister en Electrotechnique de l'Université de Batna
Maître Assistant A, Université de Laghouat

Thème

COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

**D'UN MOTEUR A RELUCTANCE VARIABLE PAR L'UTILISATION
DES TECHNIQUES DE L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE**

Soutenu le, 22/10/2015

Devant le Jury

ABDESSEMED Rachid	Professeur à l'Université de Batna	Président
MOKRANI Lakhdar	Professeur à l'Université de Laghouat	Rapporteur
AZOUI Boubakeur	Professeur à l'Université de Batna	Co-Rapporteur
NASRI Farid	Professeur à l'Université de Batna	Examineur
RAHEM Djamel	Professeur à l'Université de Oum El Bouaghi	Examineur
BENAKCHA Abdelhamid	Professeur à l'Université de Biskra	Examineur

Thèse préparée au sein du :
Laboratoire d'Étude et Développement des Matériaux Semi Conducteurs et Diélectriques Université de Laghouat. Algérie

11 قال الله تعالى: ﴿يرفع الله الذين آمنوا منكم والذين أوتوا العلم درجات﴾

﴿Allah élèvera à des rangs éminents ceux d'entre vous qui croient, et ceux à qui la connaissance a été donnée﴾ CORAN sourate Al-Modjadala

﴿Allah will exalt in degree those of you who believe, and those who have been granted knowledge﴾ CURAN sôurat Al-Modjadala

9 وقال عز وجل: ﴿قل هل يستوي الذين يعلمون والذين لا يعلمون﴾

﴿Dis:Sont-ils équivalents ceux qui savent et ceux qui ne savent pas﴾ CORAN sourate Az-Zoumar

﴿Are those who know equal to those who know not﴾ CURAN sôurat Az-Zoumar

28 وقال تعالى: ﴿إنما يخشى الله من عباده العلماء﴾

﴿Les seuls à craindre Dieu parmi Ses serviteurs sont les savants﴾ CORAN sourate -Fâtir

﴿It is only those who have knowledge among His slaves that fear Allah﴾ CURAN sôurat -Fâtir

وعن أبي هريرة رضي الله عنه أن رسول الله صلى الله عليه وسلم قال: ﴿من سلك طريقاً يلتمس فيه علماً سهل الله له به طريقاً

إلى الجنة﴾

- D'après Abû Hourayra – que Allâh l'agrée–, le Prophète – salut et paix sur lui – a dit «Celui qui parcourt un chemin à la recherche de la science, Allah lui facilite un chemin vers le Paradis»
- Abu Hurairah – May Allah be pleased with him –reported:The Messenger of Allah (PBUH) said, «Allah makes the way to Jannah easy for him who treads the path in search of knowledge» .

Je dédie ce travail :

À Dieu et à notre prophète Mohammed salut et paix sur lui.

À la mémoire de mon ex-co-encadreur Pr. Kadjoudj Mohammed (Allah yarehmou) qui a accepté de me co-encadrer et qui a manifesté un grand intérêt à mon travail à travers ses conseils et ses orientations significatives.



AVANT PROPOS

Le présent travail a été préparé au sein du Laboratoire d'Étude et Développement des Matériaux Semi Conducteurs et Diélectriques du Département d'Electrotechnique de l'Université de Laghouat en collaboration avec le Laboratoire de Recherche d'Electrotechnique de l'Université de Batna.

A cette occasion je tiens à témoigner ma reconnaissance à toute personne ayant aidé de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Mes remerciements sincères vont à Monsieur **Lakhdar MOKRANI**, Professeur au Département d'Electrotechnique de l'Université de Laghouat, pour ses précieux conseils et sa compréhension qui m'ont beaucoup aidé et ses encouragements incessants durant le cheminement de ce travail.

Mes remerciements vont aussi à Monsieur **Boubaker AZOUI**, Professeur à l'Université de Batna, pour son aide, ses conseils précieux et ses encouragements incessants durant la réalisation de ce travail.

Je tiens à remercier également :

Monsieur **Rachid ABDESSEMED**, Professeur à l'Université de Batna, qui me fait l'honneur de présider le jury du présent travail.

Messieurs : **Farid NASRI**, Professeur à l'Université de Batna, **Djamel RAHEM**, Professeur à l'Université de Oum El Bouaghi et **Abdelhamid BENAKCHA**, Maître de Conférences à l'Université de Biskra pour avoir accepté de juger ce travail, en tant que membres de Jury.

Je tien également à remercier chaleureusement Messieurs le Professeur **Kouider Nacer M'SIRDI** et le professeur **Aziz NAAMANE**, Membres du Laboratoire des Sciences de l'Information et des Systèmes de l'École Polytechnique Universitaire de Marseille, pour leurs conseils et toute l'aide qu'ils m'ont apportée durant l'accueil au sein du LSIS.

Je tiens aussi à remercier Monsieur **Mohamed Fouad BENKHORIS** Professeur à l'Université de Nantes pour sa disponibilité malgré son agenda si

chargé durant mon stage qui a été effectué à l'Institut de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nantes Atlantique (IREENA) en France.

Que toutes les personnes ayant contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail et à l'impression de ce mémoire, trouvent ici le témoignage de ma profonde reconnaissance. Je les remercie vivement pour leur aide précieuse et pour avoir mis à ma disposition leur expérience. Mes remerciements vont également à **(B. Mokhtari, A. Djarai, A. Mahdjoubi, A. Ameer, M. Hadjadj, M. Ladjal, A. Cheknane, AEK. Kouidri, D. Taibi (Ouargla), S. Belkacem (Batna), A.M. Darkawi (Maroc))**

Les derniers mots vont naturellement à ma famille. Je tiens à exprimer ma gratitude et mes grands remerciements à mes parents, mes frères, mes sœurs, ma femme **M. Khacheba** et mes enfants (**Mohamed, Ali et Salsabil**) pour leur soutien et leurs encouragements tout au long de mes études.

Résumé:

Cette étude est basée sur une commande directe de couple (Direct Torque Control *DTC*) sans capteur de vitesse appliquée à une Machine Synchrone à Réductance Variable (*MSRV*). Elle comprend essentiellement :

- Des généralités sur la *MSRV*, sa modélisation et son association à une alimentation à fréquence variable (redresseur triphasé double alternance à diodes, filtre de tension passe bas et onduleur de tension triphasé) ;
- Une utilisation de la *DTC* au pilotage de la *MSRV* ;
- Une application des estimateurs (*PI* conventionnel et *PI* flou) pour la compensation de la variation de la résistance statorique de la *MSRV* ;
- Une optimisation des paramètres de ces deux régulateurs par l'algorithme génétique pour l'amélioration de leurs performances dynamiques et statiques ;
- Une étude de quelques alternatives de la commande *DTC* classique telle que la *DTC* modifiée, *DTC* à 12 secteurs, *DTC* basée sur la *MLI* vectorielle (*DTC-SVM*), *DTC* appliquée à la *MSRV* alimentée par un onduleur de tension à 3-Niveaux, le but c'est de minimiser les ondulations du couple et du flux et maîtriser la fréquence de commutation de l'onduleur ;
- Elaboration de deux stratégies de commande sans capteur de vitesse par *DTC* d'une *MSRV*, basée sur deux types d'observateurs à savoir : le filtre de Kalman et l'observateur à mode glissement.

Mots clés : *MSRV*, *DTC*, Onduleur triphasé à deux niveaux, Onduleur triphasé à trois niveaux de type *NPC*, Table décalée de 30° , Table décalée à 12 secteurs, *DTC-SVM*, Observateur à Mode Glissement, Filtre de Kalman, Commande sans capteur de vitesse, Estimation de la résistance statorique, Logique floue, algorithme génétique.

- تدرج هذه الدراسة في اطار التحكم المباشر في العزم بدون لاقط السرعة مطبق على محرك تزامني ذي مقاومة مغناطيسية متغيرة. اذ يحتوي أساسا :
- عموميات حول المحركات التزامنية ذات مقاومات مغناطيسية متغيرة مع نمذجتها و تغذيتها بتواتر متغير بواسطة مقوم ثلاثي الأطوار ثنائي النوبة مجهز بشائبات المساري ، طابق لترشيح الجهد الكهربائي ومموج للتوتر الكهربائي ثلاثي الطور)،
 - تطبيق التحكم المباشر في تدفق القسم الساكن و في العزم الكهرومغناطيسيين على محرك تزامني ذي مقاومة مغناطيسية متغيرة،
 - إستعمال معدلين (تكاملي تفاضلي كلاسيكي و تكاملي تفاضلي غامض) لتقدير تغيرات قيمة مقاومة الساكن للمحرك التزامني ذي مقاومة مغناطيسية متغيرة
 - تحسين عوامل هذين المعدلين باستعمال الخوارزميات الجينية من أجل ترقية أدائهما الديناميكي و السكوني،
 - دراسة بعض الإستراتيجيات البديلة لتحسين الطريقة الكلاسيكية للتحكم المباشر في التدفق و العزم الكلاسيكي كالتحكم المباشر في التدفق و العزم المعدل ، التحكم المباشر في التدفق و العزم ذي 12 قطاع، التحكم المباشر في التدفق و العزم ذي تقنية النبضات المعدلة العرض الشعاعية، التحكم المباشر في الماكنة مغداة بمموج للتوتر الكهربائي ثلاثي الطور و ذي ثلاثة مستويات, وذلك للتقليل من تموجات عزم الدوران و التدفق الكهرومغناطيسيين و التحكم في تواتر التبديل للمموج،
 - إعداد إستراتيجية للتحكم بدون لاقط السرعة بواسطة تقنية التحكم المباشر في العزم للمحرك التزامني ذي مقاومة مغناطيسية متغيرة بالاعتماد على نوعين من الملاحظين (مرشح كالمان و مرشح ذي النمط الإنزلاقي).
- هامأة :المحرك التزامني ذو مقاومة مغناطيسية متغيرة، تحكم مباشر في العزم و التدفق الكهرومغناطيسيين، مموج للتوتر الكهربائي ثلاثي الطور ذو مستويين ، مموج للتوتر الكهربائي ثلاثي الطور ذو ثلاث مستويات، جداول الحقيقة المزاحة ب 30°، جداول الحقيقة ذات 12 قطاع، تحكم مباشر في العزم ذو النبضات المعدلة العرض الشعاعية، ملاحظ ذو النمط الإنزلاقي، مرشح كالمان، تحكم في السرعة بدون لاقط ، مقدر تغيرات مقاومة القسم الساكن، المنطق الغامض، الخوارزميات الجينية.

Abstract

This study is based on a speed sensorless Direct Torque Control (*DTC*) applied to a variable Reluctance Synchronous Machine (*RSM*). It comprises essentially:

- Generalities on *RSM*, its modeling and its association with a variable frequency supply (a three phase full wave diodes rectifier, a low pass filter and a three phase voltage source inverter) ;
- An application of the *DTC* to the *SRM* drive piloting;
- A use of the estimators (conventional *PI* and fuzzy *PI*) for the tuning of the *RSM* stator resistance ;
- An optimization of these two estimators parameters by the genetic algorithm in order to improve the in dynamic and static performance ;
- A study of some alternatives to conventional *DTC*-controlled *SRM* using modified switching tables, *DTC* with 12 sectors, *DTC based on vector PWM (DTC-SVM)*, *DTC* applied to the *SRM* powered by a three levels source voltage inverter, in order to minimize the torque and flux ripples and control the switching frequency of the inverter;
- Elaboration of two *DTC* speed senseless control strategies of the *SRM* based on two kinds of observers namely the Kalman filter and the sliding mode observer.

Key Words: *SRM*, *DTC*, Three phase two-level inverter, *NPC* three-level inverter, 30° shifted switching table, 12 sectors switching table , *DTC-SVM*, Sliding Mode Observer, Kalman Filter, Speed sensorless control, Stator resistance estimation, Fuzzy Logic, Genetic Algorithm.

SOMMAIRE

NOMENCLATURE ET ABREVIATION _____	_____
LISTES DE FIGURES ET DES TABLEAUX _____	_____
INTRODUCTION GENERALE _____	01
CHAPITRE I	
ETAT DE L'ART DES TECHNIQUES D'ESTIMATION DESTINEE A LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE ET GENERALITES SUR LA MSRV	
I.1 INTRODUCTION _____	05
<i>Partie I : Etat de l'art sur les techniques d'estimation et d'optimisation destinée à la commande sans capteur de vitesse de la MSRV</i>	
I.2 DIFFERENTES TECHNIQUES UTILISEES POUR LA COMMANDE D'UNE MSRV	06
I.2.1 Commande vectorielle _____	06
I.2.2 Commande directe de couple du MSRV _____	07
<i>I.2.2.1 Techniques d'amélioration de la DTC</i> _____	08
I.3 TECHNIQUES DE COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE DU MSRV _____	10
I.3.1 Principe d'un observateur _____	10
I.3.2 Techniques basées sur les observateurs _____	11
<i>I.3.2.1 Observateur déterministe de Luenberger</i> _____	12
<i>I.3.2.2 Observateur à ordre réduit</i> _____	12
<i>I.3.2.3 Observateur à mode glissant</i> _____	13
<i>I.3.2.4 Estimateur Standard de Kalman</i> _____	13
I.4 ASPECTS DE NOTRE CONTRIBUTION _____	14
<i>Partie II : Généralités sur la machine synchrone à reluctance variable</i>	
I.4 DIFFERENTES STRUCTURES DES MACHINES SYNCHRONE A RELUCTANCE VARIABLE _____	15
I.4.1 Machines à simple denture ou à stator lisse _____	15
<i>I.4.1.1 Machines non excitées</i> _____	15
<i>I.4.1.2. Machines excitées</i> _____	16
I.4.2 Machines à double denture _____	17
<i>I.4.2.1 Machines non excitées</i> _____	17
<i>I.4.2.2 Machines excitées</i> _____	18
I.5 DIFFERENTS TYPES DE ROTOR _____	19
I.5.1 Structures de rotor à cage _____	19
I.5.2 Structures de rotor sans cage _____	21
I.6 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MSRV ELEMENTAIRE _____	22
I.7 INFLUENCE DU PARAMETRE L_d/L_q SUR LES PERFORMANCES DE LA MSRV	25
I.8 CONCLUSION _____	27

CHAPITRE II

MODELISATION ET COMMANDE PAR LA DTC CONVENTIONNELLE DE LA MSRV

II.1 INTRODUCTION	29
II.2 MODELISATION DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE	30
II.2.1 Equations générales dans le référentiel abc	30
II.2.2 Equations électriques dans le référentiel dq	31
II.2.3 Equation mécanique	33
II.2.4 Modèle électromécanique résultant	33
II.3 MODELISATION DE L'ALIMENTATION UTILISEE POUR LA MSRV	34
II.3.1 Onduleur de tension triphasé	35
II.3.2 Onduleur de tension à MLI	35
II.3.2.1 Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle	36
II.3.2.2 MLI Vectorielle	37
II.4 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE ET DU FLUX DE LA MSRV	38
II.4.1 Principe de la DTC	39
II.4.2 Comportement du flux statorique	40
II.4.2.1 Estimation du flux statorique	41
II.4.3 Estimation du couple électromagnétique	41
II.5 CAS D'UNE ALIMENTATION PAR UN ONDULEUR A DEUX NIVEAUX	42
II.5.1 Réglage de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux	43
II.5.2 Réglage de couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux	44
II.5.3 Différentes tables de sélection	45
II.5.3.1 Élaboration de la table de commutation avec séquences nulles	46
II.5.3.2 Table sans séquences nulles	46
II.6 RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSION	46
II.6.1 Structure générale de la DTC appliquée au MSRV	46
II.6.2 Commande par DTC en absence de la boucle de vitesse	49
II.6.3 Commande par DTC en présence de la boucle de vitesse	49
II.6.4 Fonctionnement de la DTC pour des grandes vitesses et affaiblissement du flux	51
II.7 CONCLUSION	51

CHAPITRE III

COMPENSATION ET OPTIMISATION GENETIQUE DES ESTIMATEURS DE LA VARIATION DE LA RESISTANCE STATORIQUE D'UN MSRV

III.1 INTRODUCTION	53
III.2 EFFET DE LA VARIATION DE LA RESISTANCE STATORIQUE SUR LA DTC	53
III.3 ESTIMATEUR FLOU POUR LA COMPENSATION DE LA VARIATION DE LA RESISTANCE STATORIQUE D'UN MRV COMMANDE PAR DTC	57

III.4 ESTIMATEUR PI CONVENTIONNEL DE LA VARIATION DE LA RESISTANCE STATORIQUE D'UNE MSRV COMMANDEE PAR DTC	61
III.5 OPTIMISATION DES ESTIMATEURS DE LA RESISTANCE STATORIQUE DE LA MSRV PAR ALGORITHME GENETIQUE	63
III.5.1 Procédure d'optimisation des deux régulateurs	63
III.5.2 Optimisation du régulateur PI classique	64
III.5.2.1 Résultats de simulation	64
III.5.3 Optimisation du régulateur PI flou	65
III.5.3.1 Résultats de simulation	66
IV.8 CONCLUSION	67

CHAPITRE.IV

STRATEGIES DE REDUCTION DES FLUCTUATIONS DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE D'UN MSRV COMMANDE PAR DTC

IV.1 INTRODUCTION	69
IV.2 REDUCTION DES FLUCTUATIONS DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE PAR DES TABLES DE VERITE MODIFIEE D'UNE COMMANDE DTC D'UN MSRV	69
IV.2.1 Table à secteurs décalés de 30°	70
IV.2.2 Résultats de simulation (correspondent à une DTC à secteurs décalés de 30°)	71
IV.2.3 Table à douze secteurs	72
IV.2.4 Résultats de simulation (correspondent à une DTC à table à douze secteurs)	74
IV.3 REDUCTION DES FLUCTUATIONS DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE D'UN MSRV PAR L'UTILISATION D'UN ONDULEUR A 3 NIVEAUX	75
IV.3.1 Onduleurs multi-niveaux	75
IV.3.2 Topologies d'onduleurs multi-niveaux	76
IV.3.3 Onduleur à trois niveaux de type NPC	77
IV 3.4 Table de vérité de la DTC dans la cas d'un onduleur NPC à 3-niveaux	77
IV.3.5 Résultats de simulation correspondent à un onduleur de type NPC à trois niveaux)	78
IV.4 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE BASEE SUR LA MODULATION VECTORIELLE	79
IV.4.1 Principe de la commande du MSRV par la DTC-SVM	80
IV.4.1.1 Modèle approximatif de la machine	80
IV.4.1.2 Contrôle du flux et du couple le cas de la DTC-SVM	80
IV.4.2 Application d'une Commande DTC-SVM au MSRV	81
IV.4.2.1 Résultats de simulation de la DTC-SVM appliquée au MSRV	82
IV.5 REDUCTION DES FLUCTUATIONS DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE D'UN MSRV COMMANDE PAR DTC UTILISANT DES CONTROLEURS A BASE DE LA LOGIQUE FLOUE	83
IV.5.1 Contrôleurs flous adaptatifs de la bande d'hystérésis de couple et de flux	84
IV.5.2 Résultats de simulation	86

IV.6 CONCLUSION	86
CHAPITRE V	
COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE PAR LA DTC D'UN MSRV	
V.1 INTRODUCTION	89
V.2 TYPES DES OBSERVATEURS	89
VI.2.1 Observateurs déterministes	89
VI.2.2 Observateurs stochastiques	90
V.3 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE DU MSRV DOTÉE D'UN FILTRE DE KALMAN	90
V.3.1 Filtre de Kalman	90
V.3.2 Application du Filtre de Kalman à la commande sans capteur de la vitesse de la MSR	91
V.3.2.1 Modèle d'état étendu du MSRV en temps continu	92
V.3.2.2 Modèle d'état étendu du MSRV en temps discret	92
V.4 ESTIMATION DE LA VITESSE DU MSRV PAR LE FILTRE DE KALMAN	93
V.4.1 Modèle stochastique non linéaire du MSRV	94
V.4.2 Détermination des matrices de covariance des bruits de mesure et d'état	94
V.4.3 Implantation de l'algorithme du filtre de Kalman discret	94
V.5 STRUCTURE GENERALE DE LA COMMANDE DTC-SVM SANS CAPTEUR MECANIQUE BASEE SUR LE FILTRE DE KALMAN ET APPLIQUEE AU MSRV	95
V.5.1 Résultats de simulation et discussion	96
V.5.1.1 Estimation de la vitesse de rotation du MSRV par filtre de kalman dans le cas de la DTC classique	96
V.5.1.2 Estimation de la vitesse de rotation du MRSV par filtre de kalman dans le cas de DTC-SVM	97
V.5.2 Estimation de la vitesse de rotation en présence du bruit de mesure par le filtre de Kalman	98
V.6 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE DU MSRV DOTÉE D'UN OMG	99
V.6.1 Généralités sur la théorie du mode de glissement	100
V.6.2 Observateur à Modes Glissants	100
V.6.3 Synthèse d'un observateur à modes glissants d'ordre complet	101
V.6.4 Résultats de simulation et discussion	103
V.6.4.1 Estimation de la vitesse de rotation de MSRV par l'OMG dans le cas d'une DTC	103
V.6.4.2 Estimation de la vitesse de rotation de MSRV par l'OMG dans le cas d'une DTC-SVM	104
V.7 CONCLUSION	105
CONCLUSION GENERALE	108
ANNEXES	111
REFERANCES BEBLOGRAFIQUES	121

Nomenclature

θ_c	Angle de calage (déphasage) entre le vecteur de tension et le courant statorique
θ_r	Angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant (d,q) et le référentiel fixe (a,β) lié au stator
d	Axe d du repère tournant (d,q)
q	Axe q du repère tournant (d,q)
β	Axe β du repère statorique (a, β)
α	Axe α du repère statorique (a, β)
V	Bruit de mesure
W	Bruit d'état
f_r	Coefficient de frottement visqueux
x_{ref}	Consigne de x
C_{em}	Couple électromagnétique délivré par le moteur
C_r	Couple résistant ou de charge
i_{ds}	Courant statorique instantané dans l'axe d
i_{qs}	Courant statorique instantané dans l'axe q
$i_{\beta s}$	Courant statorique instantané dans l'axe β
$i_{\alpha s}$	Courant statorique instantané dans l'axe α
e	Erreur entre grandeur réelle et de référence
Δe	Variation d'erreur entre grandeur réelle et de référence
x	Estimation de x
Φ_{as}	Flux statorique instantané dans l'axe a
Φ_{ds}	Flux statorique instantané dans l'axe d
Φ_{qs}	Flux statorique instantané dans l'axe q
$\Phi_{\beta s}$	Flux statorique instantané dans l'axe β
L_f	Inductance de fuites
L_s	Inductance statorique
L_d	Inductance longitudinale
L_q	Inductance transversale
P	L'opérateur de laplace
$[L]$	Matrice inductance
P	Matrice de covariance d'état
R	Matrice de covariance du bruit de mesure
Q	Matrice de covariance du bruit du système
K	Matrice de gain de l'observateur
L	Matrice de gain de l'observateur
J	Moment d'inertie du moteur
p	Nombre de paires de pôles
K_e	Rang de la grandeur échantillonnée
r_s	Résistance statorique
U_c	Tension de bus continue à l'entrée de l'onduleur
V_a	Tension statorique instantanée dans l'axe a
V_{ds}	Tension statorique instantanée dans l'axe d
V_{qs}	Tension statorique instantanée dans l'axe q
$V_{\beta s}$	Tension statorique instantanée dans l'axe β
$V_{\alpha s}$	Tension statorique instantanée dans l'axe α
M	Valeur maximale des inductances mutuelles stator-rotor
Δr_s	Variation de la résistance statorique du MSR V
Ω_r	Vitesse angulaire mécanique du rotor
ω_r	Vitesse de rotation électrique ($p\Omega$)

Abréviations

<i>AG</i>	Algorithme Génétique
<i>DTC</i>	Direct Torque Control
<i>EKF</i>	Extended Kalman Filter
<i>FLC</i>	Fuzzy Logic Controller
<i>FOC</i>	Field Oriented Control
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsions
<i>MSRV</i>	Machine Synchrone à Réductance Variable
<i>NPC</i>	Neutral Point Clamped
<i>OMG</i>	Observateur à Modes Glissants
<i>PI</i>	Correcteur Proportionnel Intégral
<i>SVM</i>	Space Vector Modulation

Chapitre I Etat de l'art des techniques d'estimations destinées à la commande sans capteur de vitesse et généralité sur la MSR/V

PARTIE I : ETAT DE L'ART SUR LES TECHNIQUES D'ESTIMATIONS ET D'OPTIMISATION DESTINEE A LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE DE LA MSR/V

Figure I.01	Schéma bloc de la commande vectorielle.....	07
Figure I.02	Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSR/V.....	08
Figure I.03	DTC avec SVM basée sur des régulateurs PI.....	09
Figure I.04	Schéma de Principe d'un observateur.....	11
Figure I.05	Schéma synoptique de la commande avec observateur.....	11
Figure I.06	Structure d'Observateur de type Luenberger.....	12
Figure I.07	Schéma de principe du Filtre de Kalman.....	14

PARTIE II : GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHRONE A RELUCTANCE VARIABLE

Figure I.08	MSRV à stator lisse non excitée.....	16
Figure I.09	Structure à pôles saillants excitée.....	16
Figure I.10	MSRV à stator lisse excitée au stator.....	17
Figure I.11	MSRV double denture non excitée.....	18
Figure I.12	MSRV Vernier excitée par des aimants permanents au rotordisposition tangentielle des aimants.	18
Figure I.13	MRV à excitation statorique.....	19
Figure I.14	Structures de rotor à cage.....	20
Figure I.15	Structures de rotor sans cage.....	21
Figure I.16	Machine à réluctance monophasée : Structure élémentaire.....	22
Figure I.17	Machine à réluctance variable : Attraction sur une phase.....	22
Figure I.18	Positions extrêmes du rotor.....	22
Figure I.19	Caractéristiques de la MRV en fonction de la position.....	23
Figure I.20	Courbes du : Courant, Inductance et Couple d'une MRV alimentée par les courants sinusoïdaux.	24
Figure I.21	Position du courant statorique dans le repère (dq).....	25
Figure I.22	Facteur de puissance en fonction du rapport de saillance.....	27

Chapitre II Modélisation et commande de la MSR/V par la DTC conventionnelle

Figure II.01	Synoptique du modèle de la MSR/V dans le repère dq.....	34
Figure II.02	Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSR/V.....	35
Figure II.03	MLI sinus-triangle bipolaire.....	36
Figure II.04	Vecteurs de tension et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, dans le plan (,).	38
Figure II.05	Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSR/V.....	39
Figure II.06	Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (,).....	40
Figure II.07	Comparateur à hystérésis de flux statorique.	43
Figure II.08	a) Sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de module de flux statorique.....	43
	b) Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux statorique.	43
Figure II.09	Comparateur à hystérésis à trois niveaux du couple électromagnétique.....	44
Figure II.10	Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_{i=1..6}$	45
Figure II.11	Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'un MSR/V.....	47
Figure II.12	Réponse à des échelons du couple électromagnétique et du flux statorique en absence de la boucle de vitesse.....	47
Figure II.13	Couple électromagnétique développé pour une consigne de couple et flux statorique variable.	48
Figure II.14	Évolution de couple électromagnétique suivant une référence de couple alternée et l'évolution de flux statorique d'un MSR/V.....	48
Figure II.15	Évolution du couple électromagnétique et du flux statorique pour une référence du flux statorique variable.....	49
Figure II.16	Vitesse de rotation et le couple électromagnétique au démarrage à vide.....	49
Figure II.17	Flux statorique et l'évolution du flux statorique dans le plan () du MSR/V à vide.....	50
Figure II.18	Évolution de la vitesse de rotation et le couple électromagnétique au démarrage à vide suivi d'une application d'une charge de 3N.m à partir de 0.1 (s).....	50
Figure II.19	Évolution de la vitesse de rotation et le couple électromagnétique d'une MSR/V au démarrage à vide suivi d'une inversion de sens de rotation de 100 à -100 (rd/s) à partir de 0.1 (s).....	50
Figure II.20	Résultats de simulation de la DTC appliquée au MSR/V au démarrage à vide suivi avec un changement de la vitesse de rotation de 100 à 200 (rd/s) et du flux de référence de 0.43 à 0.34 (Wb) à partir de 0.1 (s).....	51

Chapitre III Compensation et optimisation génétique des estimateurs de la variation de la résistance statorique d'un MSRVR

Figure III.01 Évolution du couple électromagnétique et du flux statorique au démarrage à vide suivi d'une application d'une charge de 3 (Nm) à partir de 0.1 (s)	54
Figure III.02 Évolution des flux statoriques (estimé et réel) et le couples électromagnétiques (estimé et réel) lors d'une variation de la résistance statorique à basse vitesse	55
Figure III.03 Évolution des flux statoriques (estimé et réel) et les couples électromagnétiques (estimé et réel) lors d'une variation de la résistance statorique à basse vitesse	56
Figure III.04 Schéma bloc d'un PI flou utilisé pour l'estimation de Δr_s	57
Figure III.05 Fonctions d'appartenance des entrées du régulateur flou	58
Figure III.06 Fonctions d'appartenance de la sortie du régulateur flou	58
Figure III.07 Évolution de flux statorique (estimé et réel), le couple électromagnétique (estimé et réel), et flux statorique (estimé et réel) dans le plan () lors d'une variation de la résistance statorique avec compensation PI flou	60
Figure III.08 Estimateur PI conventionnel de la résistance statorique	61
Figure III.09 Évolution de flux statorique (estimé et réel), et le couple électromagnétique (estimé et réel) lors d'une variation de la résistance statorique avec compensation PI	62
Figure III.10 Principe d'optimisation d'un régulateur PI par algorithme génétique-gradient ou simplex.	63
Figure III.11 Résultats de simulation de la MSRVR munie d'un réglage de résistance statorique par un PI	65
Figure III.12 Principe d'optimisation d'un PI flou par algorithme génétique-gradient ou simplex.	66
Figure III.13 Résultats de simulation de la MSRVR munie d'un estimateur de résistance statorique par un PI flou.	67

Chapitre IV Stratégies d'amélioration des fluctuations du couple électromagnétique d'un MSRVR commandé Par DTC

Figure IV.01 Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_{i=1...6}$ décalés de 30°	70
Figure IV.02 Résultats de simulation d'une commande par DTC à secteurs décalés de 30° d'un MSRVR.	72
Figure IV.03 Partition du plan (a,β) en douze secteurs angulaires $S_{i=1...12}$	72
Figure IV.04 Applications possibles des vecteurs de tension dans les deux secteurs 1 et 12	73
Figure IV.05 Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le couple dans le cas de la table de 12 secteurs.	74
Figure IV.06 Résultats de simulation d'une commande par DTC avec une table à douze secteurs d'un MSRVR.	75
Figure IV.07 Onduleur à trois niveaux de type NPC.	77
Figure IV.08 Vecteurs des tensions et états des interrupteurs d'un onduleur à trois niveaux.	77
Figure IV.09 Comparateur à hystérésis	78
Figure IV.10 Résultats de simulation d'une commande par DTC dans le cas d'une alimentation par un onduleur de type NPC à 3 niveaux.	79
Figure IV.11 Séquence d'application des vecteurs sur une période T_e	80
Figure IV.12 Schéma structurel d'une commande par DTC-SVM d'une MSRVR.	82
Figure IV.13 Résultats de simulation d'une commande par DTC-SVM.	83
Figure IV.14 Adaptation floue de la bande des comparateurs à hystérésis du couple et du flux.	84
Figure IV.15 Fuzzification des variables linguistiques floues des estimateurs de b_{ce} , b_s	85
Figure IV.16 Résultats de simulation d'une commande par DTC d'un MSAP dotée de régulateurs flous des bandes d'hystérésis.	86

Chapitre V Commande sans capteur de vitesse d'une MSRVR

Figure V.01 Commande sans capteur de vitesse par DTC / DTC-SVM d'un MSRVR munie d'un Filtre de kalman	96
Figure V.02 Résultat de simulation d'un MSRVR commandé par la DTC sans capteur de vitesse et dotée d'un Filtre de Kalman.	97
Figure VI.03 Résultat de simulation d'un MSRVR commandé par la DTC-SVM sans capteur de vitesse et dotée d'un Filtre de Kalman.	98
Figure V.04 Résultats de simulation d'un MSRVR commandé par DTC sans capteur de vitesse et muni d'un observateur Filtre de Kalman lors d'insertion des bruits de mesure.	99
Figure V.05 Schéma bloc d'une commande sans capteur de vitesse par DTC d'un MSRVR alimenté par un onduleur à 2 niveaux dotée d'un OMG.	103
Figure V.06 Résultats de simulation de la commande du MSRVR par la DTC sans capteur de vitesse et dotée d'un OMG	104
Figure V.07 Résultats de simulation de la commande du MSRVR par la DTC-SVM sans capteur de vitesse dotée d'un OMG.	105

Chapitre II Modélisation et commande de la MSR_V par la DTC conventionnelle

Tableau II.1 Table de vérité d'un onduleur triphasé.....	38
Tableau II.2 Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC	44
Tableau II.3 Table classique de localisation des états de l'onduleur.....	45
Tableau II.4 Table de vérité sans séquences nulles.....	46

Chapitre III Compensation et optimisation génétique des estimateurs de la variation de la résistance statorique d'un MSR_V

Tableau III.1 Matrice d'inférence du régulateur flou	59
------------------------------------------------------------	----

Chapitre IV Stratégies d'amélioration des fluctuations du couple électromagnétique d'un MSR_V commandé Par DTC

Tableau IV.1 Comparaison entre la DTC simple et celle à secteurs décalés de 30°	70
Tableau IV.2 Table de vérité de la DTC à secteurs décalés de 30°	71
Tableau IV.3 Table de sélection des vecteurs tensions dans les deux secteurs 1 et 12	73
Tableau IV.4 Table de vérité de la DTC, en utilisant douze secteurs	74
Tableau IV.5 Table de vérité de la DTC dans le cas d'un onduleur de type NPC à trois niveaux.....	78
Tableau IV.6 Règles d'inférence floue des deux régulateurs de $b_{c\theta}$, b_s	85

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les machines électriques équipent la majeure partie des systèmes d'entraînement à vitesse variable, qui sont aussi répandus dans l'industrie que dans les applications qui animent notre vie quotidienne.

Dans la plupart des applications, qu'ils soient à vitesse fixe ou à vitesse variable, ces entraînements électriques sont équipés soit de machines à courant continu, soit de machines à courant alternatif pouvant être asynchrone ou synchrone excitée (par des aimants permanents dans la plupart des cas). La machine à courant continu est restée longtemps l'actionneur le plus utilisé. Cette machine présente l'avantage d'être simple à commander, le couple étant directement proportionnel au courant d'induit. Néanmoins, elle présente des inconvénients liés à sa structure. La présence du système balais-collecteur nécessite un entretien régulier (usure du graphite), limite la vitesse de rotation, interdit son utilisation en atmosphère explosive. Cependant, son contrôle n'est pas une chose aisée, et outre son prix élevé.

Le développement des semi-conducteurs de puissance a permis de réaliser des onduleurs de tension ou de courant, ouvrant la voie de la vitesse variable aux machines à courant alternatifs (synchrone et asynchrone).

Le principe de conversion électromécanique d'énergie par variation de réluctance date de la fin du XIX^{ème} siècle. On rapporte même que les premiers moteurs réalisés sont de type à réluctance variable on l'appelait "moteur électromagnétique". Le *MSRV* est un moteur fondamentalement pas à pas et a eu beaucoup d'applications, notamment dans l'horlogerie. L'idée d'utiliser la configuration *MSRV* dans un mode continu (à la différence du mode pas à pas) avec commande par semi-conducteur de puissance a été introduite par *Nasar, French, Koch et Lawrenson* dans les années 1960.

Malgré la simplicité de sa fabrication et ses bonnes caractéristiques électromagnétiques, le moteur synchrone à réluctance variable était peu utilisé. La complexité de sa commande et l'ondulation élevée du couple qu'il développe constituait, son principal handicap.

Une étude comparative entre les différentes machines à courant alternatif de faible puissance a montré que cette machine *MSRV* présente un couple massique compris entre celui d'une machine asynchrone et celui d'une machine à aimants. Elle a l'avantage d'avoir une structure de rotor simple et robuste (aucun conducteur au rotor dans sa version sans cage). Elle est relativement bon marché comparé aux machines à aimants. On peut la faire fonctionner facilement pour monter en vitesse par affaiblissement de champ (fonctionnement

à puissance constante). De plus, la commande sans capteur de vitesse est plus simple à réaliser que celle d'une machine asynchrone, car elle possède une saillance naturelle. Ces différents avantages semblent lui donner des chances de développement pour l'avenir. Comme les autres machines à courant alternatif, la machine synchrone à réluctance variable présente également des inconvénients non négligeables. 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. Cette machine est très sensible à la saturation magnétique. En particulier, le couple moyen développé en dépend fortement.

Comme toutes les autres variantes de moteurs électriques, la commande de ce type de machine ne cesse d'évoluer car nombreuses sont les recherches axées dans ce sens. Dans certaines applications voire même la majorité, l'encombrement causé par les capteurs mécaniques pose problème. Toutefois la commande sans capteurs mécaniques de la *MSRV* fait l'objet de plusieurs sujets de recherche. Les techniques sont nombreuses et chaque méthode présente aussi bien des avantages que des inconvénients. Le choix d'une approche ou d'une autre dépend du cahier de charge imposé, du type d'application et de la particularité de la machine utilisée.

Notre travail consiste à développer un ensemble de techniques d'amélioration des performances de la *DTC* et la commande sans capteur de vitesse (appliquées à la *MSRV* par l'utilisation des méthodes d'observation intégrant des techniques de l'intelligence artificielle tels que les algorithmes génétiques et la logique floue.

Ce travail articule en cinq chapitres repartis en deux principales parties:

Le premier chapitre consacré à une étude bibliographique comprend l'état de l'art des techniques d'estimation destinées à la commande sans capteurs de vitesse avec généralité sur la *MSRV*.

Le deuxième chapitre présentera la modélisation de la machine synchrone à réluctance variable associée à son alimentation constituée principalement d'un onduleur de tension triphasé à *MLI* vectorielle, avec la mise en œuvre de la commande par la *DTC* conventionnelle appliquée au *MSRV*, et cela en présence et en absence d'une boucle de réglage de la vitesse.

Au troisième chapitre, on montrera l'effet et la compensation de la variation de la résistance statorique d'une *MSRV* sur la *DTC*. On présentera deux estimateurs de la résistance statorique (de type PI flou et PI conventionnel). Puis nous introduirons la technique des

algorithmes génétiques en présentant les principales étapes de cette méthode d'optimisation. Ensuite, nous appliquerons cette technique pour dimensionner optimalement les paramètres de ces deux régulateurs *PI classique* et *PI flou*. Les performances et les améliorations qu'apportent les deux estimateurs régulateurs optimisés par rapport à ceux non optimisés seront montrées à travers des résultats de simulation.

Dans le quatrième chapitre, nous allons étudier quelques variantes de la *DTC classique* telles que la *DTC décalée* de 30° , la *DTC à 12 secteurs* et la *DTC* basée sur la *MLI* vectorielle (*DTC-SVM*), pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple. Ces méthodes consistent à remplacer la table de commutation utilisée dans la *DTC* classique d'un *MSRV* pour conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de référence tout en minimisant leur taux d'ondulation. Ensuite, un onduleur de tension de type *NPC (Neutral Point Clamped)* à trois niveaux, sera utilisé pour minimiser les fluctuations du couple. A la fin de ce chapitre, nous présentons la commande directe du couple basée sur la modulation vectorielle (*DTC-SVM*)

Au dernier chapitre, nous aborderons deux techniques de commande sans capteur de vitesse en se basant sur deux types d'observateurs à savoir, le filtre de Kalman et l'observateur d'état d'ordre réduit à modes glissants, afin d'estimer l'état de la machine.

Et enfin, une conclusion générale du travail accompli sera présentée, pour résumer les principaux résultats obtenus et donner les perspectives envisagées.

Chapitre I

***ETAT DE L'ART DES TECHNIQUES
D'ESTIMATION DESTINEES A LA
COMMANDE SANS CAPTEUR DE
VITESSE ET GENERALITES SUR LA
MSRV***

I.1 INTRODUCTION

Plusieurs types de machines ont été inventés au début du 20^{ème} siècle, mais seulement quelques unes ont été introduites dans les applications industrielles. Vu l'état d'avancement dans les domaines de l'électronique de puissance, de l'informatique et de la commande, les caractéristiques des moteurs électriques étaient mal exploitées et le critère de choix était essentiellement la simplicité de commande. C'est ainsi que le moteur à courant continu était fortement utilisé dans les applications industrielles et domestiques, contrairement à d'autres comme le moteur synchrone, asynchrone et à réluctance variable [Amo96].

Les moteurs synchrones à reluctance variable étaient le centre de beaucoup de recherche pendant les dernières trois décennies. Une étude comparative 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. De plus, la commande sans capteur de vitesse est plus simple à réaliser que celle d'une machine asynchrone à cause de sa saillance inhérente [Amo96][Tai02].

Les capteurs mécaniques, qui font partie intégrante de l'ensemble alimentation – convertisseur – machine, possèdent de nombreux inconvénients. En effet, leur emploi génère une augmentation non négligeable du coût et parfois du volume du moteur. Pour des moteurs de petite taille, la présence d'un tel capteur au niveau de l'arbre peut rendre ce dernier quasi-inaccessible. De même, pour des moteurs à arbre creux, le couplage du capteur avec le rotor peut s'avérer délicat. L'installation de ces dispositifs de mesure nécessite un calage relatif au rotor. Cette opération s'avère laborieuse à reproduire en série, même si elle peut être réalisée par la commande numérique. Pour pallier les inconvénients mentionnés ci-dessus une méthode consiste à mettre en œuvre une détection indirecte de la position.

La commande sans capteur de position pose deux problèmes majeurs. Le premier concerne la localisation de la position initiale du rotor. La connaissance de la position initiale est nécessaire à la fois pour démarrer le moteur avec le couple maximum et pour éviter une rotation du moteur dans le sens inverse. Le second problème consiste à assurer l'autopilotage malgré les variations paramétriques et des différentes perturbations agissant sur l'axe du moteur [Dar07][Ame10].

Dans ce chapitre, nous présenterons un état de l'art sur quelques stratégies et structures de commande d'un *MSRV* qui doit être robuste aux variations paramétriques et aux différentes perturbations. Ensuite, nous consacrerons notre étude à la stratégie de commande directe du couple et la structure de commande permettant de supprimer le capteur de vitesse. La seconde

partie de ce chapitre est alors dédiée à des généralités sur la machine synchrone à réluctance variable. Retour

PARTIE I : ETAT DE L'ART SUR LES TECHNIQUES D'ESTIMATIONS ET D'OPTIMISATION DESTINEE A LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE DE LA MSRV

I.2 DIFFERENTS TECHNIQUES UTILISEES POUR LA COMMANDE D'UNE MSRV

La commande des machines électriques a fait l'objet de plusieurs recherches et travaux pendant longtemps, afin de profiter et exploiter leurs meilleures performances. Des techniques de commande différentes ont été développées, pour commander le *MSRV*.

Les commandes principales et ses dérivées représentent le même type, donc on s'intéresse aux techniques les plus connues qui font l'objet de nombreuses publications.

I.2.1 Commande vectorielle

La commande vectorielle des machines à courants alternatifs est maintenant bien connue. De nombreux industriels commercialisent des variateurs de vitesse pour les machines synchrones et asynchrones utilisant ce mode de contrôle. Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q). Habituellement, 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. Avec ce type de commande, on obtient des systèmes d'entraînements performants, capables d'imposer le couple nominal de l'arrêt à la vitesse nominale.

Plusieurs travaux ont été publiés sur la commande vectorielle des machines synchrones à réluctance variable [Tai02][Lub03][Nov91][Jov93]. Des études théoriques ont été menées dernièrement pour mettre en évidence les effets de la saturation magnétique sur la commande. Il est par contre très difficile de trouver des résultats expérimentaux sur ce sujet. Le schéma bloc de la commande vectorielle est donné sur la (Figure 1.1).

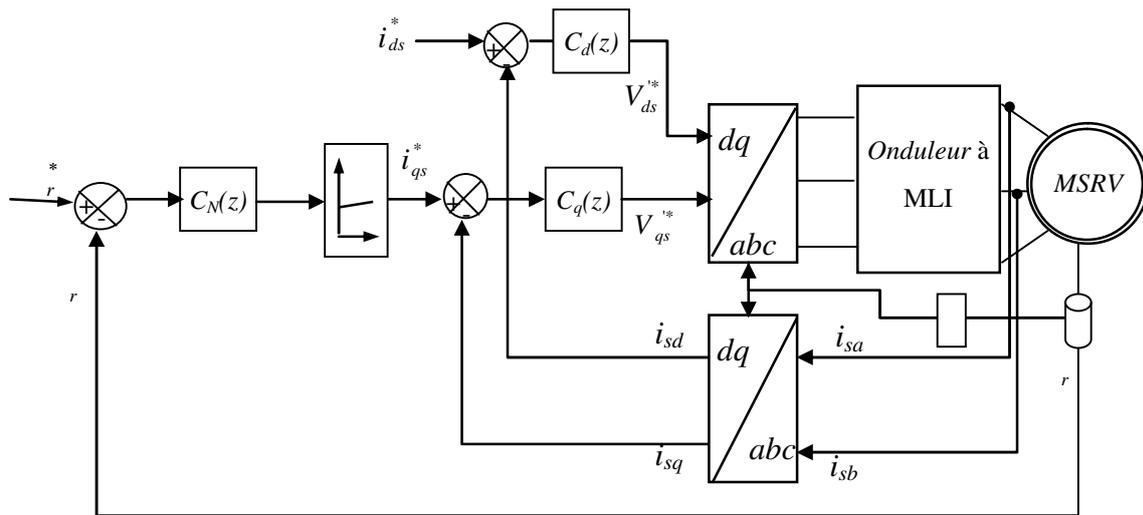


Figure I.1 Schéma bloc de la commande vectorielle

Les principaux constituants de ce schéma sont les boucles de régulation des courants i_{sd} et i_{sq} et la boucle de régulation de vitesse. On trouve également sur ce schéma, les transformations de Park directe (abc/dq) et inverse (dq/abc) permettant de changer de repère à partir de la mesure de la position du rotor. La limitation sur la référence du courant i_{sq} assure la protection en courant de la machine. En contrôle vectoriel classique, le courant i_{sdref} est fixé à une valeur constante correspondante au niveau nominal du flux dans la machine. On choisit ensuite le type de commande suivant l'application désirée (couple ou vitesse). Si on travaille en régulation de vitesse, c'est la sortie du correcteur de vitesse qui impose la consigne du courant i_{sq} .

I.2.2 Commande directe de couple du MSR/V

Les méthodes de contrôle direct de couple des machines électriques sont apparues la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsions et sur un découplage de flux et du couple moteur par orientation de champ magnétique. Cette loi de contrôle présente des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse, vis à vis des écarts des paramètres du moteur. Elle semble notamment bien adaptée aux applications de traction des véhicules électriques [Ame12][Ser09].

La commande par DTC d'un moteur synchrone à réluctance variable est basée sur la détermination directe de la séquence de commandes appliquées aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Cette stratégie est basée généralement sur l'utilisation des comparateurs à hystérésis dont le rôle est de contrôler les amplitudes du flux statorique et du couple électromagnétique.

La commande par *DTC* appliquée au *MSRV*, peut être schématisée par la figure 1.2. [Ser09][Bol00][Son09][Guo06].

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à de larges plages de fonctionnement couple/vitesse, et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement stable inférieure à 1 tour/heure (1/3600 Hz), ceci avec une bande passante en couple [Ser09].

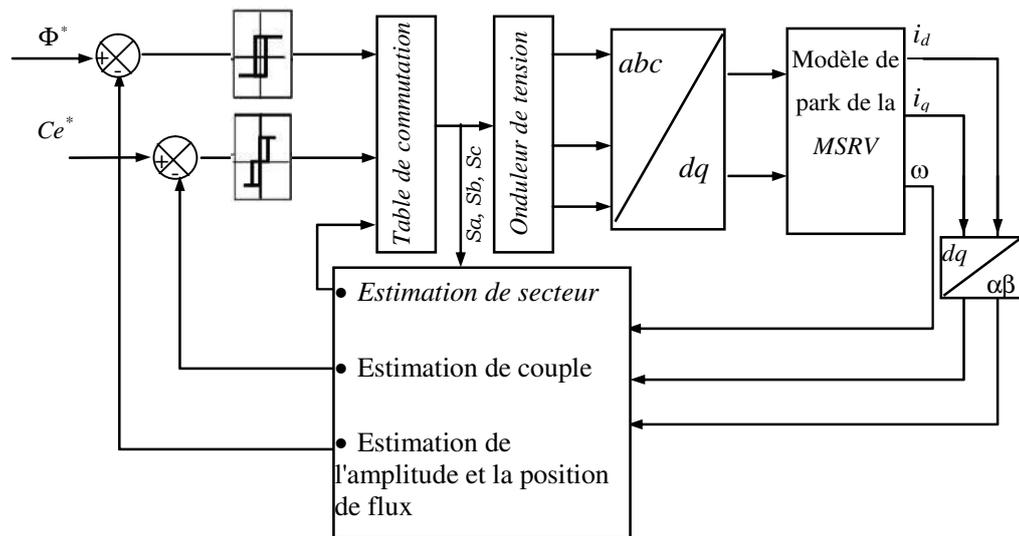


Figure 1.2 Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSRV.

1.2.2.1 Techniques d'amélioration de la DTC

De nouvelles stratégies de contrôle direct sont apparues et classées à la deuxième génération de la *DTC*. Elles sont aussi basées sur le même principe de régulation instantanée du couple et du flux statorique et la détermination directe des signaux de commande de l'onduleur formant ainsi l'état de l'art de la *DTC* appliquée à la machine asynchrone et synchrone [Ame10][Tou08]. Cependant, au contraire des lois classiques, les lois de contrôle direct de la deuxième génération exigent une implémentation numérique sur une plate-forme de commande hautes performances comportant, entre autres, des microprocesseurs ou microcontrôleurs numériques. Généralement, leur algorithme de commande prévoit l'utilisation d'un modèle approximatif de la machine, valable pendant des temps courts, et qui contribue à la fois au choix optimisé des vecteurs tensions et au calcul des temps de leur application dans la période d'échantillonnage. Les régulateurs à hystérésis sont souvent entièrement écartés et remplacés par des régulateurs flous (voir la référence [Wan08]), mais le problème des ondulations de couple et de flux n'est pas complètement résolu.

Un moyen efficace pour réduire l'ondulation de couple sans utiliser une fréquence d'échantillonnage élevée est de calculer un vecteur de référence de tension correspondante qui

peut produire le couple désiré et la valeur de flux, puis l'appliquer à l'onduleur à modulation de vecteur d'état (SVM) [Bel10][Ben12]. Cette approche est connue dans la littérature comme 'DTC-SVM'. Cette méthode de contrôle fournit une réponse rapide avec des petites ondulations du couple mais l'utilisation des régulateurs PI conventionnels ne permet pas un contrôle performant et satisfaisant en présence des variations de paramètres et des perturbations de la charge (voir figure I.3).

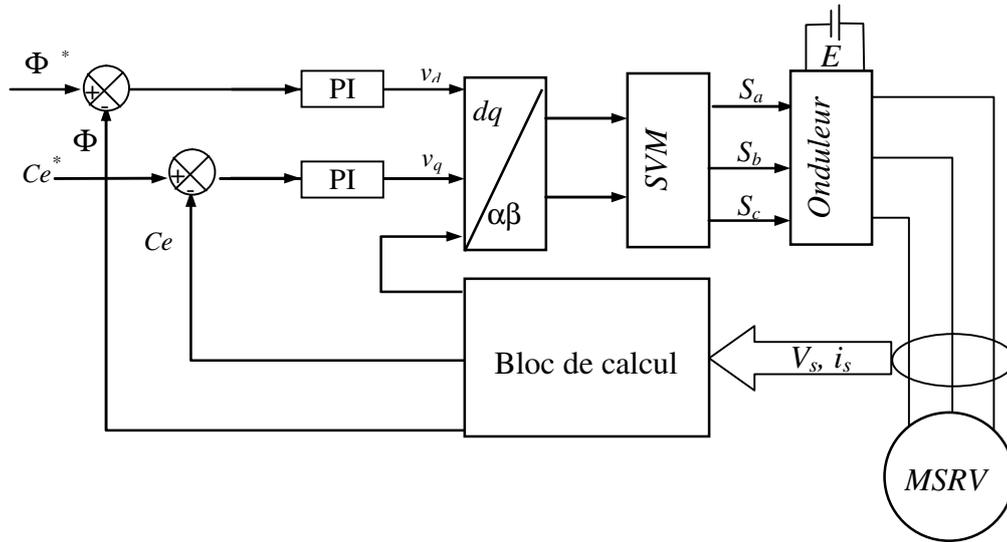


Figure I.3 DTC avec SVM basée sur des régulateurs PI

Dans [Las00], une commande modifiée, qui utilise la DTC-SVM, a été appliquée au moteur asynchrone avec une fréquence de commutation fixe tout en assurant une réduction des 'ripples' de couple et de flux. Ce système nécessite deux contrôleurs de type proportionnel intégral (PI) bien réglés en même temps pour avoir une performance meilleure.

Dans [Paj09], a été introduite dans la DTC d'une MSR une SVM sans capteur de vitesse et le système de contrôle a été analysé dans [Ben12].

D'autres chercheurs ont utilisé les onduleurs multiniveaux [Mar02], ainsi la résolution des vecteurs de tension peut être améliorée et par conséquent, les fluctuations des allures de couple électromagnétique et de flux sont réduites.

Dans [Cir03], il a été récemment proposé un nouvel algorithme de la DTC, dédié au moteur à induction triphasé qui utilise un onduleur à trois niveaux montrant les mêmes performances dynamiques obtenus avec un onduleur à deux niveaux avec moins d'ondulations de couple et de flux ainsi qu'une faible teneur en harmoniques dans le courant du stator.

A l'issue de cette synthèse, notre étude sera consacrée à surmonter les inconvénients de la DTC liés à la variation de la résistance statorique, aux fluctuations de couple et à la fréquence de commutation.

I.3 TECHNIQUES DE COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE DU MSRV

Comme nous le savons, la machine synchrone ne peut fonctionner en boucle ouverte, car pour injecter des courants de forme appropriée il faut connaître la position du rotor : *La machine doit être autopilotée.*

Pour cet autopilotage permettant la commande de la MSRV, la méthode la plus classique pour réaliser cette tâche est d'utiliser des capteurs, soient optiques, c'est le cas de l'encodeur incrémental par exemple, ou électromagnétiques à l'instar du resolver. Ces deux familles de capteurs donnent des résultats très satisfaisants mais néanmoins, elles présentent de nombreux inconvénients qui suscitent la recherche et le développement de nouvelles techniques de commande sans capteur [ser09].

Les capteurs mécaniques, qui font partie intégrante de l'ensemble alimentation – convertisseur – machine, possèdent de nombreux inconvénients. En effet, leur emploi génère une augmentation non négligeable du coût et parfois du volume du moteur. Pour des moteurs de petite taille, la présence d'un tel capteur au niveau de l'arbre peut rendre ce dernier quasi-inaccessible. De même, pour des moteurs à arbre creux, le couplage du capteur avec le rotor peut s'avérer délicat. L'installation de ces dispositifs de mesure nécessite un calage relatif du rotor. Cette opération s'avère laborieuse à reproduire en série, même si elle peut être réalisée par la commande numérique. Pour pallier les inconvénients mentionnés ci-dessus une méthode consiste à mettre en oeuvre une détection indirecte de la position. La commande sans capteur de position pose deux problèmes majeurs [Ame10][Dar07][Kuc07]. Le premier concerne la localisation de la position initiale du rotor qui est nécessaire à la fois pour démarrer le moteur avec un couple maximum et pour éviter une rotation du moteur dans le sens inverse. Le second problème consiste à assurer l'autopilotage malgré les variations paramétriques et les différentes perturbations agissant sur l'axe du moteur.

Dans le cadre de nos travaux de recherche, nous avons étudié une structure de commande permettant de supprimer le capteur de position tout en garantissant une robustesse face aux variations paramétriques et aux différentes perturbations.

I.3.1 Principe d'un observateur

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles à partir des mesures accessibles et mesurables du système. Donc, l'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer par une méthode directe [Dar07][Kuc07][Ame12].

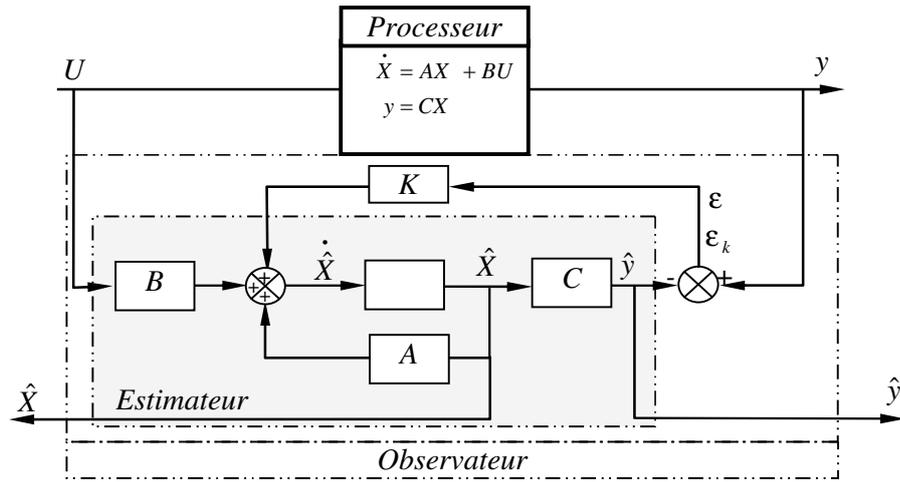


Figure I.4 Schéma de Principe d'un observateur

I.3.2 Techniques basées sur les observateurs

De nombreuses méthodes de commande des processus utilisent le principe du retour d'état (commande optimale, découplage, placement de pôles, ...). Comme dans la plupart des cas, les seules grandeurs accessibles du système sont les variables d'entrée et de sortie, il est nécessaire, à partir de ces informations, de reconstruire l'état du modèle choisi pour élaborer la commande [Dar07].

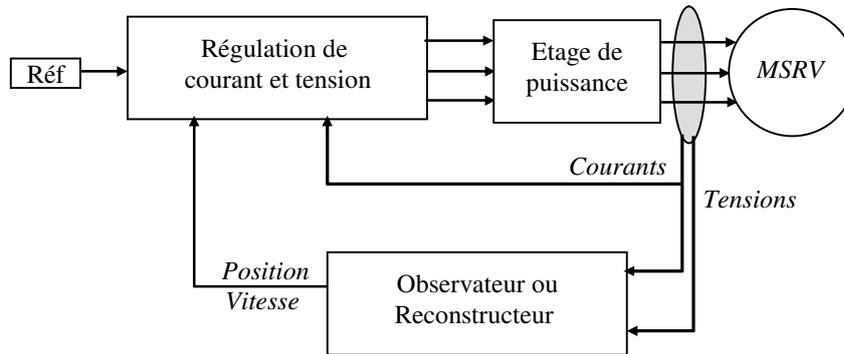


Figure I.5 Schéma synoptique de la commande avec observateur

Un reconstituteur d'état ou estimateur est un système (voir figure 1.5) ayant comme entrées les entrées et les sorties du processus réel et dont la sortie est une estimation de l'état de ce processus.

Sous l'hypothèse de linéarité du modèle du processus, la structure de base de l'estimateur est toujours la même, mais sa réalisation dépendra du contexte choisi : continu ou discret, déterministe ou stochastique. Dans le cas où ce modèle est un modèle déterministe, le reconstituteur d'état sera appelé observateur. Dans le cas de systèmes bruités, où interviennent des phénomènes aléatoires, on parle de filtre ou filtre de Kalman. La théorie des observateurs a été développée initialement par Luenberger aux années 1964[Lue95]. Un observateur standard

est un système qui a comme entrées les signaux d'entrée et de sortie d'un processus et produit à sa sortie le vecteur d'état du système. On élimine l'erreur d'estimation grâce à une loi de commande bien appropriée [Dar07][Gre99]. En ce qui concerne les actionneurs électriques, le vecteur d'état est généralement constitué des courants et des tensions, en plus de la position et de la vitesse du rotor. Vu la non linéarité de l'équation d'état, l'observateur résultant est non linéaire. Il existe deux approches concernant la théorie des observateurs :

- Les observateurs déterministes
- Les observateurs optimisant un critère stochastique

Pour les observateurs déterministes on cite :

1.3.2.1 Observateur déterministe de Luenberger

L'observateur de *Luenberger* est le plus connu dans la classe de type déterministe [Dar07][Gre99]. A partir des mesures des entrées et sorties, nous pouvons reconstruire l'état du système linéaire observable. Il est utilisé dans la commande par retour d'état lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesurée. Dans sa version étendue, il permet d'estimer les paramètres variables ou inconnus d'un système. Dans [Bat05], un observateur déterministe de flux de type *Luenberger* à été utilisé pour reconstruire la position du rotor. L'estimateur proposé présente beaucoup d'avantages notamment le fait qu'il ne dépend pas du tout de la position initiale du rotor et en plus il fonctionne aussi bien à vitesse avoisinant le zéro qu'à très haute vitesse. L'implantation de cette technique est présentée dans [Dar07] où les résultats expérimentaux ont été présentés et commentés.

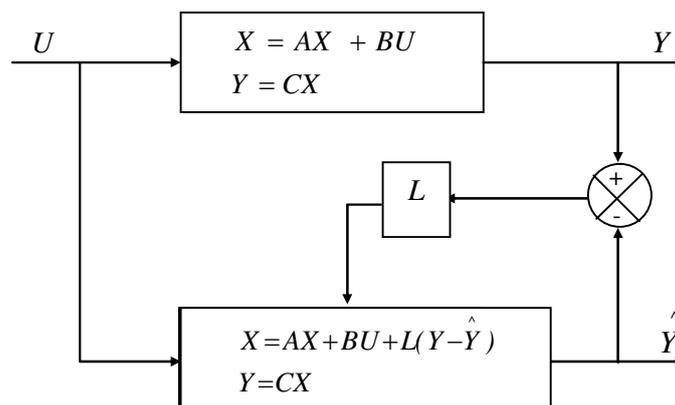


Figure 1.6 Structure d'Observateur de type Luenberger

1.3.2.2 Observateur à ordre réduit

Dans le cas où seulement quelques unes des variables d'états seraient intéressantes, on pratique un couplage par transformation linéaire, des sorties de l'observateur avec le vecteur d'état du système. L'observateur résultant est d'ordre inférieur au premier, il a l'avantage

d'alléger le temps de calcul [Sol96]. Dans [Tat00][Dar07], les observateurs à ordre réduit présentés estiment la *f.e.m* de la machine pour déduire la position et la vitesse du rotor. Une variante de cette technique est l'observateur à perturbation. Il est basé sur l'hypothèse d'un vecteur d'état quasi statique ; hypothèse justifiable chaque fois qu'on a une fréquence d'échantillonnage et un temps de calcul rapides. Les variations légères des variables d'états sont dites des perturbations et elles se manifestent par des petites fluctuations de la position du rotor.

De nouvelles techniques basées sur les observateurs de flux rotorique à ordre réduit sont présentés dans [Bat05]. Ces observateurs publiés dans [Bat05] sont insensibles aux variations des paramètres mécaniques et sont aussi robustes dans la mesure où la position initiale inconnue du rotor ne pose pas problème contrairement à nombreuses méthodes antérieurement proposées.

1.3.2.3 Observateur à mode glissant

L'idée de l'observateur par mode de glissement consiste à utiliser des fonctions de commutation variables de manière à ce que l'erreur d'estimation converge vers zéro dans une surface plane glissante de l'espace d'état [Fur92]. Le principe de l'observateur en mode glissant consiste à contraindre les dynamiques d'un système d'ordre n à converger vers une variété de dimension $(n-p)$ dite surface de glissement (p étant la dimension du vecteur de mesure). L'attractivité de cette surface est assurée par des conditions appelées "conditions de glissement". Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement et y évolue suivant une dynamique d'ordre $(n-p)$.

En conclusion, l'observateur en mode glissant consiste à attirer la trajectoire des erreurs d'observation vers une surface correspondant à une erreur d'estimation de sortie nulle. Sur cette surface, les dynamiques sont stabilisées de manière à annuler l'erreur d'estimation.

En ce qui concerne les observateurs optimisant un contexte stochastique, l'estimation est optimale lorsque les propriétés stochastiques des bruits sont suffisamment connues. On cite *l'estimateur standard de Kalman* et *le filtre de Kalman étendu* [Dar07][Gre99].

1.3.2.4 Estimateur Standard de Kalman

Ce type d'observateur donne une estimation optimale (au sens d'un critère statistique) de l'état du système perturbé par des bruits dont les propriétés stochastiques sont connues. Il est souvent mis en œuvre pour donner une estimation du flux, de la vitesse ou des paramètres rotoriques utilisés pour la synthèse des commandes vectorielles. Dans [Bol86], ce type de reconstruteur est utilisé pour la commande sans capteur des machines synchrones à réluctance variable.

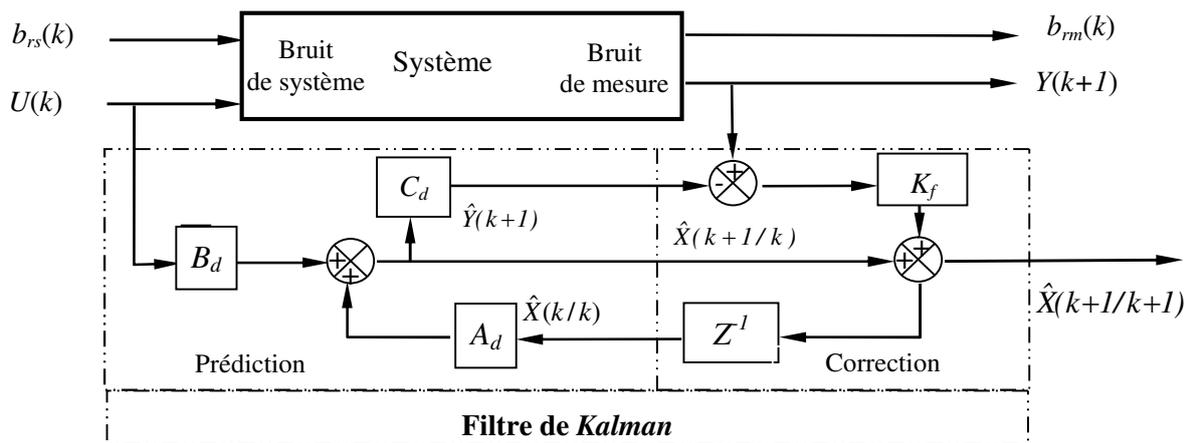


Figure. 1.7 Schéma de principe du filtre de Kalman.

I.4 ASPECTS DE NOTRE CONTRIBUTION

A partir de cette synthèse bibliographique concernant les techniques de commande sans capteur de vitesse, les travaux de cette thèse se sont directement orientés vers une synthèse de la majorité de ces mêmes techniques avec le même cahier de charge :

- Remplacer les comparateurs à hystérésis par des contrôleurs intelligents ;
- Améliorer la *DTC* en utilisant les onduleurs multi-niveaux ;
- Optimisation du dilemme (fluctuations de couple électromagnétiques réduites-fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur ouverte) par l'utilisation de la *SVM*;
- Utiliser une approche sans capteur de vitesse associée avec un observateur à modes de glissement et un *Filtre de Kalman*.

Par ailleurs, la robustesse de ces méthodes dites Sensorless sera discutée dans des conditions sévères de la variation paramétrique (la résistance statorique en particulier).

PARTIE II : GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHRONE A RELUCTANCE VARIABLE

Durant les deux dernières décennies, la *MSRV* a fait l'objet d'un regain d'intérêt notoire [Ham09]. En effet, cette machine présente un certain nombre d'avantages faisant d'elle une alternative viable pour les entraînements électriques et les servomécanismes. Ces avantages sont, d'une part sa robustesse car elle ne contient pas de conducteurs au rotor dans sa version sans cage, sa simplicité de construction dans sa version à pans coupés et, en conséquence, son faible coût de réalisation et de maintenance. D'autre part, la structure lisse de son stator, qui est identique à celle d'une machine asynchrone, permet ainsi une réalisation en masse. Toutefois, cette machine présente un faible facteur de puissance ($\cos \phi = 0,6$) [Ham09].

Comme la machine tourne au synchronisme avec son alimentation et comme elle fonctionne par variation de réluctance, nous avons choisi l'appellation « *machine synchro-réductante* » (*Synchronous Reluctance Motor*). La machine synchrone à réluctance variable convient donc aux applications à 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 [Law80].

I.4 DIFFERENTES STRUCTURES DES MACHINES SYNCHRONE A RELUCTANCE VARIABLE

Vu la grande variété de structures de machines synchrones à reluctance variable (*MSRV*) existantes, nous allons en faire l'inventaire grâce à la recherche bibliographique effectuée

I.4.1 Machines à simple denture ou à stator lisse

I.4.1.1 Machines non excitées

Dans ces structures, le stator est identique à celui d'une « machine alternative » classique. Le champ magnétique est produit par le seul bobinage d'induit logé au stator (voir Figure 1.8). Le rotor tourne à la vitesse du champ, en offrant, à tout instant, une réluctance d'entrefer minimale au passage des lignes de champ.

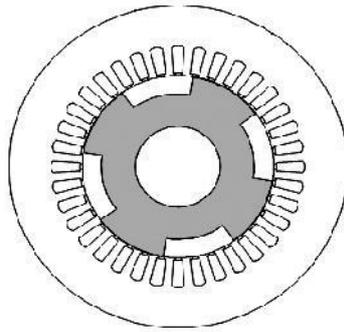


Figure 1.8 MSR à stator lisse non excitée

Dans la famille des machines à réluctance variable [Bou09], la MSR est une variante qui se distingue par son stator lisse. Ce dernier est typiquement le même que celui d'une machine à induction (voir Figure 1.8) : bobinage triphasé équilibré à p paires de pôles, distribué afin de créer une force magnétomotrice tournante la plus sinusoïdale possible. Le rotor est anisotrope créant la variation de réluctance responsable de la conversion électromécanique.

Aussi, le rotor peut être avec ou sans cage d'écureuil, il en est muni pour des applications à vitesse constante avec démarrage direct sur le réseau.

Le principe de conversion électromécanique d'énergie dans la MSR repose sur l'anisotropie de son circuit magnétique. La variation de réluctance engendrée par cette anisotropie fait que le rotor suit continuellement le champ tournant en régime permanent.

1.4.1.2. Machines excitées

En plus du circuit induit réalisé par un bobinage polyphasé au stator, ces machines sont dotées d'un circuit d'excitation, alimenté en continu ou en alternatif et situé au rotor ou au stator.

a) Excitation au rotor : Le meilleur exemple d'une MSR à stator lisse à plusieurs actions est celui de la machine synchrone à pôles saillants. $N=2p=2p'$, c'est une structure qui peut être assimilée à une MSR à 3 actions. Excitée en continu au rotor, elle allie un fonctionnement basé sur l'interaction entre champs induit et inducteur à celui dû à la modulation du champ résultant par la denture rotorique. Ce dernier est appelé classiquement couple réluctant. La figure 1.9 présente une machine synchrone à pôles saillants [Tai02][Sta93].

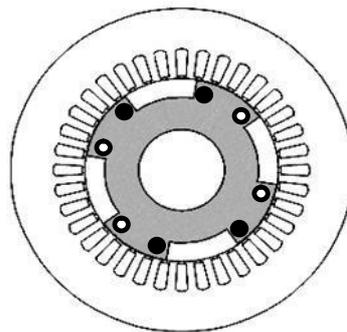


Figure 1.9 Structure à pôles saillants excitée

b) Excitation au stator : A priori, il est possible de concevoir une multitude de structures à stator lisse excitées en continu ou en alternatif au stator. L'avantage d'une excitation statorique réside dans l'absence de tout contact mécanique pour l'alimentation de l'inducteur (voir Figure 1.10). Par ailleurs, de par l'alimentation alternative du circuit d'excitation, ce type de machines offre deux degrés de liberté supplémentaires, l'amplitude et la fréquence du courant d'excitation, qui peuvent être utilisés dans l'élaboration de la commande [Tai02]. Depuis quelques décennies, ces machines ont fait l'objet d'un grand nombre d'études concernant leur utilisation tant en moteur qu'en génératrice à vitesse variable [Bet93].

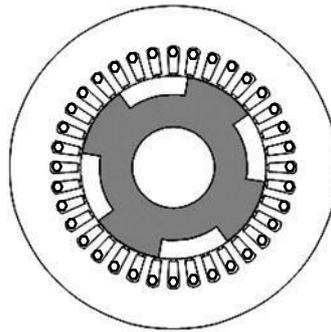


Figure 1.10 MSRV à stator lisse excitée au stator

I.4.2 Machines à double denture

I.4.2.1 Machines non excitées

Dans ces structures, la vitesse est fonction de la fréquence d'alimentation et inversement proportionnelle au nombre de dents rotoriques. Cela permet de réaliser des fonctionnements synchrones à basse vitesse sans une augmentation excessive de la polarité du bobinage, contrairement aux machines conventionnelles. Le couple électromagnétique généré par ces machines est, quant à lui, proportionnel au produit entre le nombre de dents du rotor et le coefficient de la perméance d'entrefer.

Ces machines ont fait l'objet des premières études consacrées aux MSRV à double saillance [Law80][Tai02]. Ces études ont permis de démontrer les conditions de fonctionnement de ces structures et de quantifier leurs performances en utilisant différentes approches analytiques. Il en ressort que ces machines présentent des fonctionnements synchrones mais avec l'inconvénient d'un facteur de puissance très faible (entre 0.1 et 0.3) [Ram06]. Ceci est alors préjudiciable au dimensionnement de l'alimentation.

Sur la figure 1.11 nous présentons une structure qui remplit les conditions d'une MSRV à simple action.

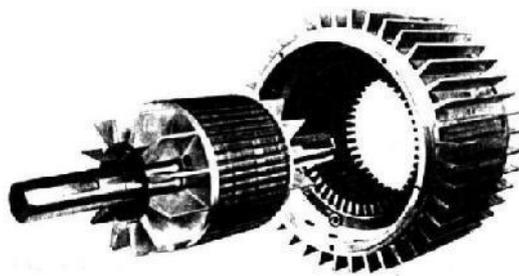


Figure 1.11 MSR à double denture non excitée [Fau79]

1.4.2.2 Machines excitées

Pour améliorer le facteur de puissance des MSR à double saillance, il est possible de les doter d'un circuit d'excitation [Tai02]. Suivant la nature de ce dernier, ainsi que son emplacement, les conditions de fonctionnement synchrone portent sur N_s , N_r , p et p' .

a) **Excitation au rotor** : Les études, concernant des structures excitées au rotor, ont essentiellement portées sur des configurations utilisant des aimants permanents. Cela élimine les possibilités de réglage qu'apporte une alimentation en courant, mais permet d'éviter l'utilisation d'un système bagues-balais. Sur la figure 1.12, nous montrons une MSR vernier à simple action, excitée par des aimants permanents rotoriques disposés en position tangentielle.

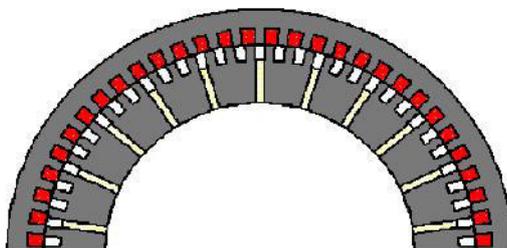


Figure 1.12 MSR Vernier excitée par des aimants permanents au rotor, disposition tangentielle des aimants [Hao98]

b) **Excitation au stator** : Dans le cas d'une excitation statorique, les avantages et inconvénients sont inversés par rapport au cas traité dans le paragraphe ci-dessus. En effet, il est plus intéressant d'utiliser une excitation en courant qui ne nécessite pas de système balais + bagues au lieu d'aimants permanents qui compliquent la fabrication de la machine tout en augmentant le prix de revient. Par ailleurs, comme spécifié précédemment, l'utilisation d'une excitation par un courant peut être intéressante pour la commande de la machine. Plusieurs structures de MSR à double denture excitées ont été conçues [Mai81]. Nous montrons, sur la (Figure 1.13) le cas d'une machine excitée par des aimants statoriques en position tangentielle [Mai81].

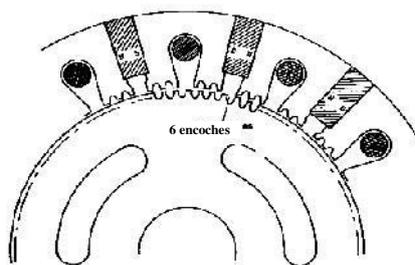


Figure I.13 MRV à excitation statorique

I.5 DIFFERENTS TYPES DE ROTOR

Nous venons de voir que pour optimiser les performances de la machine, il faut concevoir un rotor telle que la valeur de l'inductance L_d soit la plus grande possible et telle que la valeur du rapport L_d/L_q soit le plus grand possible. La valeur maximale théorique de L_d est celle obtenue avec un rotor cylindrique présentant un entrefer équivalent à celui de l'axe d (faible entrefer). On obtient alors pour L_d , la valeur de l'inductance synchrone d'une machine à pôles lisses. La valeur minimale théorique de L_q est celle obtenue lorsque l'on enlève le rotor. Elle correspond à peu près à l'inductance de fuite d'un enroulement statorique. Dans la pratique, on maximise L_d en facilitant le passage des lignes de champ suivant l'axe d en créant des chemins de faibles réluctances. Pour minimiser L_q , il faut placer suivant l'axe q des "barrières" de flux présentant une forte réluctance aux lignes de champ magnétique.

Nous avons représenté sur les figures (I.14 et I.15), les principales structures de rotor que l'on trouve actuellement pour les machines synchrones à réluctance variable.

Les rotors représentés sur la figure 1.4 sont tous constitués d'une cage de démarrage généralement en aluminium. Les machines équipées de ce type de rotor sont destinées à être alimentées soit par le réseau, soit par un onduleur fonctionnant à U/f constant (boucle ouverte). Nous avons représenté sur la figure 1.15, deux types de rotor plus sophistiqués ne disposant pas de cage.

Les machines équipées avec ce type de rotor sont destinées à être associées à un capteur de position pour être commandées. Nous allons donner quelques détails sur ces deux grandes familles de rotor. On rappelle que la structure du stator est identique à celui d'une machine asynchrone.

I.5.1 Structures de rotor à cage

Le rotor repéré par la lettre (a) sur la figure 1.14 est celui d'une machine asynchrone modifiée. Une partie des encoches rotoriques a été supprimée pour créer une saillance magnétique. Les rotors de ce type sont simples de construction. Il suffit d'éliminer les parties non voulues lors de l'encoche des tôles du rotor [Lub03]. On place ensuite la cage de

démarrage. Des machines ayant ce type de rotor sont vendues par la société suédoise *BEVI* dans une gamme de puissance allant de 400 W à 15 kW . Le rapport de saillance obtenu avec ce type de rotor est faible, de l'ordre de 2,5 [Lub03]. Par conséquent, les performances sont relativement médiocres ($\cos \phi = 0,56$ et $\eta = 70\%$ pour une machine de 5 kW) [Lub03].

Le rotor repéré par la lettre **(b)** est celui d'une machine synchrone à pôles saillants dans lequel on a supprimé les bobinages d'excitation. Ce type de machine a été étudié dans la référence [Has80]. En modifiant la valeur de l'angle d'ouverture des pôles du rotor, les auteurs ont réussi à obtenir un rapport de saillance maximal de 3,8.

Une structure de rotor différente est repérée par la lettre **(c)**. Ce rotor possède deux barrières de flux par pôle permettant d'augmenter la réluctance du circuit magnétique suivant l'axe q et d'améliorer le rapport de saillance. Ce type de rotor a été développé au début des années 1970 par *Fong* [Fon70] et *Honsinger* [Hon71]. Les essais effectués avec ce type de rotor ont montré que l'on pouvait obtenir un rapport de saillance de 5,3 lorsque la machine est alimentée sous tension nominale. On trouve dans [Fon70], une comparaison entre les performances obtenues avec ce type de rotor ($\cos \phi = 0,7$ et $\eta = 76\%$ au régime nominal) et celles obtenues avec une machine asynchrone de 3 kW munie du même stator ($\cos \phi = 0,87$ et $\eta = 78\%$ au régime nominal). On remarque, en comparant ces résultats, que les deux machines présentent un rendement sensiblement équivalent. Par contre, le facteur de puissance de la machine à réluctance est plus faible que celui de la machine asynchrone. Cette différence s'explique par la présence des barrières de flux qui provoquent une diminution de L_d par rapport à la valeur de l'inductance statorique de la machine asynchrone [Fon70].

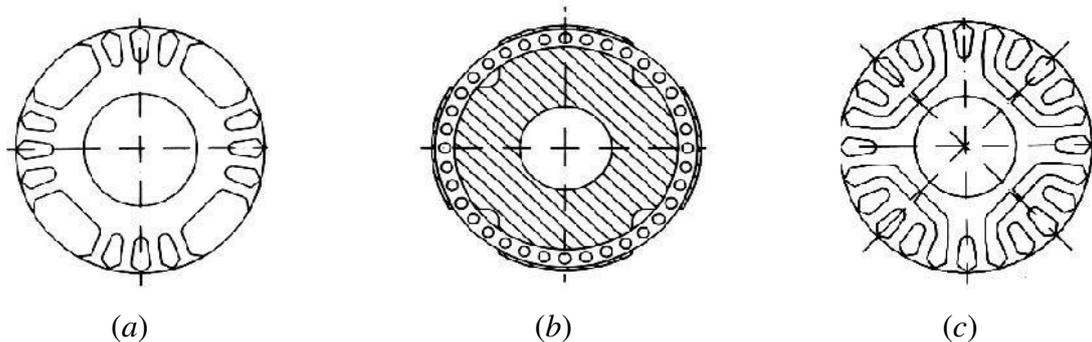


Figure 1.14 Structures de rotor à cage

Il existe d'autres structures de rotor qui n'ont pas été représentées ici. On pense en particulier au rotor massif à pans coupés destiné aux applications à grande vitesse. Ces machines peuvent démarrer directement sur le réseau grâce au courant induit dans la masse du rotor. La mesure des inductances, pour un rotor bipolaire ayant un angle d'ouverture optimisé de 60° , a donné un rapport L_d/L_q de l'ordre de 2,5 en régime non saturé [Tai02].

I.5.2 Structures de rotor sans cage

Deux types de structure de rotor sans cage ont été développés entre la fin des années soixante et le début des années soixante-dix du 20^{ème} siècle [Fon70]. Nous avons représenté ces deux types de rotor sur la (Figure 1.15). Le rotor repéré par la lettre (d) est composé d'un certain nombre de barrière de flux qui ont pour effet d'augmenter la réluctance du circuit magnétique suivant l'axe q (5 barrières de flux par pôle pour le rotor représenté). Le rotor est constitué d'un empilement de tôles magnétiques ayant la structure indiquée sur la figure (d) et placées perpendiculairement à l'axe de rotation. Les barrières de flux sont obtenues par perforation de la tôle de la même manière que les encoches d'une machine classique. Des études ont montré que l'on pouvait obtenir avec ce type de rotor, des rapports de saillance de l'ordre de 6 à 7.

Ces valeurs importantes permettent d'atteindre des performances proches de celles de la machine asynchrone [Fon93]. Une machine ayant un rotor de ce type a été commercialisée pour la première fois en 1999 par la société *ABB* pour des applications de type servomoteur de faible puissance ($P < 10 \text{ kW}$) [Lub03]. Les derniers développements apportés à la structure de ce rotor ont pour objectif de limiter les ondulations du couple électromagnétique.

Le rotor repéré par la lettre (e) a une structure très particulière. Il est constitué de 4 parties identiques. Chaque partie est constituée par un empilement de tôles magnétiques ayant la forme d'un U ou d'un V. Ces tôles sont empilées les unes sur les autres et sont parallèles à l'axe du rotor (contrairement aux machines classiques où les tôles sont perpendiculaires à l'axe du rotor). On trouve souvent dans la littérature le terme « axialement laminée » (axially laminated en anglais). Ces tôles sont séparées par une couche de matériaux non magnétique d'une certaine épaisseur. L'ensemble des tôles et des isolants est maintenu sur un corps non magnétique en forme de croix par l'intermédiaire de vis distribuées le long du rotor. Cette structure permet d'obtenir des rapports de saillance plus élevés que la structure précédente.

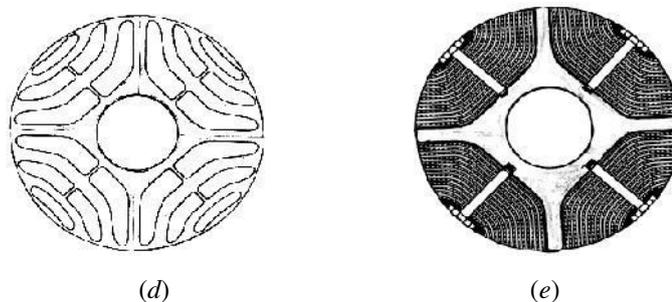


Figure 1.15 Structures de rotor sans cage

Des valeurs allant de 8 à 10 ont été obtenues pour des machines tétrapolaires [Lub03]. On trouve dans [Bo194], un rapport de saillance de 16 en régime saturé pour une machine bipolaire.

Ce rapport élevé permet d'obtenir un facteur de puissance de $\cos \phi = 0,91$ et un rendement de $\eta = 84\%$ pour une machine de $1,5 \text{ kW}$ [Lub03]. Ces valeurs sont meilleures que celles d'une machine asynchrone de même puissance. Malgré ses bonnes performances, ce type de rotor n'est pas encore commercialisé à cause de sa structure complexe qui occasionne un prix de fabrication élevé.

I.6 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MSR/V ELEMENTAIRE

Quel que soit le type de machine à réluctance variable étudié (cylindrique, linéaire, Vernier à grosses dents...), le principe de fonctionnement est toujours identique si les couplages magnétiques entre phases sont négligeables. Il peut être décrit à partir de l'étude d'une structure monophasée élémentaire, identique à celle représentée (Figures 1.16 et 1.17).

Il s'agit d'un circuit magnétique simple constitué de deux pièces ferromagnétiques, l'une fixe (stator) comportant un enroulement à N spires parcourues par un courant I et l'autre mobile (rotor) autour d'un axe fixe. Soit θ_m l'angle entre l'axe longitudinal de la pièce mobile et celui inter polaire de la pièce fixe [Rej10].

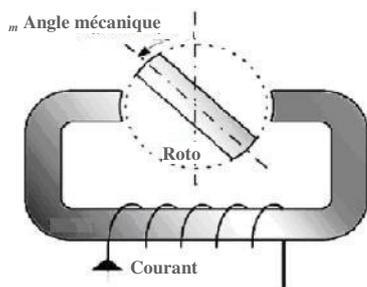


Figure 1.16 Machine à réluctance monophasée :
Structure élémentaire

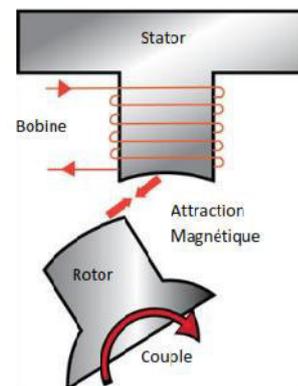
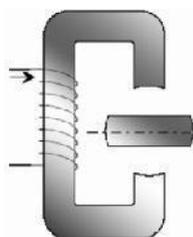
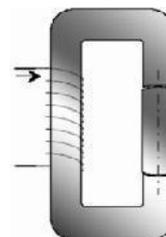


Figure 1.17 Machine à réluctance variable :
Attraction sur une phase

Le flux magnétique créé par les ampères-tours (Ni) oscille entre deux valeurs extrêmes correspondant aux deux positions (Figure 1.18):



a) Position d'**opposition** dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance maximale, ou une inductance minimale



b) Position de **conjonction** dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance minimale, ou une inductance maximale

Figure. 1.18 Positions extrêmes du rotor

- A partir de la position **d'opposition** ($m=0$), pour que la pièce ferromagnétique rotorique se mette à tourner, par le principe qui veut *qu'un circuit abandonné à lui-même dans un champ magnétique se déplace sous l'effet des forces de Laplace jusqu'à ce que le flux qui le traverse soit maximal* (voir figure 1.17a)
- On alimente l'électroaimant fixe jusqu'à la position de **conjonction** ($m=\pi/2$), selon la règle du *flux maximal* ou de la *réductance minimale*, et ainsi de suite ...

Sachant que l'expression du couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta_m} \quad (I.1)$$

L'alimentation de la machine avec une tension constante lors de la phase croissante ou décroissante d'inductance (voir figure 1.19) donne le régime de fonctionnement demandé [Rej10]:

- **Moteur** ($C_{em} > 0$) sur la phase croissante de l'inductance $\left(\frac{\partial L(\theta_m)}{\partial \theta_m} > 0 \right)$
- **Générateur** sur la phase décroissante de l'inductance $\left(\frac{\partial L(\theta_m)}{\partial \theta_m} < 0 \right)$

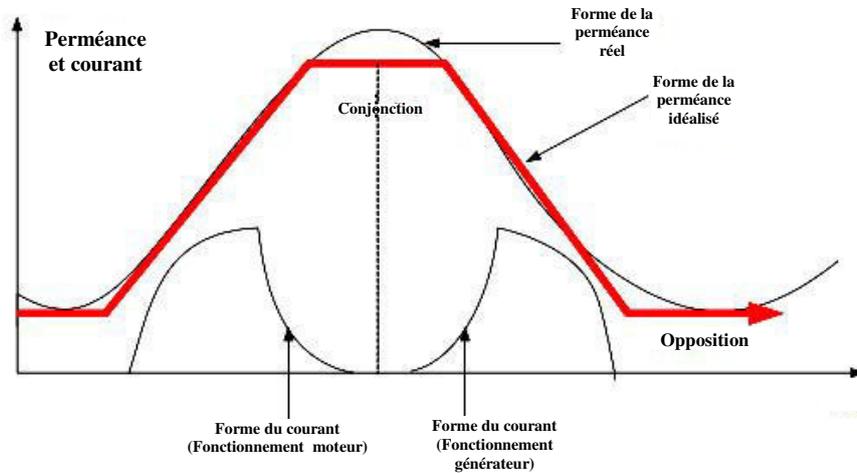


Figure 1.19 Caractéristiques de la MRV en fonction de la position

Il est possible d'alimenter la MSR/V par un courant sinusoïdal donné par :

$$I(\theta_m) = i_m \cos\left(\frac{N_r \theta_m}{2} + \theta_0\right) \quad (I.2)$$

En première approximation l'inductance est donnée par :

$$L(\theta_m) = L_0 + L_l \cos(N_r \theta_m) \quad (I.3)$$

La vitesse de rotation et la pulsation des courant statoriques s'expriment en fonction du nombre de dents au rotor par :

$$\Omega_r = \frac{2\omega_r}{N_r} \quad (I.4)$$

La figure I.20 montre les formes d'ondes de l'induction, du courant et du couple de la machine [Ser09].

Le couple mécanique est maximale pour 45° lorsque le courant est la dérivée de l'inductance sont maximum.

L'équation suivante du couple se déduit de (I.1) et (I.2) :

$$C_{em}(\theta_m) = \frac{N_r}{2} L_l i_m^2 \cos^2\left(\frac{N_r \theta_m}{2} + \theta_0\right) \sin(N_r \theta_m) \quad (I.5)$$

La valeur moyenne du couple vaut :

$$C_{em\text{moyen}} = \frac{N_r}{8} L_l i_m^2 \sin(2\theta_0) \quad (I.6)$$

Le couple moyen est maximisé pour $\theta_0 = \pm\pi/4$

$$|C_{em\text{moy}}| = \frac{N_r}{8} L_l i_m^2 \quad (I.7)$$

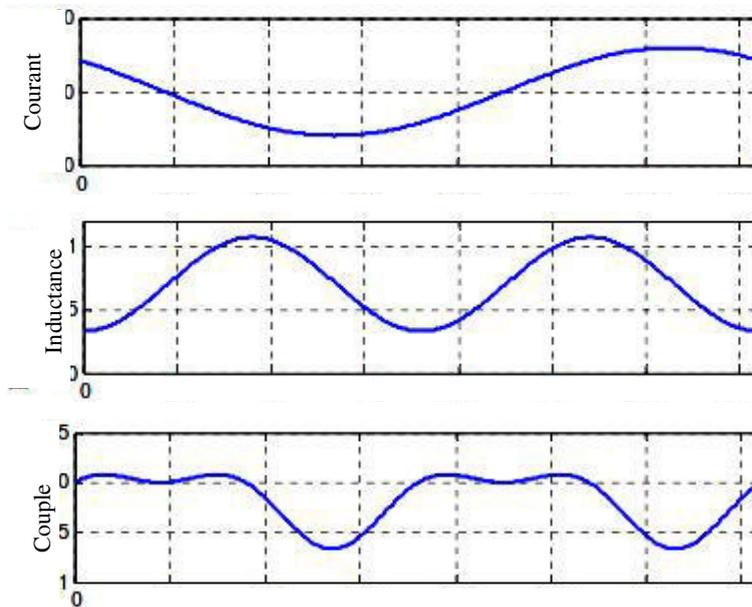


Figure.I.20 Courbes du :
 Courant, Inductance et Couple d'une la MRV alimentée par des courants sinusoïdaux.

L'ondulation de couple est nulle, si et seulement si l'inductance est pratiquement sinusoïdale.

Ce qui n'est pas aisé d'obtenir en pratique.

I.7 INFLUENCE DU PARAMETRE L_d/L_q SUR LES PERFORMANCES DE LA MACHINE

Une étude approfondie de l'influence du rapport L_d/L_q sur les performances de la machine synchrone à réluctance variable est donnée dans [Bet93] et [Lub03].

Sous l'hypothèse du premier harmonique d'espace, l'expression du couple électromagnétique dans le repère lié au rotor développée par ce type de machine en régime permanent est donnée par la relation (I.8).

$$C_{em} = p(L_d - L_q)i_{ds}i_{qs} \quad (I.8)$$

Où :

- p est le nombre de paires de pôles ;
- i_{ds} et i_{qs} sont respectivement les courants statoriques d'axes direct et en quadrature, exprimés dans le repère lié au rotor ;
- L_d et L_q sont respectivement les inductances statoriques d'axe direct et en quadrature.

Nous avons défini sur la (Figure 1.21), l'angle ϵ repérant la position du vecteur courant statorique i_s par rapport à l'axe d . En régime permanent, ce vecteur est fixe.

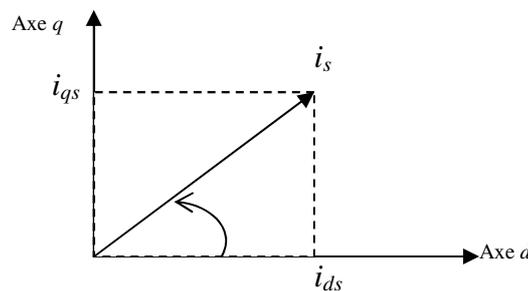


Figure I.21 Position du courant statorique dans le repère (dq)

La valeur du module du courant statorique est donnée par la relation suivante:

$$i_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (I.9)$$

Le couple électromagnétique peut s'exprimer en fonction de ϵ et du courant statorique i_s :

$$C_{em} = p(L_d - L_q)i_s^2 \sin(2\epsilon) \quad (I.10)$$

On montre à partir des deux relations précédentes que pour une valeur donnée du courant statorique, le couple est maximal lorsque $\epsilon = \pi/4$, ce qui correspond à imposer $i_{qs} = i_{ds}$. Ce mode de fonctionnement correspond à une stratégie de commande particulière. Nous reviendrons sur cette stratégie de commande dans le cinquième chapitre. En posant $\epsilon = \pi/4$ dans l'équation (I.10), nous obtenons l'équation (I.11). On voit apparaître dans cette équation, le rapport de saillance L_d/L_q [Lub03].

$$C_{em} = pL_d i_s \left(1 - \frac{1}{\left(\frac{L_d}{L_q} \right)} \right) \quad (I.11)$$

La machine synchrone à réluctance variable est une machine à courant alternatif, elle possède le même type d'enroulements statoriques qu'une machine asynchrone. Elle est donc destinée à être alimentée par des courants sinusoïdaux triphasés en régime permanent. On peut définir le facteur de puissance de la machine qui correspond au déphasage entre le fondamental du courant de ligne et la tension simple correspondante. Ce facteur représente également le rapport entre la puissance active et la puissance apparente absorbée par la machine. Il est important que ce rapport soit le plus proche de 1 pour limiter la puissance électrique de la source alimentant la machine. En négligeant les pertes dans le modèle de la machine, on obtient une expression simple pour le facteur de puissance :

$$\cos(\varphi) = \frac{\left(\frac{L_d}{L_q} - 1 \right) \sin(\varepsilon)}{\sqrt{\left(\frac{L_d}{L_q} \right)^2 + \tan^2(\varepsilon)}} \quad (I.12)$$

On montre qu'en utilisant une stratégie de commande particulière [Lub03][Bet93]. (qui permet d'imposer $\tan \varepsilon = \sqrt{\frac{L_d}{L_q}}$, le facteur de puissance est maximisé et ne dépend que du rapport L_d/L_q L'expression du facteur de puissance est alors donnée par la relation suivante :

$$(\cos(\varphi))_{\max} = \frac{\frac{L_d}{L_q} - 1}{\frac{L_d}{L_q} + 1} \quad (I.13)$$

Nous avons représenté sur la figure I.2, les variations du facteur de puissance en fonction du rapport de saillance L_d/L_q Nous pouvons observer sur cette figure que le facteur de puissance commence à devenir intéressant pour des rapports de saillance supérieur à 6. La prise en compte des pertes électriques (pertes Joule et pertes dans le fer) augmente légèrement ce facteur de puissance [Lub03][Bet93].

Les équations (I.11) et (I.13) montrent que pour optimiser les performances de la machine, il faut concevoir une structure de rotor telle que l'inductance L_d ait la valeur la plus grande possible et tel que le rapport (L_d/L_q) soit le plus important possible.

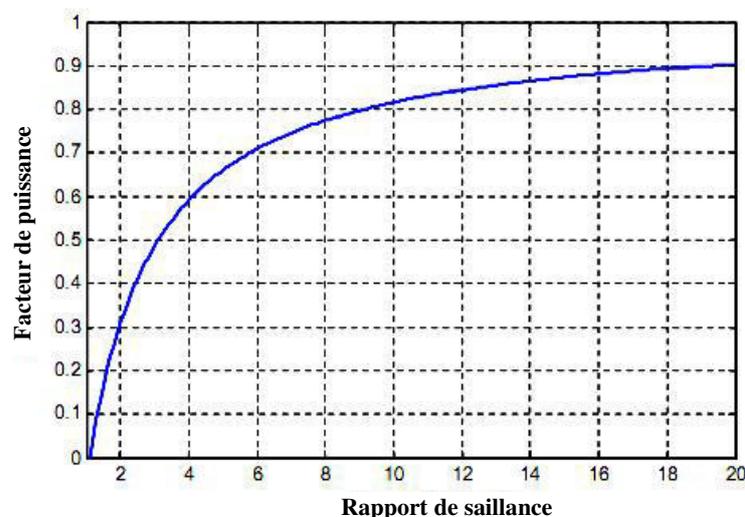


Figure I.22 Facteur de puissance en fonction du rapport de saillance

I.8 CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre un état de l'art qui permet de lister quelques différentes techniques permettant d'estimer la position et la vitesse du rotor pour la commande par *DTC* de la machine synchrone à réluctance variable. Il nous a été nécessaire de passer en revue les méthodes nouvelles proposées durant les dernières années concernant la commande sans capteurs des machines électriques plus particulièrement la machine synchrone à réluctance variable. Le développement des estimateurs ne cesse de prendre de l'ampleur, ce qui pousse les laboratoires universitaires d'approfondir leurs études de recherche.

Nous avons vu, concernant les estimateurs de position et de vitesse de la *MSRV*, que les méthodes sont nombreuses et que même la classification en sous ensemble n'est pas une chose aisée.

Ensuite dans la deuxième partie nous avons donné une description des différentes structures de rotor qui ont été développées jusqu'à présent pour ce type de machine.

Chapitre II

***MODELISATION ET COMMANDE
PAR LA DTC CONVENTIONNELLE
DE LA MSRV***

II.1 INTRODUCTION

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement du système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

Les machines classiques à courant alternatif (synchrone et asynchrone) fonctionnent principalement sur l'interaction de deux champs tournants. La théorie relative de leur étude néglige, au moins dans une première approximation, l'effet de denture. Dans le cas des machines synchrones à réluctance variable, la saillance due à la présence de denture est la base même de leur fonctionnement. La conception d'une MSRV repose donc sur un développement théorique plus approfondi. Ce dernier, basé sur le calcul de l'énergie magnétique dans sa structure, permettra de déterminer les performances de cette machine. Cette conception doit être faite par l'analyse magnétique et par l'emploi de méthodes numériques.

La commande vectorielle des machines à courant alternatif est maintenant bien connue [Leo 91a] [Leo 91b]. De nombreux industriels commercialisent des variateurs de vitesse pour les machines synchrones et asynchrones utilisant ce mode de contrôle. Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q). Habituellement, 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. Avec ce type de commande, on obtient des systèmes d'entraînement performants, capables d'imposer le couple nominal de l'arrêt à la vitesse nominale.

Plusieurs travaux ont été publiés sur la commande vectorielle des machines synchrones à réluctance variable [XU91][Bet93][Fle95a][Vag97][Kan98][Jov99].

Dans les années 1980, sont apparues les premières commandes directes de couple [Nab10]. Ce type de commande se démarque dans son approche de ce qui avait été fait auparavant et constitue une avancée méthodologique dans la commande des machines. En effet, la commande DTC à partir de références externes, tels le couple et le flux, ne recherche pas, comme dans les commandes classiques (vectorielles ou scalaires) les tensions à appliquer à la machine, mais recherche 'le meilleur' état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. La commande DTC considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. La recherche de l'état de commutation le plus adapté à un instant de calcul repose sur une heuristique des

comportements des évolutions du flux et du couple en fonction des états de commutation considérés. Ce type de commande requiert des éléments non linéaires de type hystérésis qui nécessitent, dans un contexte numérique, une fréquence de calcul importante (typiquement de quelques dizaines de kHz) qui conduit à des architectures numériques contraignantes (multiprocesseur DSP). En outre, l'aspect asynchrone de la commande DTC classique conduit à des oscillations de couple et à des bruits acoustiques indésirables.

Dans ce chapitre, on présentera le principe de la modélisation d'une machine synchrone à réluctance variable associée à un convertisseur statique (un onduleur à MLI) et la théorie et l'application de deux types de commandes sur la $MSRV$: La commande vectorielle et la commande directe de couple dans sa version conventionnelle. Quelques résultats de simulation seront exposés pour juger l'efficacité de ces deux types de commande.

II.2 MODELISATION DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE

Nous commencerons par présenter le modèle de la $MSRV$ au sens du premier harmonique d'espace sur lequel la commande vectorielle est fondée.

Pour pouvoir développer le modèle électrique équivalent de la $MSRV$, il est nécessaire de faire certaines hypothèses. Ces hypothèses classiques sont les suivantes :

- Seul le premier harmonique d'espace est considéré ;
- Le couplage capacitif entre les enroulements est ignoré;
- On néglige les phénomènes de saturation et d'hystérésis magnétique;
- On néglige les pertes dans le fer de la machine;

II.2.1 Equations générales dans le référentiel abc

Les courants statoriques sont liés aux tensions aux bornes de la machine par le système d'équations suivant :

$$[V_{abc}] = [r_s][I_{abc}] + \frac{d[\Phi_{abc}]}{dt} \quad (II.1)$$

Où r_s est la résistance d'une phase statorique $[V_{abc}] = [v_a \ v_b \ v_c]^t$ est le vecteur des tensions s'alimentation; $[I_{abc}] = [i_a \ i_b \ i_c]^t$ est le vecteur des courants circulant dans les phases statoriques et $[\Phi_{abc}] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^t$ est le vecteur des flux magnétiques traversant les phases statoriques, qui s'expriment en régime linéaire par :

$$[\Phi_{abc}] = [L][I_{abc}] \quad (II.2)$$

Avec $[L]$ est la matrice inductance elle est exprimée par :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_a(\theta) & M_{ba}(\theta) & M_{ca}(\theta) \\ M_{ab}(\theta) & L_b(\theta) & M_{cb}(\theta) \\ M_{ac}(\theta) & M_{bc}(\theta) & L_c(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Avec l'hypothèse du premier harmonique d'espace, les expressions des inductances propres et mutuelles du stator s'écrivent:

$$\begin{cases} L_a(\theta) = L_0 + L_2 \cos(\theta) \\ L_b(\theta) = L_0 + L_2 \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ L_c(\theta) = L_0 + L_2 \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad \begin{cases} M_{ab}(\theta) = M_0 + M_2 \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{bc}(\theta) = M_0 + M_2 \cos(\theta) \\ M_{ac}(\theta) = M_0 + M_2 \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Il existe une relation entre les coefficients L_0 et M_0 et entre les coefficients L_2 et M_2 ainsi apparaissant dans l'expression des inductances propres et mutuelles du stator :

$$\frac{M_0}{L_0} = -\frac{1}{2} \quad \text{et} \quad \frac{M_2}{L_2} = 1 \quad (\text{II.5})$$

II.2.2 Equations électriques dans le référentiel dq

Le système d'équations électriques (II.1) est un système à paramètres variables périodiquement dans le temps. Sa résolution nécessite alors l'inversion de la matrice inductance à chaque pas de calcul. De plus, l'inconfort que cela présente pour faire la synthèse de lois de commande motive à plus forte raison la recherche d'un modèle équivalent à paramètres constants. La transformation de *Park* vient pallier cet inconvénient [Lub03] [Ham09].

La matrice de *Park* normée est:

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Dont la matrice inverse a pour forme : $[P]^{-1} = [P]^t$.

Toutes les grandeurs électriques triphasées sont projetées sur le repère lié au rotor par la transformation de Park. Nous écrivons alors dans le cas général [Lub03][Ham09][Bou09]:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P]^t \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_h \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Le système d'équations (II.1) devient alors :

$$[P]^t [V_{dqh}] = [r_s] [P]^t [I_{dqh}] + [P]^t \frac{d[\Phi_{dqh}]}{dt} + \frac{d[P]^t}{dt} [\Phi_{dqh}] \quad (\text{II.8})$$

Les indices d , q et h désignent respectivement les composantes directe, en quadrature et homopolaire.

La multiplication des deux membres de (II.8) par $[P]$ nous donne :

$$[V_{dqh}] = [r_s] [I_{dqh}] + \frac{d[\Phi_{dqh}]}{dt} + p\Omega_r [P] \frac{d[P]^t}{dt} [\Phi_{dqh}] \quad (\text{II.9})$$

Avec

$$[P] \frac{d[P]^t}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Ce qui donne :

$$[V_{dqh}] = [r_s] [I_{dqh}] + \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_h \end{bmatrix} \frac{d[I_{dqh}]}{dt} + p\Omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [I_{dqh}] \quad (\text{II.11})$$

Où :

$$\begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_h \end{bmatrix} = [P] [L] [P]^t \quad (\text{II.12})$$

Et :

$$\begin{cases} L_d = L_0 - M_0 + \frac{1}{2} L_2 + M_2 \\ L_q = L_0 - M_0 + \frac{1}{2} L_2 + M_2 \\ L_h = L_0 - M_0 \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Le neutre de la machine est isolé. Ce qui implique naturellement $i_h=0$, on peut écrire alors :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & -p\Omega_r L_q \\ -p\Omega_r L_d & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Ou encore, sous la forme d'équation d'état :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_s}{L_d} & \frac{p\Omega_r L_q}{L_d} \\ -\frac{p\Omega_r L_d}{L_q} & -\frac{r_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

II.2.3 Equation mécanique

Tel que c'est vu au chapitre précédent, le couple électromagnétique est dérivé, selon le principe des travaux virtuels, de l'expression de la coénergie et en régime linéaire de fonctionnement [Lub03][Bou09]:

$$C_{em} = \frac{1}{2} P [I_{abc}]^t \left[\frac{\partial L}{\partial \theta} \right] [I_{abc}] \quad (\text{II.16})$$

Où p représente le nombre de paires de pôles de la machine.

Le remplacement du vecteur courant par sa transformée de *Park* nous donne :

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{1}{2} P [i_{dqh}]^t [P]^t \left[\frac{\partial L}{\partial \theta} \right] [P] [i_{dqh}] \\ &= \frac{1}{2} P [i_{dqh}]^t \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [i_{dqh}] \\ &= P(L_d - L_q) i_d i_q \end{aligned} \quad (\text{II.17})$$

L'équation du mouvement des parties tournantes (machine, charge) en fonctionnement moteur s'écrit :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega_r \quad (\text{II.18})$$

Où J est le moment d'inertie des parties tournantes, C_r est le couple de charge et f_r est le coefficient de frottements visqueux.

II.2.4 Modèle électromécanique résultant

En somme, dans le cas où la machine est commandée en vitesse, le système d'équations électromécaniques est le suivant [Bou09][Lub03]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{p\Omega_r L_q}{L_q} i_q \\ -\frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{p\Omega_r L_d}{L_q} i_d \\ \frac{p(L_d - L_q) i_d i_q}{J} - \frac{f_r}{J} \Omega_r - C_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Dans le cas où l'on envisage une commande en position, l'équation de la position est rajoutée pour obtenir le système suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{p\Omega_r L_q}{L_d} i_q \\ -\frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{p\Omega_r L_d}{L_q} i_d \\ \frac{p(L_d - L_q) i_d i_q - f_r \Omega_r - C_r}{J} \\ P\Omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

En ce qui concerne notre étude, en nous appuyant sur cette dissociation des dynamiques mécanique et électrique, nous considérons indépendamment, le sous-système électrique :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{p\Omega_r L_q}{L_d} i_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{p\Omega_r L_d}{L_q} i_d + \frac{1}{L_q} V_q \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Et le sous-système mécanique ci après :

$$\begin{cases} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (P(L_d - L_q) i_d i_q - f_r \Omega_r - C_r) \\ \frac{d\theta_r}{dt} = P\Omega_r \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Le schéma synoptique du système global est représenté sur la figure II.1

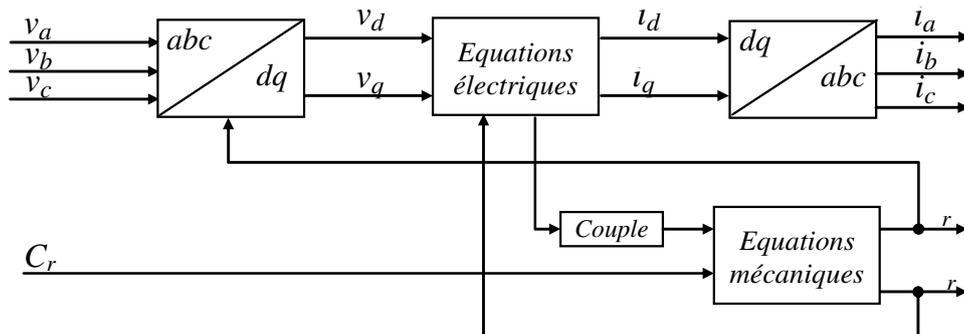


Figure II.1 schéma synoptique du modèle de la MSRV dans le repère dq

II.3 MODELISATION DE L'ALIMENTATION UTILISEE POUR LA MSRV

La MSRV est généralement commandé en agissant sur la fréquence de son alimentation, à travers un onduleur de tension. L'implantation de la commande nécessite la modélisation du système d'alimentation. On va présenter dans ce qui suit la modélisation de l'alimentation de la MSRV qui est constituée d'un onduleur de tension à deux, ensuite à trois niveaux.

II.3.1 Onduleur de tension triphasé

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou des thyristors *GTO* pour les grandes puissances. Le séquençement imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquer aux enroulements statoriques de la machine. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité en courants chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Les interrupteurs (K_1, K_4) , (K_2, K_5) et (K_3, K_6) , sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source [Nab10]. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure II.2 [Ame12].

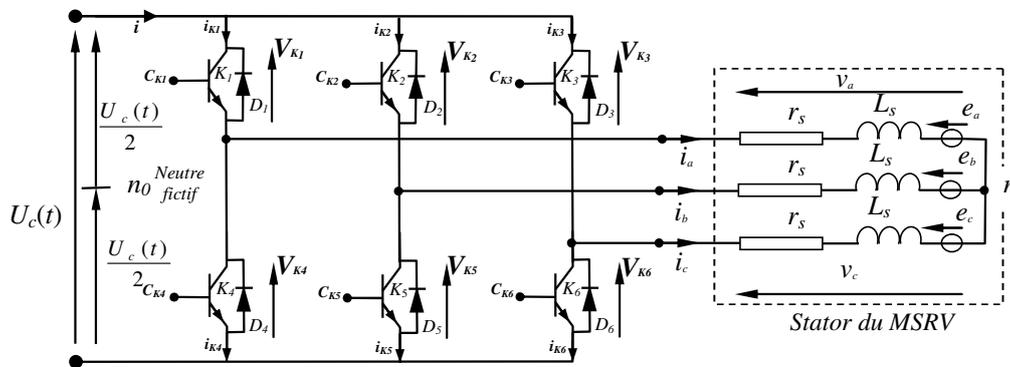


Figure II.2 Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSRV

Pour simplifier l'étude, on supposera que [Nab10][Ame12]:

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

Les tensions simples s'écrivent en fonction des signaux de commande des interrupteurs sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{K_1} \\ C_{K_2} \\ C_{K_3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Plusieurs méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. La stratégie la plus utilisée est la *Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI)*.

II.3.2 Onduleur de tension à MLI

Plusieurs types de *MLI* se présentent pratiquement, on peut citer [Tou08] [Ame12]:

- Les modulations *sinus-triangle* effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire;
- Les modulations *précalculées* pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale;
- Les modulations *postcalculées* appelées encore *MLI* régulières symétriques ou *MLI* vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée, et la troisième technique qui est dédiée entre autres à la *DTC* à laquelle on s'intéresse.

II.3.2.1 Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle

La *MLI* permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but de :

- Repousser les fréquences des harmoniques en haut pour faciliter leur filtrage,
- Faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison entre une tension de référence sinusoïdale $V_{ref}(t)$ et une onde triangulaire appelée porteuse d'une fréquence f [Lac95][Guy00]. Le signal de commande de l'interrupteur électronique d'un bras de l'onduleur triphasé $K_{i=1,2,3}$ est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice versa [Seg77] [Guy00]:

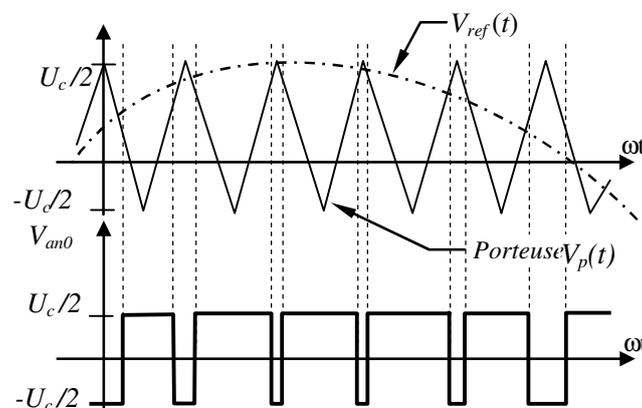


Figure II.3 MLI sinus-triangle bipolaire

II.3.2.2 MLI Vectorielle

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif [Ame12]. Les tensions de référence sont les tensions simples désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique de *MLI* est basée sur les principes suivants :

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles T (*MLI* régulière),
- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur T centrée sur la période (*MLI* symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage,
- Tous les interrupteurs d'un même demi-bras ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période.

Cette *MLI* vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés pour chaque bras de l'onduleur, mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation T_m .

Elle consiste, à approcher trois tensions instantanées par une action sur les signaux de commande des interrupteurs, du mieux possible. Pour ce faire, l'objectif est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer par palier, c'est-à-dire sur chaque période de commutation, la forme de ces signaux sinusoïdaux.

Soit C_{K_1} , C_{K_2} et C_{K_3} les signaux logiques de commande des interrupteurs K_1 , K_2 et K_3 respectivement. ($C_{K_i} = 1$ si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert, $C_{K_i} = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé).

On pose :

$$C_K = [C_{K_1} \ C_{K_2} \ C_{K_3}]^t \quad (\text{II.24})$$

$$v_{sabc} = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^t \quad (\text{II.25})$$

Où v_{sabc} est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par [Ari00] [Car00]:

$$v_{sabc} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{K_1} \\ C_{K_2} \\ C_{K_3} \end{bmatrix} = U_c [T_s] [C_K] \quad (\text{II.26})$$

Il existe huit combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur dont six sont des séquences actives. Celles-ci définissent six vecteurs de tensions à la sortie de l'onduleur : $V_{i=1,2,\dots,6}$. Les deux séquences restantes sont des séquences de roue libre et

définissent deux vecteurs de tensions nuls V_0 et V_7 . La table de vérité de la *MLI* vectorielle peut être résumée dans le tableau suivant [Car00] [Dar07] :

Tableau. II.1 Table de vérité d'un onduleur triphasé

Vecteur	C_{K_1}	C_{K_2}	C_{K_3}	v_{sa}	v_{sb}	v_{sc}
V_0	0	0	0	0	0	0
V_5	0	0	1	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$2U_c/3$
V_3	0	1	0	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$-U_c/3$
V_4	0	1	1	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$
V_1	1	0	0	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$-U_c/3$
V_6	1	0	1	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$U_c/3$
V_2	1	1	0	$U_c/3$	$U_c/3$	$-2U_c/3$
V_7	1	1	1	0	0	0

Les six vecteurs non nuls de tension forment les axes d'un hexagone régulier et les deux vecteurs inactifs nuls coïncident avec l'origine. L'objectif de cette *MLI* est d'approximer la tension de commande par une combinaison de ces huit vecteurs de tension que peut délivrer l'onduleur (V_0 à V_7). Le vecteur de sortie peut être à tout instant, approximé par une combinaison linéaire de deux de ces six vecteurs non nuls.

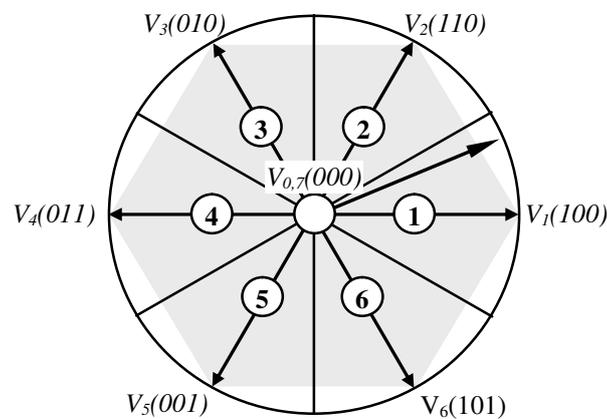


Figure II.4 Vecteurs de tension et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, dans le plan (,)

II.4 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE ET DU FLUX DE LA MSRV

Une dizaine d'années après l'apparition de la commande vectorielle était suffisante pour qu'une nouvelle stratégie de commande apparaisse. La *DTFC* ou tout simplement la *DTC* a été publiée par *Takahashi* en 1986.

Cette commande est caractérisée par sa simplicité, sa haute performance et sa robustesse. Elle est concurrentielle des méthodes classiques basées sur l'amélioration des stratégies de

modulation de largeur d'impulsions et sur un découplage du flux et du couple moteur par orientation du champ magnétique [Car00][Mok14].

II.4.1 Principe de la DTC

La DTC permet de piloter précisément le flux statorique et le couple électromagnétique. Pour cela, elle est basée uniquement sur la connaissance des courants et des tensions statoriques et la vitesse rotorique si on veut qu'elle soit corrigée (boucle de vitesse).

En régime permanent, la tension statorique permet d'estimer facilement le flux statorique à partir de i_s , v_s et ω . Les valeurs du flux et du couple sont alors calculées sans boucle de retour complexe. Le fait que la DTC commande directement les interrupteurs, sans passer par des régulateurs, améliore nettement ses performances dynamiques par rapport à la commande vectorielle [Ari00][Bol00][Hil05] [Wan08][Ame12].

Pour connaître l'état électromagnétique du MSRV afin de déterminer la commande des interrupteurs de l'onduleur, il faut disposer d'un modèle approprié de la machine. A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants statoriques, le modèle donne à chaque instant [Sad00] :

- Le flux statorique dans la machine;
- Le couple électromagnétique qu'elle développe;
- Sa vitesse de rotation.

La mesure de la vitesse de l'arbre n'est pas nécessaire dans le cas d'une commande en couple sans boucle de vitesse, ce qui constitue un grand avantage pour ce type de commande. Le flux et le couple ainsi calculés sont comparés à leurs valeurs de consigne pour déterminer les instants de commande des interrupteurs [Sad00][Ame12].

La commande par DTC du MSRV, peut être schématisée par la figure suivante

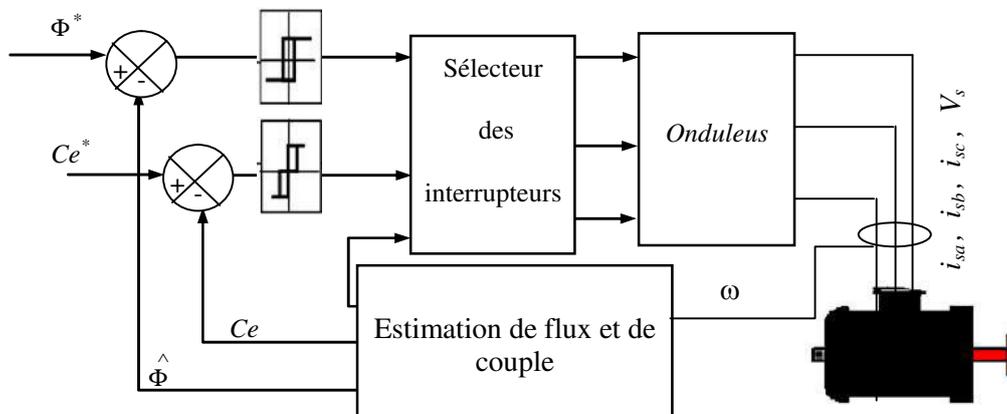


Figure II.5 Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSRV

II.4.2 Comportement du flux statorique

On se place dans un repère fixe () lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\bar{V}_s = r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \Rightarrow \bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - r_s \bar{i}_s) dt \quad (\text{II.27})$$

En négligeant la chute de tension due à la résistance statorique, on aura :

$$\bar{\Phi}_s \approx \bar{\Phi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{II.28})$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué au MSR_V reste constant, on peut écrire alors [Ser09][Nab10]:

$$\bar{\Phi}_s(k+1) \approx \bar{\Phi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.29})$$

Ou encore :

$$\Delta \bar{\Phi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.30})$$

Avec :

- $\bar{\Phi}_s(k)$ est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;
- $\bar{\Phi}_s(k+1)$ est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;
- $\Delta \bar{\Phi}_s$ est la variation du vecteur flux statorique $\bar{\Phi}_s(k+1) - \bar{\Phi}_s(k)$;
- T_e est la période d'échantillonnage.

Pour une période d'échantillonnage constante, $\Delta \bar{\Phi}_s$ est proportionnel au le vecteur de tension appliqué au stator du MSR_V [Ser09][Nab10]. La (Figure II.6) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (,).

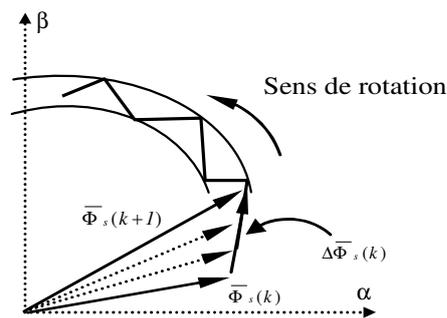


Figure II.6 Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (,)

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.

II.4.2.1 Estimation du flux statorique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes α et β . à partir de l'équation suivante [Ser09][Nab10][Ame12]:

$$\begin{aligned} V_{s\alpha} &= r_s \dot{\Phi}_{s\alpha} \\ V_{s\beta} &= r_s \dot{\Phi}_{s\beta} \end{aligned} \quad (\text{II.31})$$

On obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - r_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

La version discrétisée de cet estimateur, définie pour une période d'échantillonnage T_e , peut être formulée de la façon suivante :

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_{s\alpha}(n) = \hat{\Phi}_{s\alpha}(n-1) + [V_{s\alpha}(n-1) - r_s i_{s\alpha}(n-1)]T_e \\ \hat{\Phi}_{s\beta}(n) = \hat{\Phi}_{s\beta}(n-1) + [V_{s\beta}(n-1) - r_s i_{s\beta}(n-1)]T_e \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Le module du flux et sa phase sont obtenus par calcul comme suit :

$$\hat{\Phi}_s = \sqrt{\hat{\Phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\Phi}_{s\beta}^2} \quad (\text{II.34})$$

Le secteur S_k dans lequel se situe le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est déterminé à partir des composantes $\hat{\Phi}_{s\alpha}$ et $\hat{\Phi}_{s\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel (S) et le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\hat{\Phi}_{s\alpha}}{\hat{\Phi}_{s\beta}} \quad (\text{II.35})$$

Les tensions $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ sont obtenues à partir des commandes (C_{k1} , C_{k2} , C_{k3}), de la mesure de la tension U_c et de l'application de la transformation de *Concordia* on à :

$$\bar{V}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} \quad (\text{II.36})$$

$$\text{Et} \quad \begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (C_{k1} - \frac{1}{2}(C_{k2} - C_{k3})) \\ v_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (C_{k2} - C_{k3}) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

II.4.3 Estimation du couple électromagnétique

L'estimation du couple électromagnétique de la machine est possible grâce à l'estimation des composants du flux et les grandeurs mesurées du courant en utilisant l'équation suivante :

$$\hat{C}_e = p(\hat{\Phi}_{s\alpha} i_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{s\beta} i_{s\beta}) \quad (\text{II.38})$$

II.5 CAS D'UNE ALIMENTATION PAR UN ONDULEUR A DEUX NIVEAUX

Plusieurs stratégies dérivées de la *DTC* de base proposée par *Takahashi*, sont développées, profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension à deux niveaux alimentant le *MSRV*. Une multitude de choix de découpage du plan de phase en secteurs, ont été proposés [Cha96][Cir03][Nab10].

Par conséquent, les tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentées sous diverses formes [Nab10][Tou08].

La *DTC* classique proposée par *Takahashi*, est basée sur l'algorithme suivant :

- Diviser le domaine temporel en périodes de durée T_e réduites (de l'ordre de dizaines de μs) ;
- Pour chaque coup d'horloge, mesurer les courants de ligne et les tensions par phase du *MSRV* ;
- Reconstituer les composantes du vecteur flux statorique, en utilisant les équations (II.31) ;
- Estimer le couple électromagnétique du *MSRV*, à travers l'estimation du vecteur de flux statorique Φ_s en utilisant l'équation (II.36) ;
- Introduire l'écart $\Delta \Phi_s$, entre le flux de référence Φ_s^* et le flux estimé dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux (voir Figure II.7), qui génère à sa sortie la valeur $+1$ pour augmenter le flux et 0 pour le réduire;
- Introduire l'écart ΔC_e , entre le couple électromagnétique de référence C^* et le couple estimé dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux (voir figure II.8), qui génère la valeur $+1$ pour augmenter le couple, -1 pour le réduire et 0 pour le maintenir constant dans une bande. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux ;
- Choisir l'état des interrupteurs qui détermine les séquences de fonctionnement de l'onduleur en utilisant le tableau de localisation généralisé (II.1) ou bien le tableau détaillé (II.3), en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta \Phi_s$ et ΔC_e , et selon la position du vecteur flux ($S_i=1\dots 6$). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (II.10) permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta \Phi_s$ et ΔC_e suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [Car00][Bel05][Foo10].

II.5.1 Réglage de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux

Ce correcteur est simple dans son application. Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux statorique Φ_s dans une couronne circulaire comme le montre la (Figure II.7).

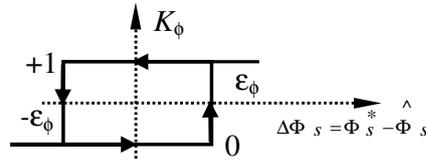


Figure II.7 Comparateur à hystérésis de flux statorique.

On peut écrire ainsi :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\Phi_s > \epsilon_\Phi & \text{alors } K_\Phi = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\Phi_s \leq \epsilon_\Phi \quad \text{et } d\Delta\Phi/dt > 0 & \text{alors } K_\Phi = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\Phi_s \leq \epsilon_\Phi \quad \text{et } d\Delta\Phi/dt < 0 & \text{alors } K_\Phi = 1 \\ \text{si } \Delta\Phi_s < -\epsilon_\Phi & \text{alors } K_\Phi = 0 \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\Phi_s$ entre le flux de référence Φ_s^* et le flux estimé $\hat{\Phi}_s$ dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux (voir Figure II.8 b)), celui-ci génère à sa sortie la valeur $K = +1$ pour augmenter le flux et $K = -1$ pour le réduire. Cela permet d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seul les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique Φ_s [Nab10][Ame12].

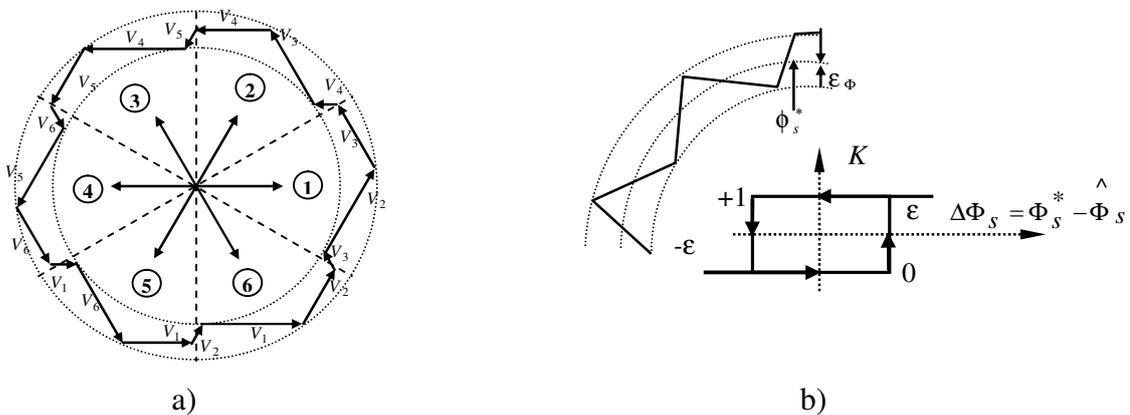


Figure II.8 a) Sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de module de flux statorique

b) Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux statorique.

Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux Φ_s . Ainsi, pour aller en «marche arrière», on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur.

II.5.2 Réglage de couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux $(-1, 0, 1)$, permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif [Car00] [Foo10]. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme (II.40), tels que K_c représente l'état de sortie du comparateur et ε_{C_e} la limite de la bande d'hystérésis (voir Figure II.9)

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } K_c = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \text{ et } d\Delta C_e/dt > 0 & \text{alors } K_c = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \text{ et } d\Delta C_e/dt < 0 & \text{alors } K_c = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } K_c = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } d\Delta C_e/dt < 0 & \text{alors } K_c = 0 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } d\Delta C_e/dt > 0 & \text{alors } K_c = -1 \end{array} \right. \quad (\text{II.40})$$

En introduisant l'écart ΔC_e , entre le couple électromagnétique de référence C_{em}^* et estimé \hat{C}_{em} dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux (voir Figure II.9), on obtient à la sortie la valeur $+1$ pour augmenter le couple, -1 pour le réduire et 0 pour le maintenir constant dans une bande.

Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [Car00][Bel05][Foo10].

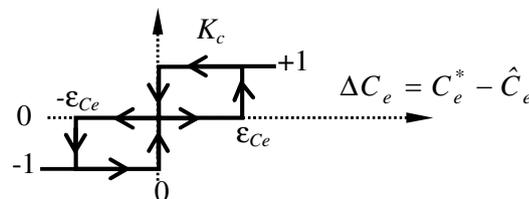


Figure II.9 Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisé pour régler le couple électromagnétique.

Tableau II.2 Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC

	Augmentation	diminution
s	$V_{k-1}, V_k \text{ et } V_{k+1}$	$V_{k-2}, V_{k+2} \text{ et } V_{k+3}$
C_e	$V_{k+1} \text{ et } V_{k+2}$	$V_{k-1} \text{ et } V_{k-2}$

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau classique des séquences ci-dessous résumant la *MLI* vectorielle proposée par *Takahashi* pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du *MSRV*.

Tableau II.3 Table classique de localisation des états de l'onduleur

K	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Les séquences nulles V_0 et V_7 , sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart ΔC_e . Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande : $-\epsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq \epsilon_{C_e}$ [Car00][Bel05][Foo10].

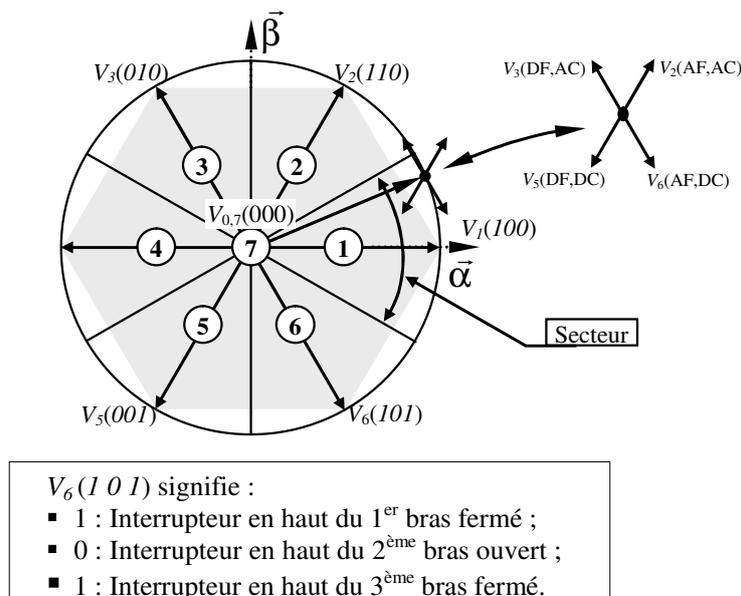


Figure II.10 Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_{i=1...6}$:

AF : Augmenter le Flux DF : Diminuer le Flux.
 AC : Augmenter le Couple DC : Diminuer le Couple.

II.5.3 Différentes tables de sélection

Afin d'exploiter au mieux toutes les séquences de fonctionnement possibles de l'onduleur, la table de sélection classique de la DTC est modifiée selon plusieurs formes, donnant ainsi la possibilité d'appliquer un grand nombre de vecteurs de tension. Dans ce qui suit, on présente quelques stratégies de choix de la table de vérité de la DTC [Car00][Mok04][Bel05][Foo10]

II.5.3.1 Élaboration tables de commutation avec séquences nulles

La table de vérité (Tableau. II.3) est élaborée en se basant sur les erreurs du flux ($\Delta \psi_s$) et du couple (ΔC_e) selon la position du vecteur de flux statorique ($S_{i=1,\dots,6}$). En se basant sur la logique de réglage du flux et du couple présenté précédemment, on peut établir le tableau classique des séquences ci-dessous résumant la *MLI* vectorielle proposée par *Takahashi* pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du *MSRV*.

II.5.3.2 Table sans séquences nulles

Ce choix consiste à n'utiliser que les séquences actives. Les séquences qui correspondent à ΔC_e nulle sont ignorées (voir tableau II.4). La table suivante illustre cette modification.

Tableau II.4 Table de vérité sans séquences nulles

K	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Pour $\Delta \psi_s$ et ΔC_e sont codés par 1 s'ils sont positifs ce qui exige une augmentation du (flux/couple) et codés par 0 s'ils sont négatifs ce qui implique une diminution du (flux/couple). L'utilisation des séquences nulles des tensions permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur en particulier en basse vitesse de rotation [Foo10][Ame12]

II.6 RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSIONS

On présente dans cette partie les résultats de simulation de la commande par *DTC* conventionnelle appliquée à une machine synchrone à réluctance variable alimenté par un onduleur de tension à *MLI*, en absence et en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur *PI*.

II.6.1 Structure générale de la DTC appliquée au MSRVR

La structure d'une commande par *DTC* appliquée au *MSRV* est représentée sur la (Figure II.11). On utilise le tableau classique des séquences proposées par *Takahashi*. Le choix du vecteur V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e et les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

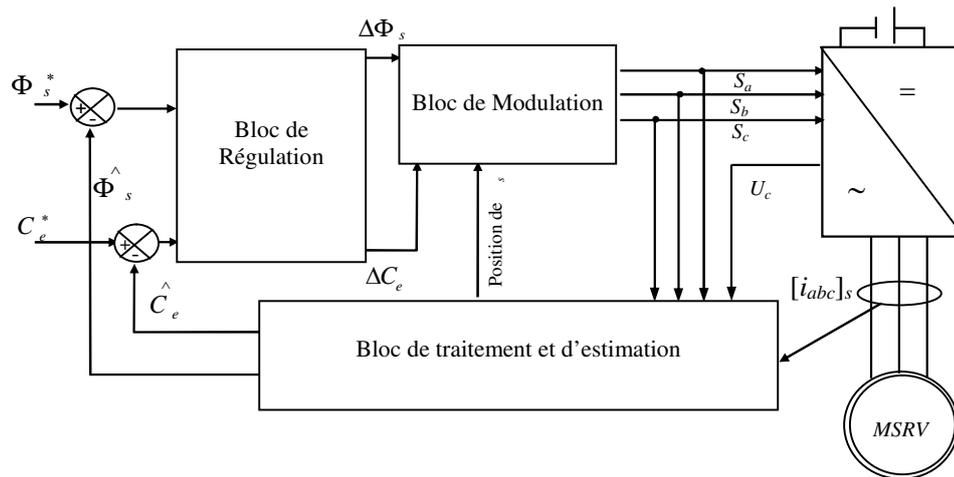


Figure II.11 Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'un MSR.

II.6.2 Commande par DTC en absence de la boucle de vitesse

Dans ce cas on impose un échelon de couple de $C_{em}^* = 2(Nm)$, ainsi, on applique une consigne de flux $\Phi_s^* = 0.43$ (Wb).

Les figures (II.12, a) et b)), illustrent l'évolution du flux statorique du MSR et du couple électromagnétique.

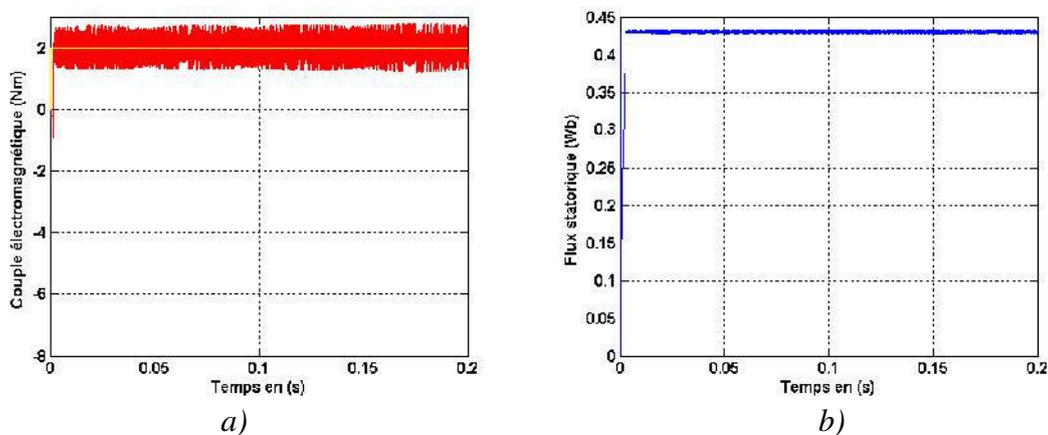


Figure II.12 Réponse à des échelons du couple électromagnétique et du flux statorique en absence de la boucle de vitesse

D'autre part les figures (II.13, a) et b)) représentent l'évolution du couple électromagnétique et du flux statorique du MSR commandé par DTC, respectivement. La consigne de couple étant variable est égale au couple à vide à vitesse nominale du MSR soit 2 (Nm), puis à 7 (Nm) à partir de 0.05 (s), ensuite à 4 (Nm) à partir de $t=0.1$ (s) et enfin à 2 (Nm) entre $t=0.15$ (s) à $t=0.2$ (s).

On remarque d'après ces figures, que le couple électromagnétique suit convenablement sa consigne, mais avec des ondulations importantes.

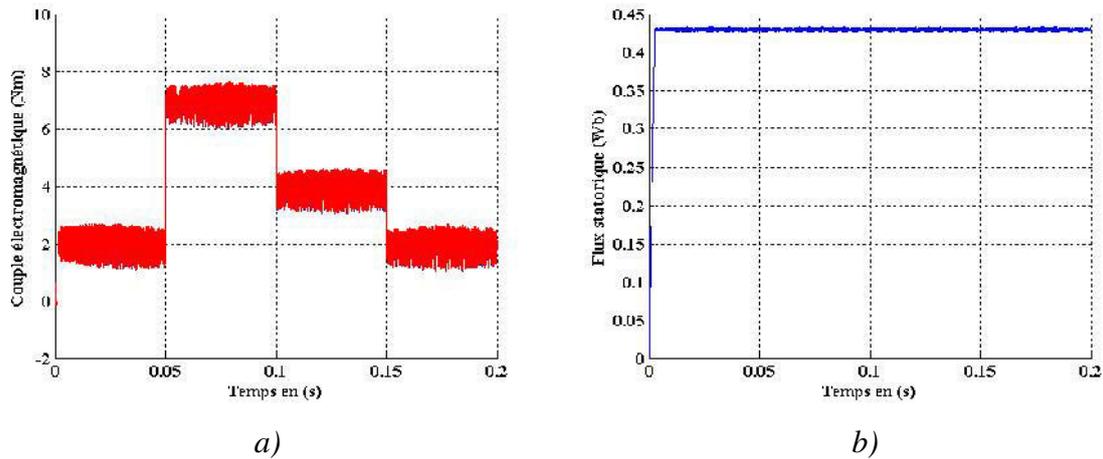


Figure II.13 Couple électromagnétique développé pour une consigne de couple et flux statorique variable

Du plus, les figures (II.14, a) et b)) montrent le comportement du couple, et du flux statorique lors d'une inversion de la référence du couple de $8(Nm)$ à $-8(Nm)$ à $t=0.05(s)$. On note que le couple suit sa référence tout en présentant des oscillations importantes. Tandis que le flux n'est pas influé par cette variation.

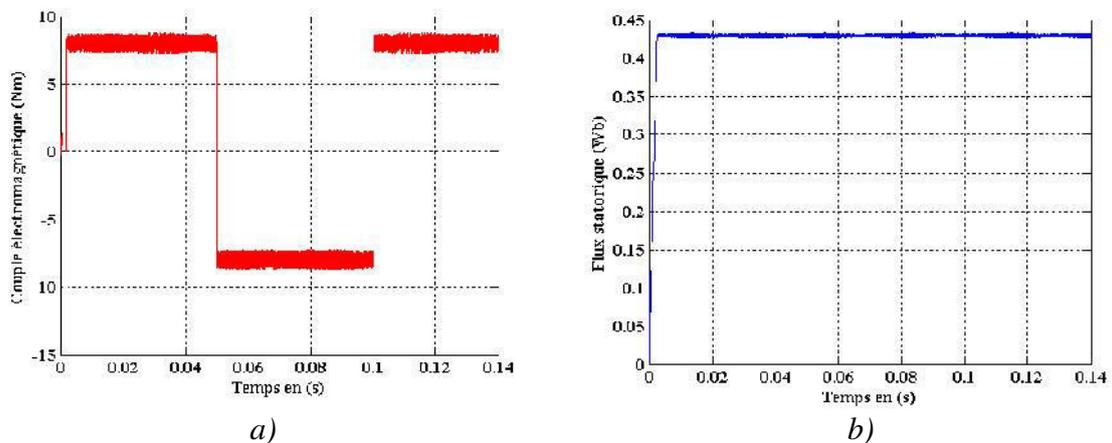


Figure II.14 Évolution du couple électromagnétique et flux statorique pour une référence de couple alternée d'un MSRV

En fin, les figures (II.15, a) et b)), illustrent l'évolution du couple et du flux statorique pour une consigne de flux de $0.43(Wb)$ à $0.55 (Wb)$ et puis à $0.35 (Wb)$ à $t=0.06 (s)$, jusqu'à $t=0.12 (s)$ et de $t=0.12 (s)$ jusqu'à $t=0.16 (s)$ respectivement, on remarque que le flux et le couple suivent convenablement leur référence. On note aussi les performances dynamiques et statiques du couple électromagnétique qui suit précisément sa consigne, mais avec des ondulations importantes lorsque le flux augmente.

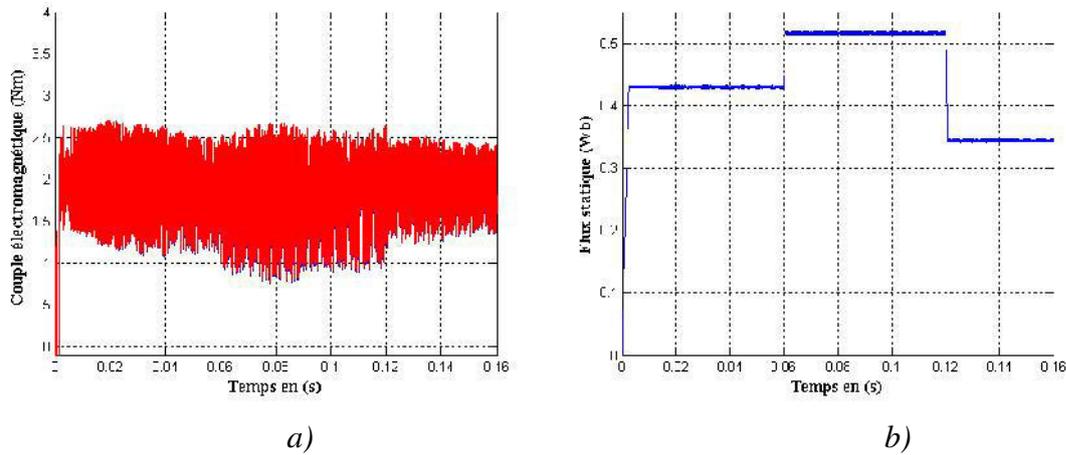


Figure II.15 Évolution du couple électromagnétique et du flux statorique pour une référence du flux statorique variable

II.6.3 Commande par DTC en présence de la boucle de vitesse

On va tester dans cette section les performances de la régulation et la robustesse d'une commande par *DTC* appliquée au *MSRV* en présence d'une boucle de réglage de la vitesse par un régulateur *PI* dont les paramètres sont calculés sur la base analogique [Kan98] [Jov99]. On a simulé un démarrage à vide, en charge et on a inversé le sens de rotation. Les résultats de simulation montrent les performances de cette régulation. Lors du démarrage (voir figures II.16 et II.17), le couple atteint la valeur limite 8.5 (*Nm*) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent avec un flux statorique constant de valeur 0.43 (*Wb*). On note que le couple suit sa référence.

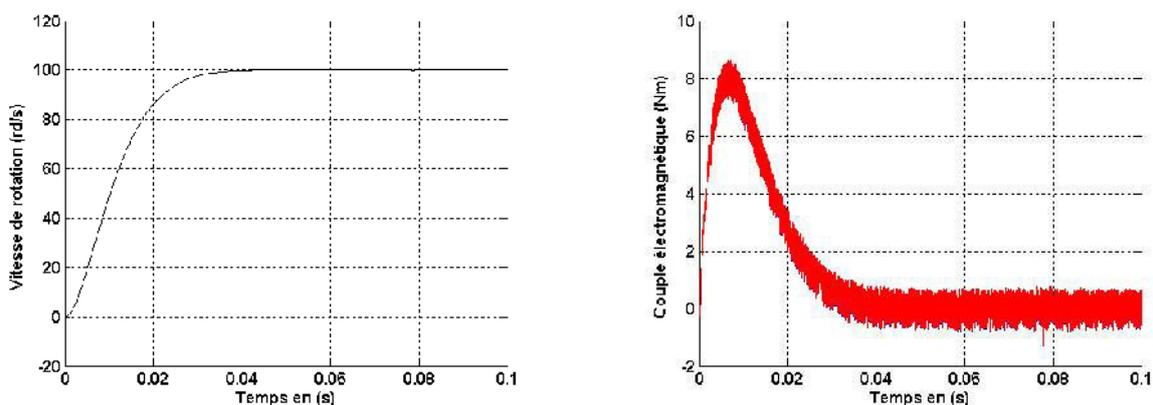


Figure II.16 Vitesse de rotation et couple électromagnétique au démarrage à vide.

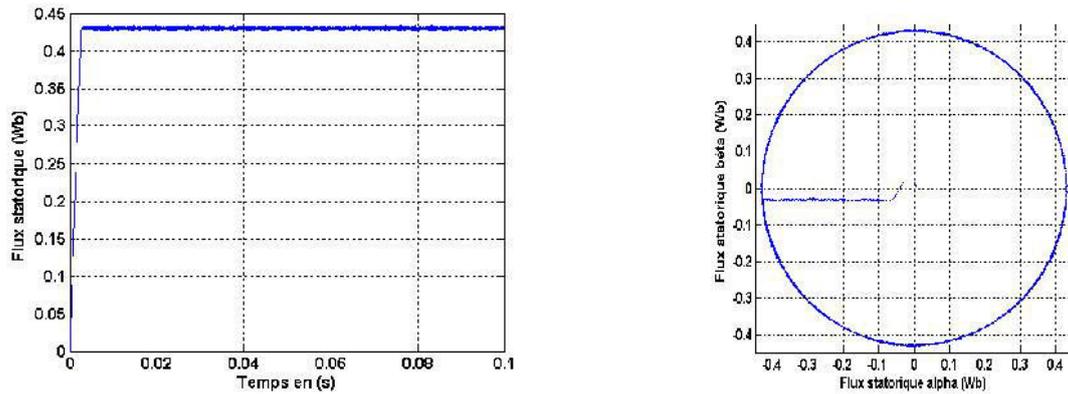


Figure II.17 Flux statorique et évolution du flux statorique dans le plan () du MSRV à vide.

En appliquant une charge de 3 (Nm) à la MSRV pour une vitesse référence de 100 (rd/s), on obtient les résultats de simulations de la (Figure II.18) qui montre que le couple électromagnétique répond à la sollicitation avec une influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence.

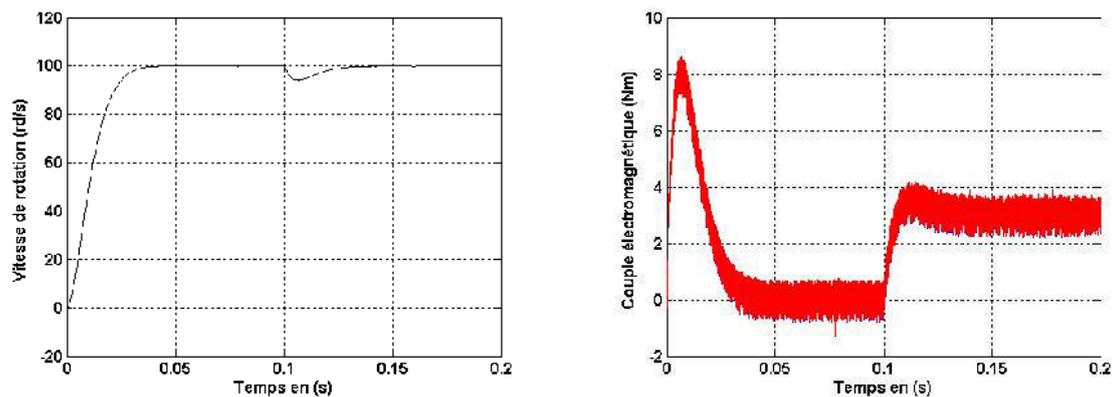


Figure II.18 Évolution de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique au démarrage à vide suivi d'une application d'une charge de 3 (N.m) à partir de 0.1s.

D'autre part, la figure II.19 montrée le bon suivi de la vitesse de rotation pour une inversion du sens de rotation du moteur de 100 rd/s à -100 rd/s.

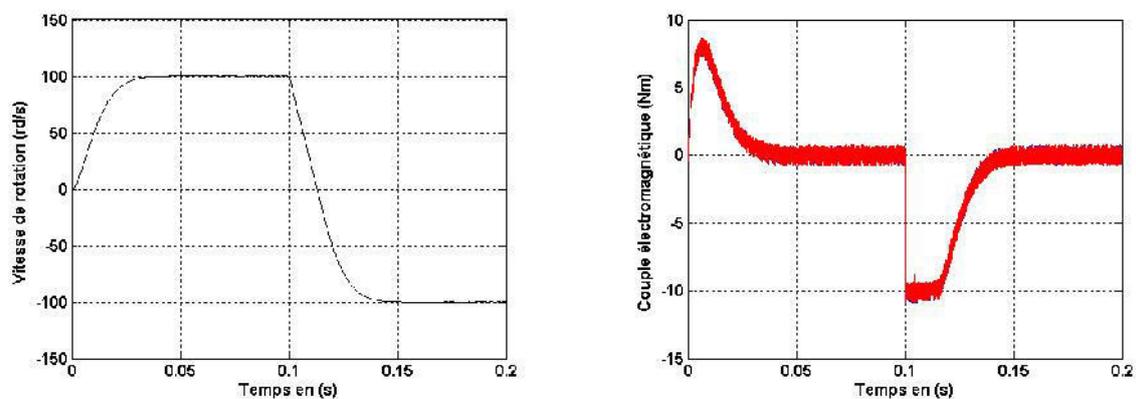


Figure II.19 Évolution de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique d'une MSRV au démarrage à vide suivi d'une inversion de sens de rotation de 100 à -100 (rd/s) à partir de 0.1 (s).

II.6.4 Fonctionnement de la DTC pour des grandes vitesses et affaiblissement du flux

L'objectif de cette section est d'étudier le comportement de la DTC dans le cas d'un fonctionnement à grande vitesse accompagné du défluxage du MSR_V. Le moteur démarre à vide avec une vitesse de consigne de 100 (rd/s). À $t=0.15$ (s), on diminue le flux du moteur de 50% de sa valeur et on augmente en même temps la vitesse de 50% de sa valeur nominale (voir figure II.20). On remarque que l'affaiblissement du flux de la machine n'affecte pas la vitesse qui répond sans dépassement avec un temps de réponse très court dans ce cas de fonctionnement du MSR_V à deux fois de sa vitesse nominale.

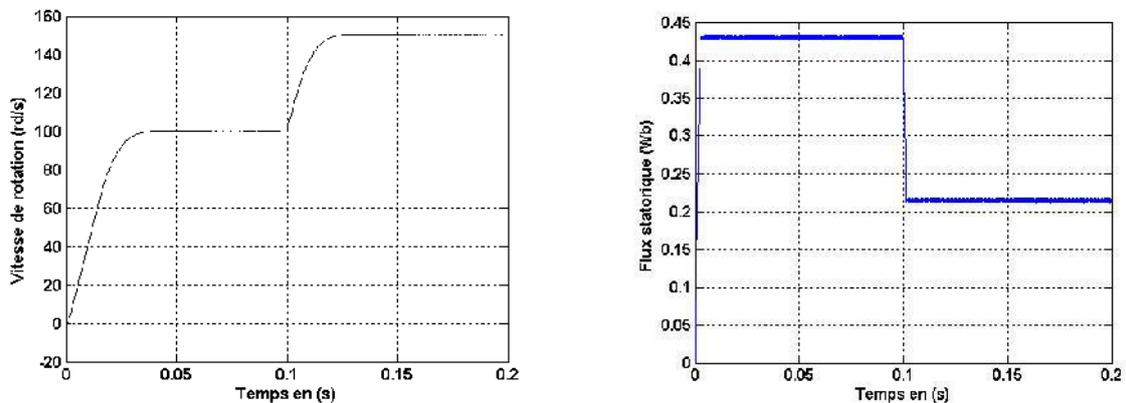


Figure II.20 Résultats de simulation de la DTC appliquée au MSR_V au démarrage à vide suivi avec un changement de la vitesse de rotation de 100 à 150 (rd/s) et du flux de référence de 0.43 à 0.215(Wb) à partir de 0.1 (s).

II.7 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_V alimenté par un onduleur de tension à MLI en absence et en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI. 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

Chapitre III

**COMPENSATION DE LA VARIATION DE
LA RESISTANCE STATORIQUE D'UN
MSRV COMMANDEE PAR LA DTC**

III.1 INTRODUCTION

L'utilisation des méthodes classiques pour la commande des systèmes exige la bonne connaissance des différents paramètres qui peuvent influencer sur celle-ci. La *DTC* est une commande qui est basée sur l'estimation de l'amplitude et de la position du flux statorique, et du couple électromagnétique à travers les deux grandeurs mesurées, la tension et le courant statoriques, et la valeur nominale de la résistance statorique. Cette résistance r_s est l'un de ces paramètres qui varie considérablement, son influence est très importante sur le fonctionnement normal du moteur. La variation de celle-ci est due à une mauvaise mesure à la variation de la charge ou de la température du milieu ambiant. Car une valeur erronée de la résistance statorique, entraîne certes une erreur d'estimation du module de flux statorique, et de sa position. Or ce dernier point peut entraîner de graves dysfonctionnements dans le choix du vecteur de tension à appliquer ce qui dégrade la performance de la *DTC* appliquée au MSR_V. Plusieurs travaux [Cab97][Tan02], ont été proposés pour établir cette estimation afin de remédier ce problème de variation de r_s .

Dans cette partie, on se propose d'illustrer l'influence de cette variation, ensuite on présentera des méthodes d'ajustement de la résistance du stator basées sur des estimateurs de type *PI flou* et *PI conventionnel* pour compenser convenablement cette variation et améliorer la robustesse de la commande par DTC du moteur synchrone à réluctance variable.

De plus, nous allons appliquer les algorithmes génétiques pour un dimensionnement optimal des paramètres des deux régulateurs (*PI flou* et un *PI conventionnel*) utilisés précédemment pour l'estimation de la résistance statorique de la MSR_V. Des résultats de simulation seront présentés et comparés à ceux obtenus dans la première partie pour montrer l'amélioration des performances dynamiques et statiques des régulateurs optimisés.

III.2 EFFET DE LA VARIATION DE LA RESISTANCE STATORIQUE SUR LA DTC

Pratiquement les paramètres internes du MSR_V varient d'une manière irrégulière pendant le fonctionnement, ce qui est due généralement à la variation de la température du MSR_V et du milieu ambiant.

L'erreur entre la valeur réelle de r_s du MSR_V et la valeur utilisée par le bloc de commande de la *DTC*, provoque une erreur ou une divergence dans l'estimation du flux statorique et par conséquent celle du couple, ce qui peut influencer fortement sur la *DTC* par l'application des séquences non conformes à l'état de l'entraînement. Pour montrer l'influence de la variation de r_s , on distingue trois cas possibles qu'on va discuter ci-après :

- Cas où l'**erreur** sur r_s est **nulle** : La valeur nominale de r_s utilisée par la DTC est supposée égale à celle du MSRVR. Alors, les valeurs estimées du flux et du couple sont pratiquement égales aux valeurs réelles du MSRVR.

Les résultats de simulation (voir figure III.1) montrent que le flux et le couple suivent convenablement leurs consignes. L'application d'une charge de 3 (N.m) est accompagnée d'un établissement rapide du couple électromagnétique et une insensibilité du flux, ce qui illustre un découplage satisfaisant et une dynamique rapide.

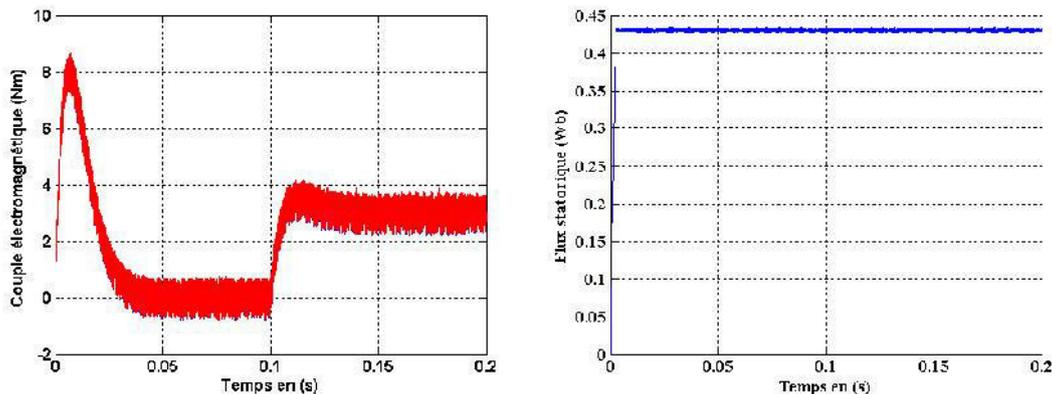


Figure III.1 Évolution du couple électromagnétique et du flux statorique au démarrage à vide suivi d'une application d'une charge de 3 (Nm) à partir de 0.1 (s)

Cas où l'**erreur** sur r_s est **positive** : La valeur de la résistance r_s utilisée par le bloc de la DTC est inférieure à celle réelle du MSRVR. Autrement dit la valeur réelle de la résistance du MSRVR est augmentée (cas d'un accroissement de r_s par augmentation de la température par exemple, c'est ce qui peut arriver généralement pendant l'augmentation de la charge du MSRVR). On étudie une variation de la résistance statorique lors d'un fonctionnement à faible vitesse $\omega_s=10$ (rd/s), l'augmentation graduée de la résistance de $r_s=1.3$ () jusqu'à 1.9 () entre $t=0.5$ (s) et $t=0.9$ (s) (voir Figure III.2. a)).

Pour une tension statorique donnée, le courant réel de la machine subit une diminution quand la valeur de la résistance statorique du MSRVR augmente. Cela provoque une diminution du flux et par conséquent du couple. Et puisque l'estimation du flux et du couple utilise la valeur nominale de la résistance statorique, le flux estimé sera supérieur au flux réel de la machine. La figure (III.2.d) montre l'évolution de couple développé pour la variation supposée pour une charge $C_e=3$ (Nm) introduite à l'instant $t=0.3$ (s). Les allures du couple et du flux manifestent des fluctuations remarquables dues à la variation paramétrique. Ceci provoque des oscillations au niveau de la vitesse de rotation (ce qui consiste la sensibilité de la commande DTC du MSRVR vis-à-vis du r_s), (voir figures (III.2.c), d), e)).

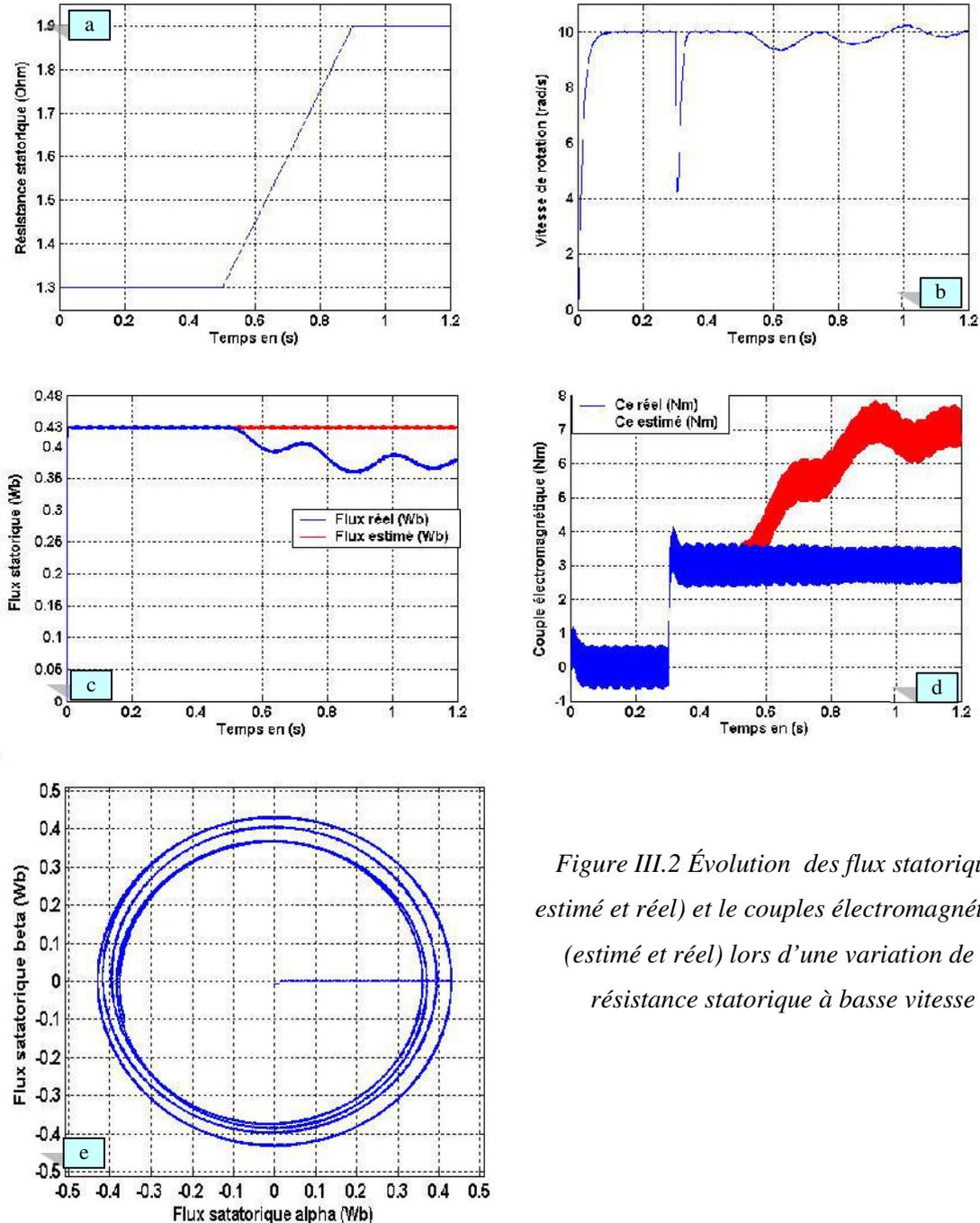


Figure III.2 Évolution des flux statoriques (estimé et réel) et le couples électromagnétiques (estimé et réel) lors d'une variation de la résistance statorique à basse vitesse

- Cas où l'erreur sur r_s est **négative** : La valeur réelle de r_s est inférieure à sa valeur nominale qui est utilisée dans le bloc de la commande par DTC (fonctionnement dans des milieux à basses températures ou à charge faible). Pour un courant donné de la machine, une diminution de la résistance statorique du MSRVR est l'équivalent d'une baisse de la chute résistive, ce qui provoque l'augmentation du flux et par conséquent du couple.

Et comme l'estimation du flux et du couple utilise la valeur nominale de la résistance statorique qui est différente de sa valeur réelle, donc une déviation de ces grandeurs estimées par rapport à leurs valeurs réelles est systématique.

Discutons dans ce qui suit, le cas d'une diminution progressive de la résistance statorique de $r_s=1.3$ (Ω) jusqu'à $r_s=1$ (Ω) entre $t=0.5$ (s) et $t=0.9$ (s), lors d'un fonctionnement à basse vitesse $\omega_s=10$ (rd/s), voir figure (III.3. a')).

Comme le montre les allures du couple et du flux, une diminution graduée de la résistance statorique peut perturber l'entraînement du MSRVR. En effet dans ce cas, le couple et le flux réel ne suivent pas correctement leurs références, marquant ainsi une sensibilité de la commande (voir figures (III.3 b'), c'), d') et e')). Ceci se manifeste par des oscillations indésirables au niveau de la vitesse de rotation.

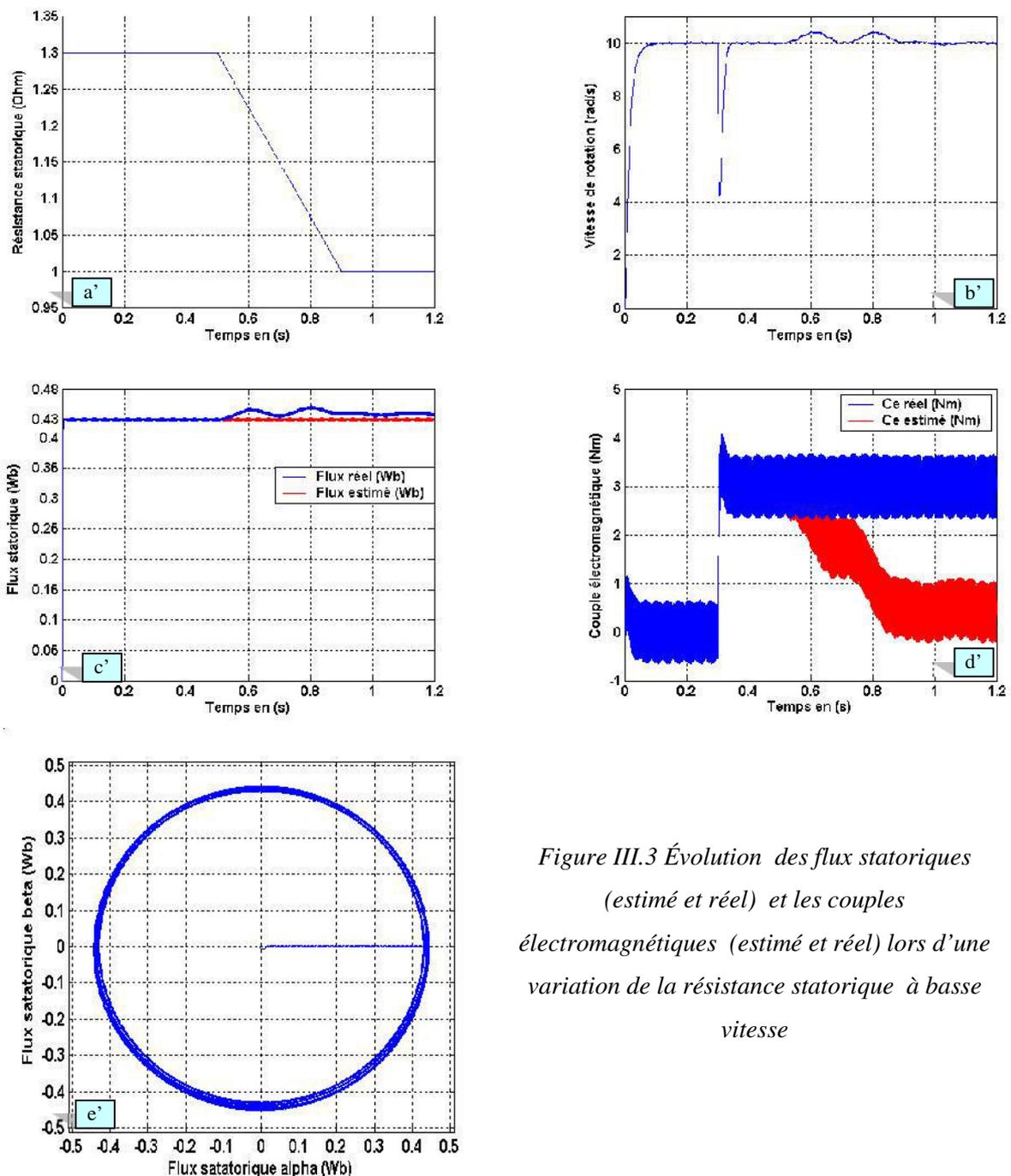


Figure III.3 Évolution des flux statoriques (estimé et réel) et les couples électromagnétiques (estimé et réel) lors d'une variation de la résistance statorique à basse vitesse

D'après l'étude précédente, une compensation de l'effet de la déviation de la résistance statorique par rapport à sa valeur nominale, sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique d'un MSRVR commandé par DTC, s'avère plus que nécessaire, pour une commande robuste et stable. Deux solutions se présentent pour remédier à ce problème à savoir, doter la commande d'un estimateur de r_s , ou bien concevoir un observateur de flux statorique et par conséquent du couple électromagnétique.

III.3 ESTIMATEUR FLOU POUR LA COMPENSATION DE LA VARIATION DE LA RESISTANCE STATORIQUE D'UN MRV COMMANDE PAR DTC

On va présenter dans ce qui suit un Régulateur à la Logique Floue (RLF) pour estimer la variation de la résistance statorique durant le fonctionnement d'un MSRVR à vitesse variable commandé par la DTC. Cet estimateur flou est utilisé pour corriger la valeur de r_s pour aboutir à une bonne estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. Dans le cas d'une commande par DTC du MSRVR, le flux statorique et le couple électromagnétique du MSRVR sont estimés à travers les deux grandeurs, tension et courant, tout en utilisant la valeur nominale de la résistance statorique. Mais dans le cas d'une variation de r_s , l'information obtenue par ces expressions de flux et de couple sera fautive, c'est pourquoi la commande par DTC perd ses performances et peut devenir sensible [Mir98][Mok04][Ame12].

L'écart entre le flux statorique estimé et le flux statorique de référence de la machine, $e(k) = \Phi_s^*(k) - \hat{\Phi}_s(k)$ et la variation de cet écart $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$, sont utilisés comme variables floues d'entrée de l'estimateur flou de r_s , dont le schéma bloc est illustré par la figure suivante :

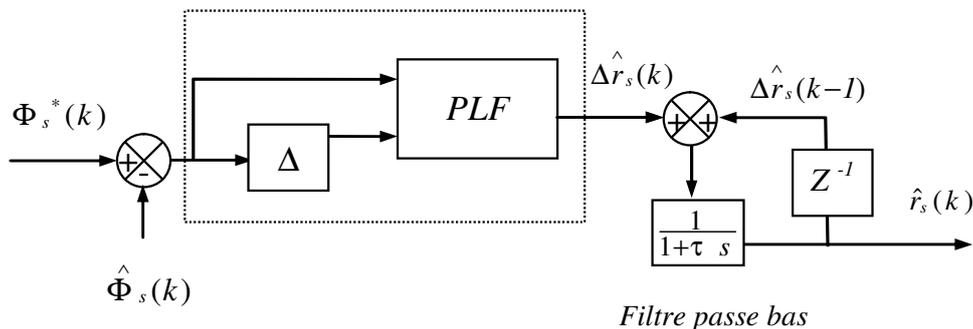


Figure III.4 Schéma bloc d'un PI flou utilisé pour l'estimation de Δr_s

Les trois variables linguistiques e , Δe et Δr_s sont normalisées et adaptées comme suit :

$$\begin{aligned}
 e_n &= \frac{e}{k_e} \\
 \Delta e_n &= \frac{\Delta e}{k_{\Delta e}} \\
 \Delta r_{sn} &= \frac{\Delta r_s}{k_{\Delta r_s}}
 \end{aligned}
 \tag{III.1}$$

Où k_e , $k_{\Delta e}$, et $k_{\Delta r_s}$ sont des gains associés à e , Δe et Δr_s respectivement. En jouant sur ces gains, on ajoute les performances dynamiques et statiques désirées de l'estimateur.

Voici les ensembles flous et les fonctions d'appartenance utilisés pour la fuzzification des trois variables linguistiques e_n , Δe_n et Δr_{sn}

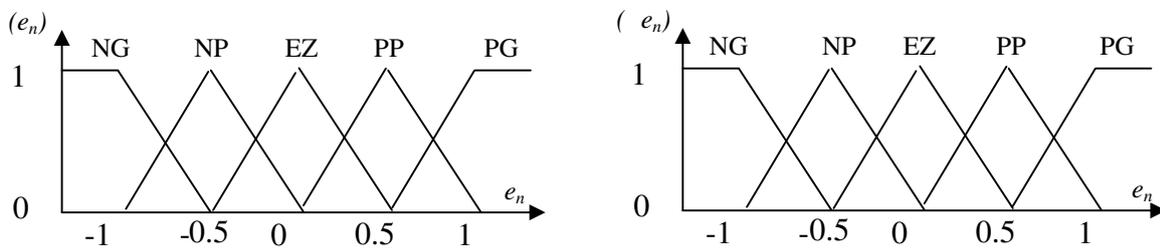


Figure III.5 Fonctions d'appartenance des entrées du régulateur flou

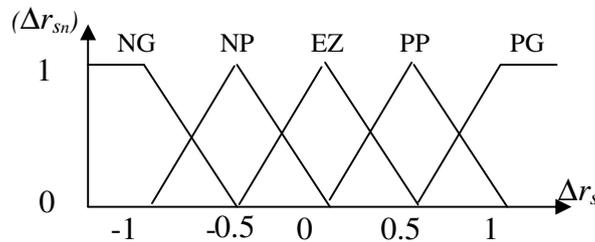


Figure III.6 Fonctions d'appartenance de la sortie du régulateur flou

Explicitons maintenant les notations des sous-ensembles flous utilisés pour fuzzifier les trois variables précédentes :

EZ : Egal à Zéro

PP : Positif Petit

NP : Négatif Petit

PG : Positif Grand

NG : Négatif Grand

On donne aussi la table d'inférence de ce régulateur à logique floue :

Tableau III.1 Matrice d'inférence du régulateur flou

Δe e	PG	PP	ZE	NG	NP
PG	PG	PG	PG	PP	ZE
PP	PG	PG	PP	ZE	NP
ZE	PG	PP	ZE	NP	NG
NG	PP	ZE	NP	NG	NG
NP	ZE	NP	NG	NG	NG

Par ailleurs, la défuzzification par la méthode du centre de gravité associée à la méthode d'inférence *somme-produit*, donne la sortie du régulateur flou exprimée par la relation suivante

$$\Delta r_s = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} \cdot x_{Gi} \cdot S_i}{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} \cdot S_i} \quad (\text{III.2})$$

Où S_i et G_i sont la surface et l'abscisse de centre de gravité de la fonction d'appartenance du sous-ensemble flou de Δr_s correspondant à la $i^{\text{ème}}$ règle et μ_{ci} est le degré de vérification de cette même règle.

III.3.1 Résultats de simulation de la compensation de la variation de résistance statorique d'un MSR_V commandé par la DTC en utilisant un estimateur flou

Pour tester l'effet de la variation de la résistance statorique, on se propose le scénario suivant: Une augmentation exponentielle de $r_s=1.3$ (Ω) à $r_s=1.9$ (Ω) à partir de $t=0.06$ (s) en présence de la boucle de réglage de la vitesse ; Ensuite, une diminution brusque de r_s à l'instant $t=0.15$ (s) à une valeur $r_s=1.6$ (Ω) qui reste constante pendant l'intervalle $t=0.15$ (s) à $t=0.19$ (s) ; Puis une diminution graduée jusqu'à la valeur de $r_s=1$ (Ω) entre $t=0.19$ (s) et $t=0.28$ (s) voir figures (III.7 1a) et 2a)).

L'introduction du PI flou à la commande par DTC du MSR_V, donne une bonne estimation de la résistance statorique, comme il est montré par la figure (III.7 1a)). En effet les figures (III.7 1b), 1c) et 1d)) et les figures (III.7 2b), 2c) et 2d)) montrent une bonne compensation du couple électromagnétique et du flux statorique, et un rétablissement des performance du système par élimination de l'erreur statique sur le flux statorique ainsi que le couple électromagnétique.

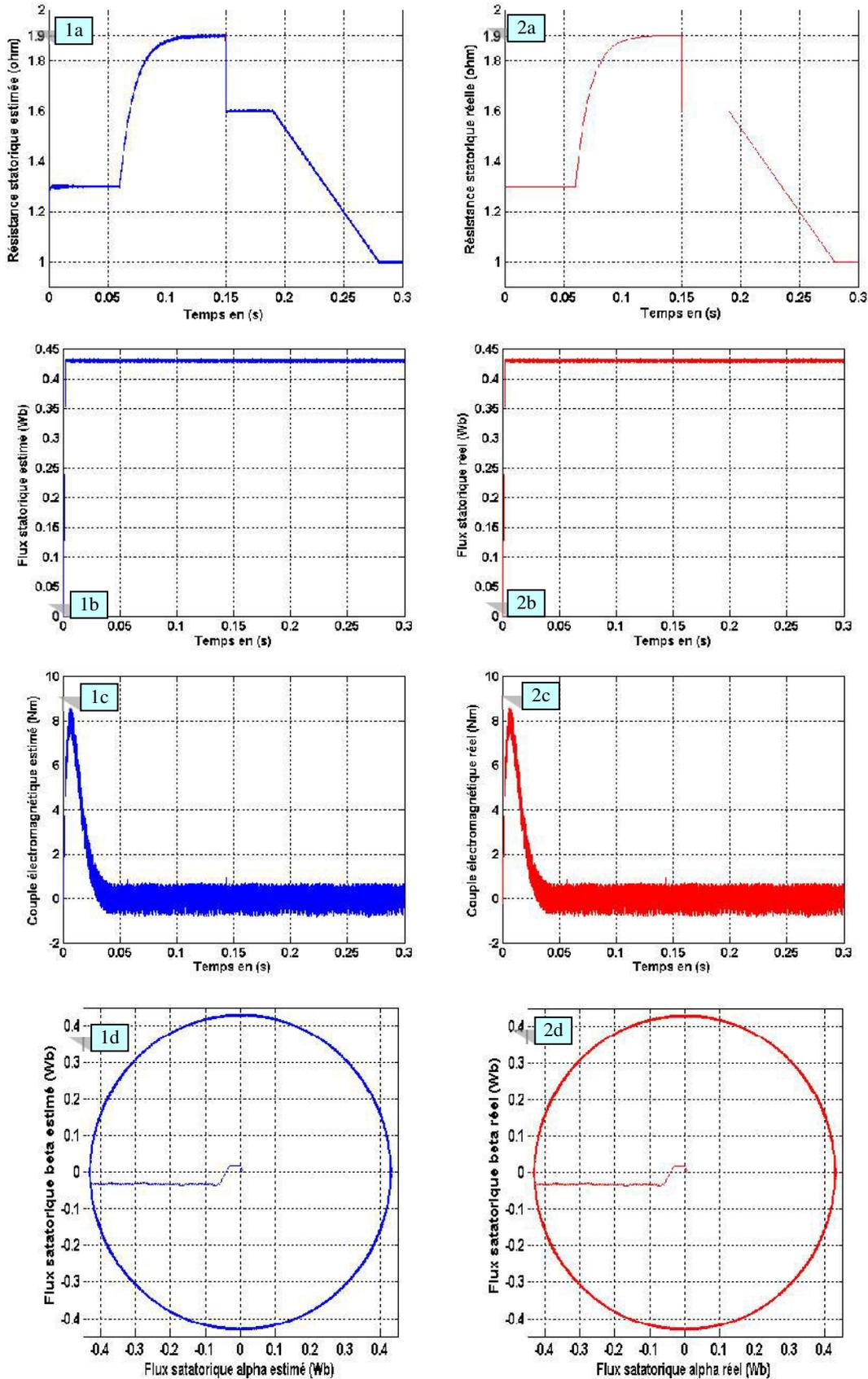


Figure III.7 Évolution des modules du flux statoriques (estimé et réel), les couples électromagnétiques (estimé et réel) et flux statoriques (estimé et réel) dans le plan () lors d'une variation de la résistance statorique avec un compensateur PI flux

III.4 ESTIMATEUR PI CONVENTIONNEL DE LA VARIATION DE LA RESISTANCE STATORIQUE D'UNE MSRV COMMANDEE PAR DTC

Dans cette partie un estimateur a été conçu pour estimer la variation de la résistance statorique du moteur, pendant son fonctionnement. Chaque variation de r_s sera détectée par l'estimateur PI, en utilisant l'écart entre le flux estimé et le flux réel (voir figure III.8).

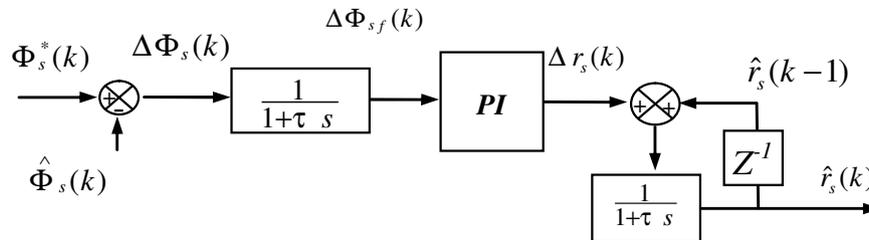


Figure III.8 Estimateur PI conventionnel de la résistance statorique

L'erreur entre le flux statorique estimé $\hat{\Phi}_s(k)$ et de référence $\Phi_s^*(k)$ est passée à travers un filtre passe bas avec une très faible fréquence de coupure, afin d'atténuer les composantes à haute fréquence de flux statorique. Puis, le signal est transmis par l'intermédiaire d'un estimateur *PI conventionnel* [Haq01][Tan02][Ame12]. La sortie de cet estimateur *PI* est celle de la variation de la résistance statorique r_s qui s'ajoute à la résistance statorique estimée précédemment $r_s(k-1)$. La nouvelle valeur de la résistance statorique $r_s(k)$ est utilisée par l'estimateur de flux et de couple (voir la figure (III.8)).

$$\Delta r_s = \left(K_p + K_i \frac{Tz}{z-1} \right) \Delta \Phi_{sf} \quad (\text{III.3})$$

III.4.1 Résultats de simulation de la compensation de la variation de résistance statorique d'une MSRV commandée par la DTC en utilisant un estimateur PI conventionnel

Pour tester les performances de cet estimateur on va présenter quelques simulations. La valeur de la résistance du stator a été variée selon le profil de la figure (III.9 1a') et 2a')), avec une valeur initiale $r_s=1.3$ (Ω).

D'après les figures (III.9 1c') et 2c')), on remarque que les couples réel et estimé coïncident pratiquement quand la résistance estimée atteint la valeur réelle.

De plus, les figures (III.9 1b') et 2b')) montrent la bonne compensation de la réponse du flux statorique en utilisant une estimation conventionnel *PI* de r_s . En effet, ce flux a été rétabli convenablement à sa consigne. On peut noter aussi cette amélioration de l'estimation du flux statorique d'après les figures (III.9 1d') et 2d')) qui illustre le flux dans le plan (a,β), en présence de l'estimateur conventionnel *PI*.

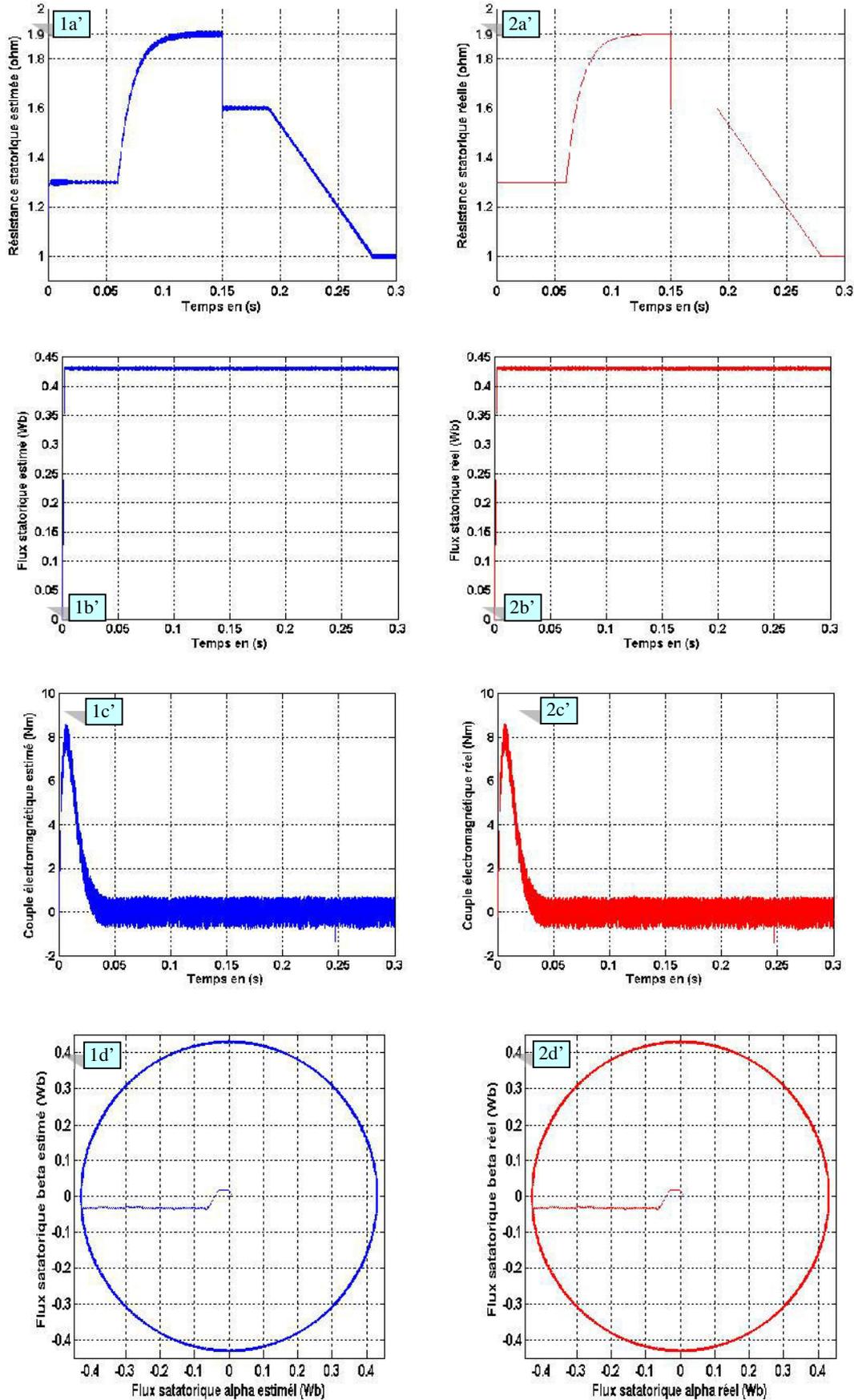


Figure III.9 Évolution des flux statoriques (estimé et réel) et les couples électromagnétiques (estimé et réel) lors d'une variation de la résistance statorique avec compensation PI

III.5 OPTIMISATION DES ESTIMATEURS DE LA RESISTANCE STATORIQUE DE LA MSRVR PAR ALGORITHME GENETIQUE

Nous avons vu précédemment que les deux régulateurs utilisés pour estimer la résistance statorique de la MSRVR ont donné des performances satisfaisantes notamment au niveau de la performance de la commande par DTC. Mais l'inconvénient majeur remarqué est le manque de techniques de conception. Afin de remédier ce problème et pour améliorer les performances obtenues, cette partie est consacrée à l'application des algorithmes génétiques pour la conception et l'optimisation des gains des deux régulateurs *PI classique* et *PI flou*. Les algorithmes génétiques garantissent cette optimisation et localisent l'optimum global.

Cependant, une combinaison de l'algorithme génétique et un algorithme de recherche locale, tels que le gradient permettant un calcul de l'optimum global avec précision et permet d'améliorer la qualité du résultat obtenu. Cette méthode de recherche locale est adoptée comme une hybridation avec les algorithmes génétiques [Mok10].

III.5.1 Procédure d'optimisation des deux régulateurs

La procédure d'optimisation est un algorithme hybride qui se compose d'un algorithme génétique combiné avec une méthode de recherche locale (méthode de gradient) et qui agit sur les paramètres du régulateur. La figure suivante illustre le schéma de cette procédure.

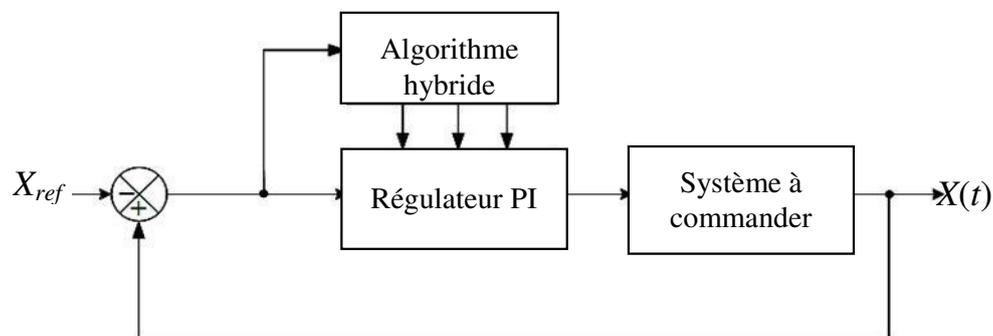


Figure III.10 Principe d'optimisation d'un régulateur PI par un algorithme hybride génétique-gradient.

Notre objectif est d'optimiser les gains de régulateur de la variation de résistance statorique, c'est-à-dire de minimiser l'erreur entre le flux estimé et le flux de référence. Pour cela, on définit la fonction objective comme suit :

$$f_{obj} = \int_0^{t_f} (\Phi_s^* - \hat{\Phi}_s)^2 dt \quad (\text{III.4})$$

La procédure d'optimisation des paramètres des régulateurs peut être résumée par les étapes suivantes [Elb09] :

- Générer aléatoirement une population initiale ;
- Evaluer cette population ;
- Appliquer les opérateurs génétiques (sélection, croisement, mutation) ;
- Evaluer la nouvelle population créée par les opérateurs génétiques ;
- Répéter la procédure pour un nombre de générations donné ;
- Choisir le meilleur individu de la dernière génération ;
- Utiliser une méthode de recherche locale (gradient ou simplex) pour finaliser l'opération de l'optimisation effectuée par l'AG.

Dans ce qui suit, on appliquera cette procédure aux deux régulateurs PI classique et PI flou respectivement.

III.5.2 Optimisation du régulateur PI classique

L'optimisation de ce régulateur se fait par une stratégie hybride algorithme génétique-*méthode de gradient* à l'aide de la fenêtre *Gatool* développée sous Matlab. Voici les paramètres de l'algorithme utilisé :

- Taille de la population $T=5$;
- Sélection par la *roulette* ;
- Croisement multiple avec une probabilité $P_m=0.7$;
- Mutation uniforme avec une probabilité $P_c=0.02$;
- Nombre de générations $N=100$;
- Méthode d'hybridation : gradient.

III.5.2.1 Résultats de simulation

Pour pouvoir montrer l'utilité de l'optimisation des gains du PI classique par l'algorithme génétique combiné avec la méthode de gradient. D'après les résultats de simulation obtenus, on remarque bien la bonne estimation de la résistance statorique et l'amélioration des performances dynamiques. En effet, comme le montrent les figures (III.11 a) et a')) suivantes,

Par conséquent, la Figure (III.11 b)) illustre une estimation du couple électromagnétique et qui est pratiquement identiques par le *PI classique* et le *PI Optimisé*.

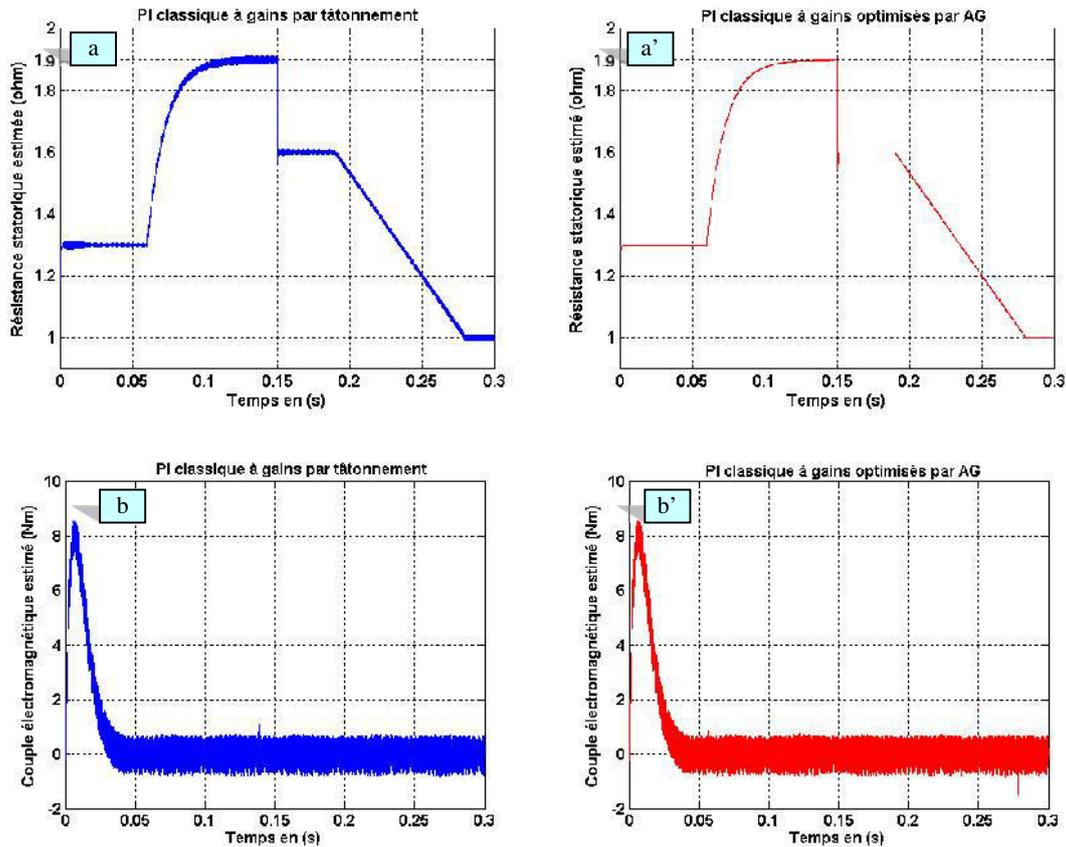


Figure III.11 Résultats de simulation de la MSRVR munie d'un réglage de résistance statorique par un PI

III.5.3 Optimisation du régulateur PI fluo

Dans ce cas d'optimisation, on a essayé l'hybridation de l'algorithme génétique et la méthode du gradient [Elb09]. Les meilleurs résultats ont été obtenus avec une procédure d'optimisation *génétique gradient* dont les paramètres sont les suivants :

- Taille de la population $T=5$;
- Sélection par la *roulette* ;
- Croisement multiple avec une probabilité $P_m=0.8$;
- Mutation uniforme avec une probabilité $P_m=0.02$;
- Nombre de générations $N=120$;
- Méthode d'hybridation : gradient.

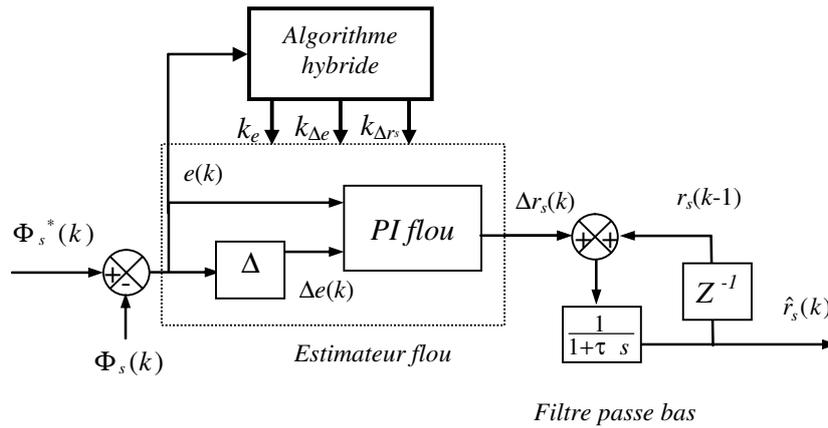
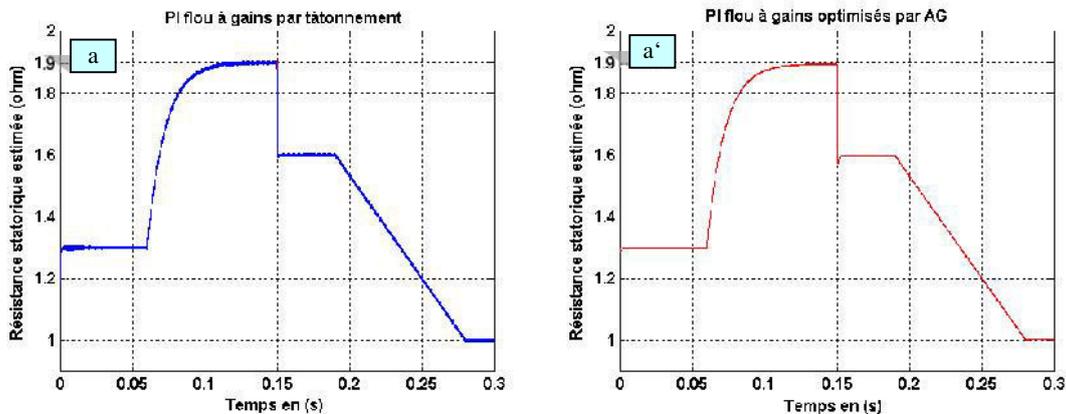


Figure III.12 Principe d'optimisation d'un PI flou par algorithme génétique-gradient.

III.5.3.1 Résultats de simulation

Pour montrer les performances obtenues par le *PI flou optimisé*, on a simulé le même scénario de la variation de la résistance statorique et les mêmes essais précédents concernant le *PI classique optimisé* (c'est-à-dire un démarrage à vide). Les résultats obtenus sont représentés par les figures (III.13 a), a'), b) et b')). Les figures (III.13 a) et a')) qui représentent l'estimation de la variation de la résistance, montrent que l'optimisation des gains des régulateurs par les algorithmes génétiques, peut réduire d'une façon convenable la bande d'oscillations. Une amélioration de l'estimateur qui atteint sa référence par apport au *PI flou* non optimisé (on doit noter que le dimensionnement du *PI flou* est fait par tâtonnement après plusieurs tests de simulation). Les deux figures (III.13 b), b')) illustre une estimation du couple électromagnétique qui est pratiquement identique dans le cas du *PI flou* et du *PI flou optimisé*.



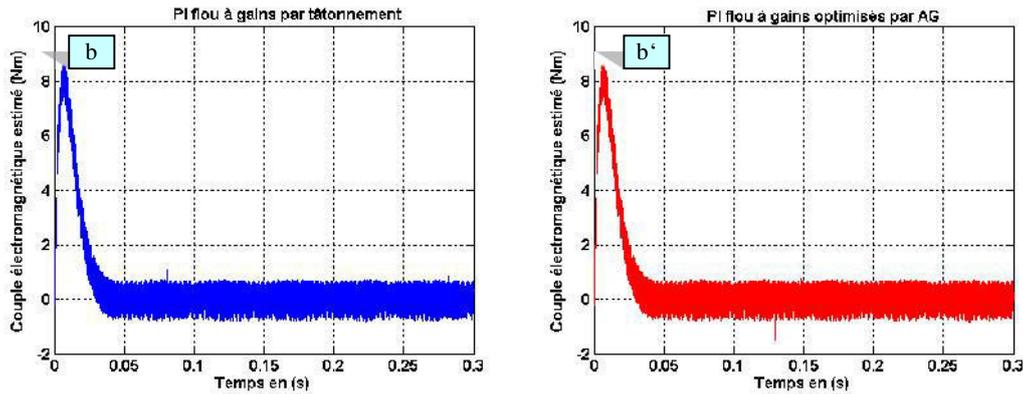


Figure III.13 Résultats de simulation de la MSR_V munie d'un estimateur de résistance statorique par un PI flou.

III.6 CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à l'étude de l'influence de la variation de la résistance statorique sur la robustesse et la performance de la commande par DTC du MSR_V. Des résultats de simulation détaillés ont été présentés.

Les cas traités présentent des cas de variations critiques et extrêmes, par lesquels on peut juger l'efficacité de l'estimateur flou de r_s . D'après les résultats obtenus le PI flou utilisé pour la compensation de la variation de la résistance statorique a rétabli la performance du système et a renforcé la robustesse de la commande par DTC du MSR_V, vis-à-vis des variations sévères de la résistance statorique en absence et en présence de la boucle de réglage de la vitesse de rotation. Pour les mêmes raisons citées auparavant, et dans le but d'améliorer l'opération de dimensionnement des deux estimateurs PI classique et PI flou, on a utilisé une technique d'optimisation basée sur des algorithmes génétiques, qui facilite la recherche et diminue l'effort et le temps comparativement à la méthode de dimensionnement par tâtonnement qui nécessite une durée d'essais importante. L'application de ces algorithmes à la conception optimale des deux régulateurs nous a permis d'avoir de bons résultats dans un temps très court (quelques minutes). En effet, d'après ces résultats, on a noté une nette amélioration des estimateurs de la résistance statorique et les performances dynamiques de la MSR_V. On a noté également que la commande par DTC peut être sensible à la variation de la résistance.

Chapitre IV

**STRATEGIES DE REDUCTION DES
FLUCTUATIONS DU COUPLE
ELECTROMAGNETIQUE D'UN MSRV
COMMANDE PAR DTC**

IV.1 INTRODUCTION

Comme toute autre commande, la *DTC* a des inconvénients dont on cite la sensibilité face à la variation de la résistance statorique et les fluctuations de couple causées par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné. Par principe, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable qui augmente les risques d'excitation des résonances mécaniques ou acoustiques. L'échantillonnage à fréquence finie se traduit par un dépassement pseudo-aléatoire de la bande d'hystérésis. Différentes alternatives ont été utilisées pour surmonter ces problèmes [Zid05][Tou08][Ame12]:

- Munir la commande d'un estimateur ou un observateur de la résistance statorique, pour compenser sa variation en temps réel ;
- Renforcer la robustesse de la commande par l'utilisation des commandes basées sur les modes glissants et la logique floue par exemple ;
- Utiliser des nouvelles techniques basées sur des tables de vérités modifiées pour la réduction des fluctuations de couple ;
- Utiliser des onduleurs multiniveaux pour remédier au problème de la fréquence de commutation élevée et réduire les fluctuations du couple électromagnétiques ;
- Optimiser le dilemme fluctuations de couple électromagnétiques réduites - fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur élevée, en s'appuyant sur des solutions basées sur des techniques de l'intelligence artificielle.

Nous allons étudier quelques améliorations de la commande *DTC classique* telle que la *DTC modifiée*, la *DTC à 12 secteurs*, la *DTC* basée sur la *MLI* vectorielle (*DTC-SVM*), on terminera par la *DTC* de la *MSRV* alimentée par un onduleur de tension à *trois niveaux*, pour but de minimiser les ondulations du couple et du flux, avec une maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur.

Des résultats de simulation seront présentés dans ce chapitre pour juger ces différentes méthodes

IV.2 REDUCTION DES FLUCTUATIONS DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE PAR DES TABLES DE VERITE MODIFIEES D'UNE COMMANDE DTC D'UN MSR_V

Dans cette partie, on va réduire les fluctuations du couple électromagnétique et de flux d'un moteur synchrone à réluctance variable contrôlée par la commande directe du couple en utilisant des techniques améliorées pour sélectionner les états des interrupteurs d'un onduleur de tension.

IV.2.1 Table à secteurs décalés de 30°

Dans ce cas l'idée est de changer la table de vérité à partir d'une modification des secteurs de la *DTC* classique [Ari00][Tou08][ame12]. En effet les zones sont décalées de 30°. Ainsi la première zone située entre -30° et 30° est décalée entre 0 et 60° (voir figure (IV.1)). Une comparaison entre cette méthode de présentation et la méthode classique est résumée pour une position du vecteur du flux dans n'importe quels secteurs dans le tableau IV.1.

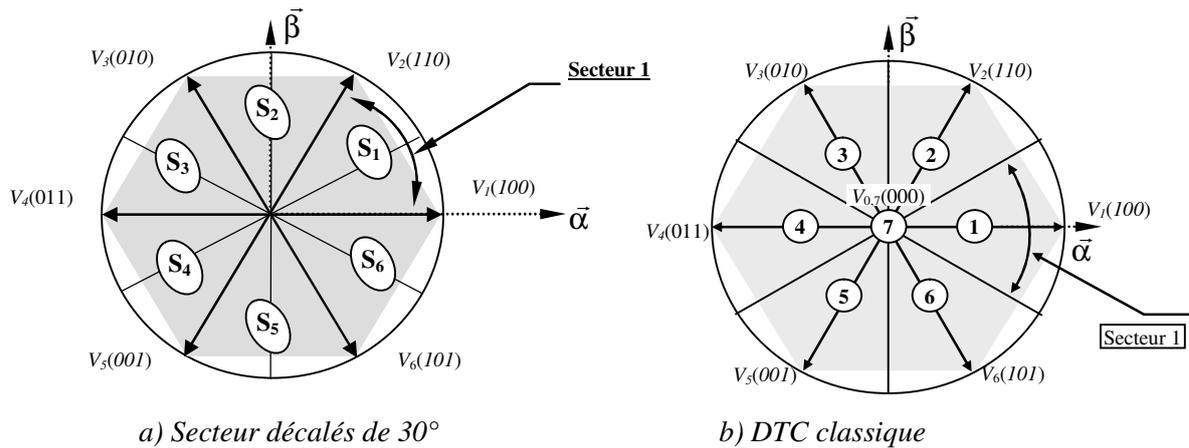


Figure IV.1. Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_{i=1...6}$ décalés de 30°.

Tableau IV.1 Comparaison entre la DTC simple et celle à secteurs décalés de 30°

	DTC classique	DTC modifiée
V_1	-30° → 30° Couple indéterminé	-60° → 0° DC, AF
V_2	30° → 90° AC, AF	0° → 60° AC, AF
V_3	90° → 150° AC, DF	60° → 120° Flux indéterminé
V_4	150° → 210° Couple indéterminé	120° → 180° AC, DF
V_5	210° → 270° DC, DF	180° → 240° DC, DF
V_6	270° → 330° DC, AF	240° → 300° Flux indéterminé

On peut noter que les états des tensions V_1 et V_4 ne sont pas employés dans la *DTC* classique (*DTC-C*) parce qu'ils peuvent augmenter ou diminuer le couple au même secteur selon la position du vecteur du flux est dans les premier ou les deuxièmes 30°, puisque la variation du couple est indéterminée et dépend de la position exacte du flux dans le même secteur. Alors que pour la *DTC* à secteurs décalés de 30°, ce sont les tensions V_3 et V_6 qui ne sont pas utilisées, car dans ce cas l'ambiguïté est dans la variation du flux [Ari00][Bao06][ame12].

La table de vérité de la *DTC* modifiée résumant les états des interrupteurs de l'onduleur de tension est donnée par :

Tableau IV.2 Table de vérité de la DTC à secteurs décalés de 30° [Car00]

K_{ϕ_s}	K_{C_e}	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	110	010	011	001	101	100
	0	000	000	000	000	000	000
	-1	100	110	010	011	001	101
0	1	011	001	101	100	110	010
	0	000	000	000	000	000	000
	-1	001	101	100	110	010	011

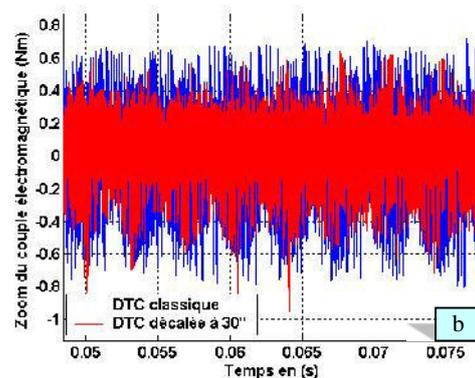
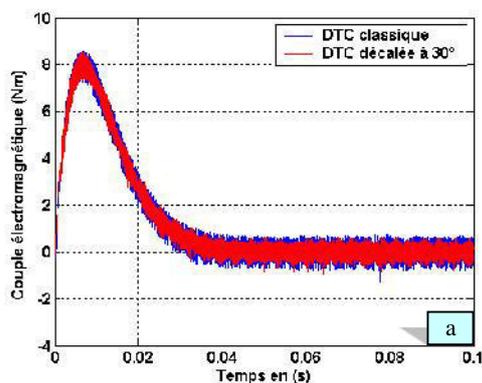
IV.2.2 Résultats de simulation correspondant à une DTC à secteurs décalés de 30°

Les figures (IV.2) représentent les résultats de simulation, avec l'application de la méthode de décalage des zones.

D'après les figures (IV.2 a) et b), on note que le couple électromagnétique est amélioré en décalant les secteurs de la *DTC classique* de 30°. En effet, ses fluctuations sont réduites moyennement de 13% environ par rapport au cas de la table simple, mais la fréquence de commutation a augmenté presque de 25%.

Les figures (IV.2 c) et d)) montrent que le flux atteint sa consigne rapidement avec moins d'ondulations par rapport au cas de la table simple.

Mais dans l'ensemble, la bande de fluctuation du couple reste relativement large, problème caractérisant la *DTC*.



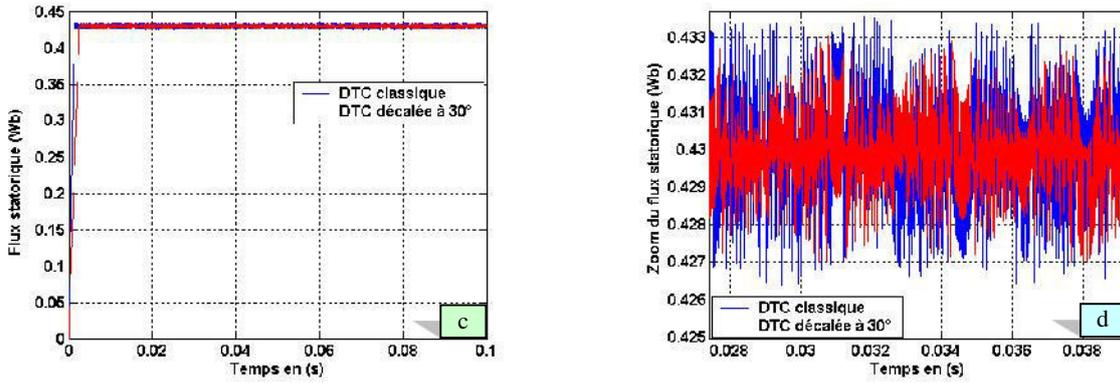


Figure IV.2 Résultats de simulation d'une commande par DTC à secteurs décalés de 30° d'un MSR_V.

IV.2.3 Table à douze secteurs

Dans la DTC classique, il y a deux vecteurs par secteur qui présentent une ambiguïté dans le contrôle de flux, donc ils ne sont pas utilisés (V_i, V_{i+3}). De même pour la DTC modifiée, les deux vecteurs (V_{i+2}, V_{i+5}) ne sont pas aussi utilisés par ce qu'ils introduisent une ambiguïté dans le contrôle de couple [Nai95][Tou08][Ari00]. Pour résoudre ce problème d'ambiguïté dans la commande de couple et de flux, on va diviser la position du flux statorique en douze secteurs au lieu de 6 secteurs, (cas où les six vecteurs actifs seront utilisés pour le même secteur). Cependant, la composante tangentielle du vecteur tension est très faible par conséquent la variation du couple serait aussi faible. Pour cela il faut introduire l'idée de la petite augmentation du couple [Tou08]. La Figure (IV.3), illustre la nouvelle partition en douze secteurs.

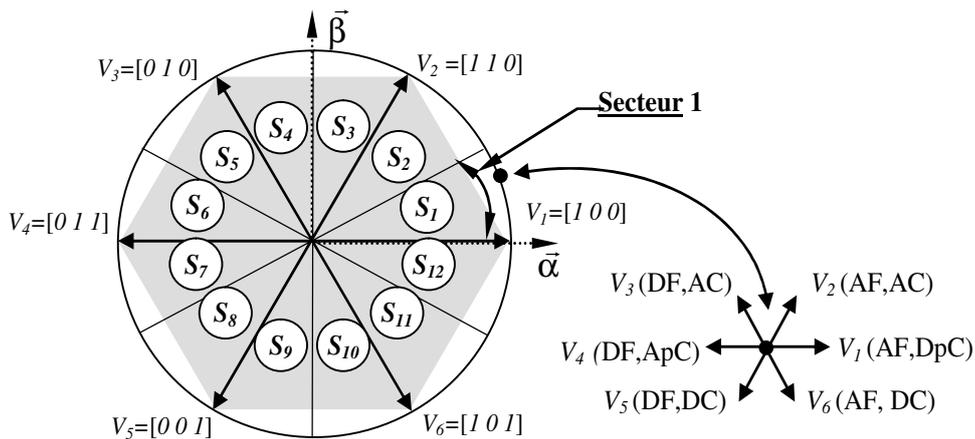


Figure IV.3 Partition du plan (α, β) en douze secteurs angulaires $S_{i=1...12}$
 DpC: Diminuer peu le couple, ApC: Augmenter peu le couple.

L'application des séquences dans les deux secteurs 1 et 12 est récapitulée dans le tableau suivant :

Tableau IV.3 Table de sélection des vecteurs tensions dans les deux secteurs 1 et 12

		S_1	S_{12}
Flux	↑	V_1, V_2 et V_6	V_1, V_2 et V_6
	↓	V_3, V_4 et V_5	V_3, V_4 et V_5
Couple	↑	V_2, V_3 et V_4	V_1, V_2 et V_3
	↓	V_5, V_6 et V_1	V_4, V_5 et V_6

Dans ce cas, on utilise un comparateur à hystérésis à quatre niveaux pour le couple et un comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le flux.

Notons que pour une position donnée du vecteur de flux dans le premier secteur, la tension V_1 est appliquée pour diminuer un peu le couple et augmenter le flux, alors que la tension V_4 sert à augmenter un peu le couple et diminuer le flux. Cette procédure sera inversée si le vecteur flux se trouve dans le secteur 6, en effet, l'application de V_1 diminue un peu le couple et l'application de V_4 sert à une petite augmentation de couple (voir figure ci-dessous).

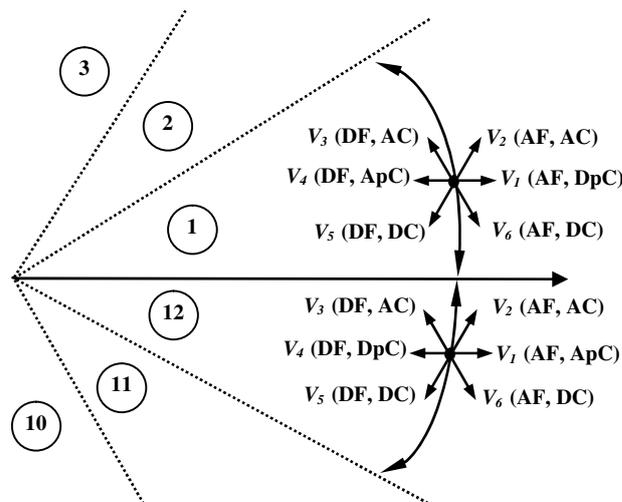


Figure IV.4 Applications possibles des vecteurs de tension dans les deux secteurs 1 et 12.

Pour mieux exploiter ces tensions, on utilise un comparateur à hystérésis à 4 niveaux pour le couple (voir figure IV.5), ce qui permet de définir les petites et grandes variations du couple et du flux engendrées par ces mêmes vecteurs de tensions selon leur déphasage par rapport aux limites des zones [Ari00]. Par exemple, le secteur S_{12} , si le vecteur V_1 est sélectionné il va produire une grande augmentation de flux et une faible augmentation de couple, et V_2 augmente fortement le couple et légèrement le flux [Nai96][Ari00][Tou08].

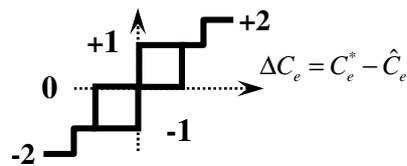


Figure IV.5 Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le couple dans le cas de la table de 12 secteurs

D'autre part, le tableau IV.4 présente les séquences appliquées dans le cas de douze secteurs. Les codes 2 et -2 utilisés pour l'erreur du couple indiquent une grande valeur absolue de l'erreur, pour lesquelles il est utile d'appliquer la tension qui correspond à une grande augmentation ou une grande diminution du couple respectivement. Tandis que les codes 1 et -1 correspondent à une légère augmentation et une légère diminution du couple respectivement.

Tableau IV.4 Table de vérité de la DTC en utilisant douze secteurs [Bao06]

ϕ_s	C_e	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_9	S_{10}	S_{11}	S_{12}
1	2	110	010	010	011	011	001	001	101	101	100	100	110
	1	*110	110	*010	010	*011	011	*001	001	*101	101	*100	100
	-1	100	*100	110	*110	010	*010	011	*011	001	*001	101	*101
	-2	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101
0	2	010	011	011	001	001	101	101	100	100	110	110	010
	1	011	*011	001	*001	101	*101	100	*100	110	*110	010	*010
	-1	000	001	000	101	000	100	000	110	000	010	000	011
	-2	001	101	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001

Les codes marqués par (*) correspondent aux tensions qui ne produisent pas les petites variations voulues et leurs applications sont facultatives.

IV.2.4 Résultats de simulation (correspondant à une DTC à table à douze secteurs)

Les figures (IV.6, a), b), c) et d)) montrent que l'utilisation de la table à douze secteurs, réduit moyennement la bande des fluctuations du couple. Cependant la fréquence de commutation se trouve augmentée comme dans le cas de la table simple. Le flux statorique n'est pas gêné par des fluctuations nuisibles comme le couple et la bande de fluctuation est améliorée par rapport au cas de l'utilisation de la table simple.

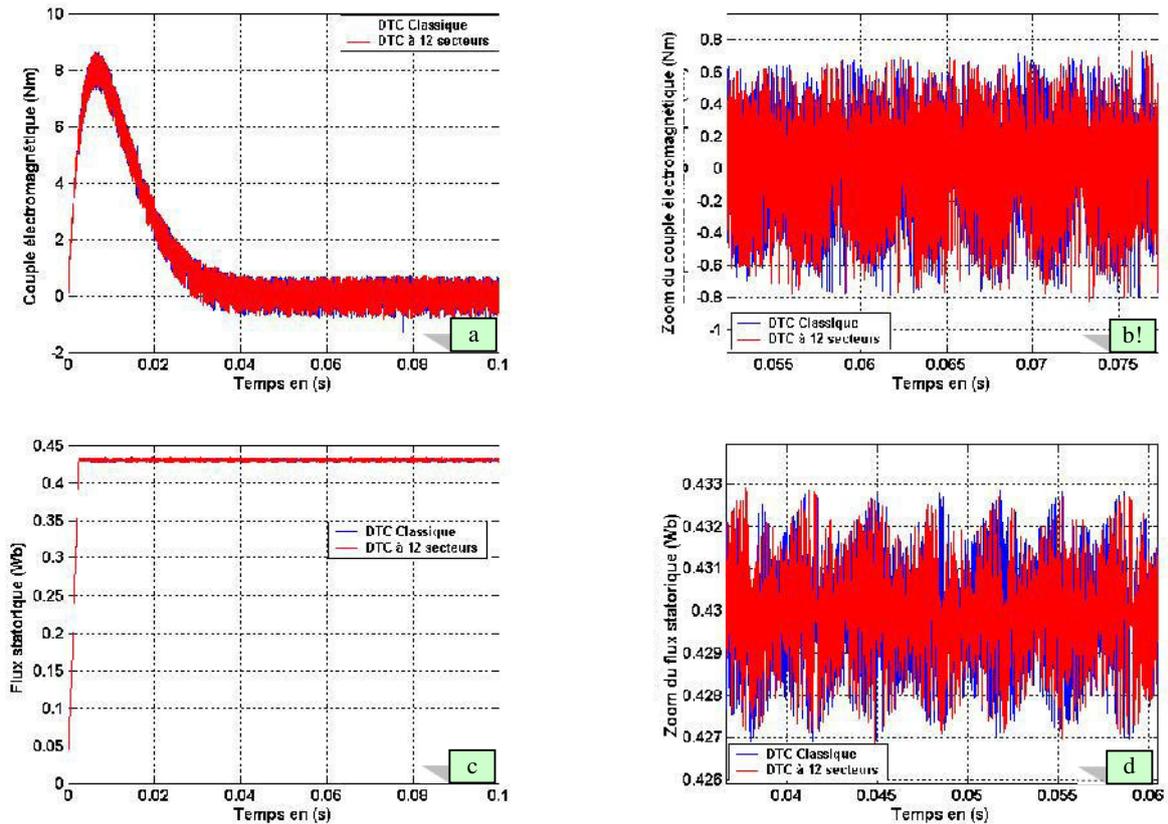


Figure IV.6 Résultats de simulation d'une commande par DTC avec une table à douze secteurs d'un MSRV.

IV.3 REDUCTION DES FLUCTUATIONS DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE D'UN MSRV PAR L'UTILISATION D'UN ONDULEUR A 3 NIVEAUX

IV.3.1 Onduleurs multi-niveaux

Les onduleurs multi-niveaux offrent d'énormes avantages par rapport aux onduleurs à deux niveaux. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel [Tan01][Tou08]:

a) Avantages technologiques : Dans les onduleurs multi niveaux, la répartition de la tension est obtenue de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque semiconducteur indépendamment des autres [Tou08]. Ceci rend le convertisseur plus robuste et plus performant pendant les commutations. La tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation est donc plus simple à gérer [Hu99][Gar05][Tou08].

b) Avantages fonctionnels pour le convertisseur : Les onduleurs multi-niveaux offrent la possibilité d'accéder à des applications de plus forte puissance [Hu99][Gar05][Tou08]. Ils possèdent de meilleurs compromis entre performances statiques (tension de saturation) et

performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage) [Mar00][Hu99][Tou08].

c) Avantages fonctionnels pour la machine : Le nombre de tension générées par des onduleurs multi-niveaux est plus élevé que celui des onduleurs à 2-niveaux de tension, ce qui permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduit par une réduction de sa distorsion harmonique [Mar00][Tou08]. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, l'augmentation de la durée de vie des isolants et la diminution du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine.

IV.3.2 Topologies d'onduleurs multi-niveaux

Nous présentons ci-après, d'une manière brève, les principales topologies des onduleurs multi-niveaux évoquées dans la littérature.

a) Topologie basée sur la mise d'onduleurs 2-niveaux en cascade : L'une des premières réalisations de cette topologie avait déjà été réussie en recourant aux onduleurs polygonaux, dans un bras à N -niveaux (N impair ≥ 3). Chaque pont onduleur monophasé, d'indice n , peut générer une tension de sortie de valeurs $(-E, 0, +E)$. Les tensions de sortie de chaque pont sont ensuite additionnées par l'intermédiaire des transformateurs [Mar00][Mar01][Tou08].

b) Topologie multicellulaire où à cellules imbriquées : Cette topologie a été inventée au début des années 90, Le principe de génération des niveaux de tension intermédiaires est basé sur la connexion de plusieurs sources de tension continues [Mar00][Mar01][Tou08], matérialisées par des condensateurs flottants en agissant sur les états logiques, des cellules de commutation.

c) Topologie NPC (Neutral Point Clamped) : Cette topologie est connue depuis la fin des années 70. Puis au début des années 80, apparaît l'une des premières publications contribuant largement à sa diffusion [Mar00][Mar01][Tou08]. C'est le cas que nous allons étudier dans ce qui suit (on se limite à la structure à trois niveaux).

IV.3.3 Onduleur à trois niveaux de type NPC

Le nombre des interrupteurs dans cette structure est le double de celui d'un onduleur à deux niveaux, c'est à dire 12 interrupteurs, soient quatre interrupteurs par bras. La figure (IV.6) illustre un onduleur de types NPC à trois niveaux. La combinaison des états des différents interrupteurs est de 3^3 , soit 27 états. Ces configurations correspondent à 19 états dont 16 sont actifs, les trois restant sont des séquences nulles. La figure (IV.7) montre l'ensemble des vecteurs de tension délivrés par l'onduleur à trois niveaux dans le plan (α, β) [Tou08][Ame12].

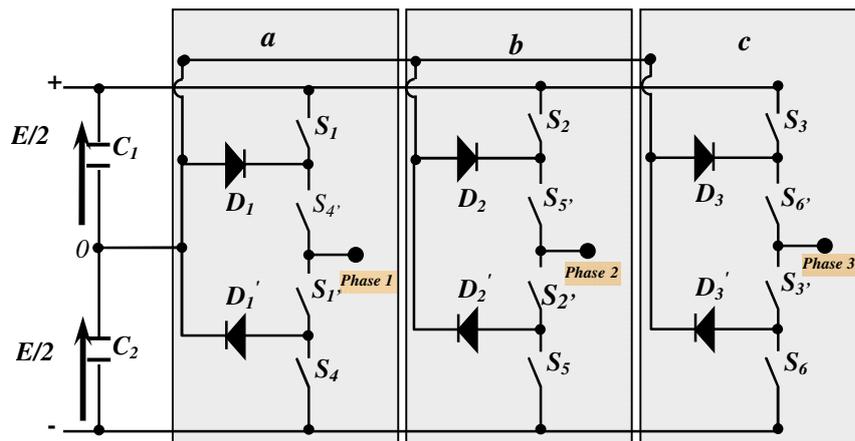


Figure IV.7 Onduleur à trois niveaux de type NPC.

La figure (IV.8), présente aussi les états des interrupteurs d'un onduleur de type NPC à trois niveaux. Le code de chaque vecteur de tension indique les états des trois demi-bras en haut de l'onduleur. Ainsi le vecteur 210 par exemple indique que :

- Les deux interrupteurs du 1^{er} demi-bras en haut (S_1 et $S_{4'}$) sont fermés, (code 2) ;
- Les deux interrupteurs du 2^{ème} demi bras en haut (S_2 et $S_{5'}$) sont respectivement ouvert et fermé, (code 1) ;
- Les deux interrupteurs du 3^{ème} demi bras en haut (S_3 et $S_{6'}$) sont ouverts, (code 0).

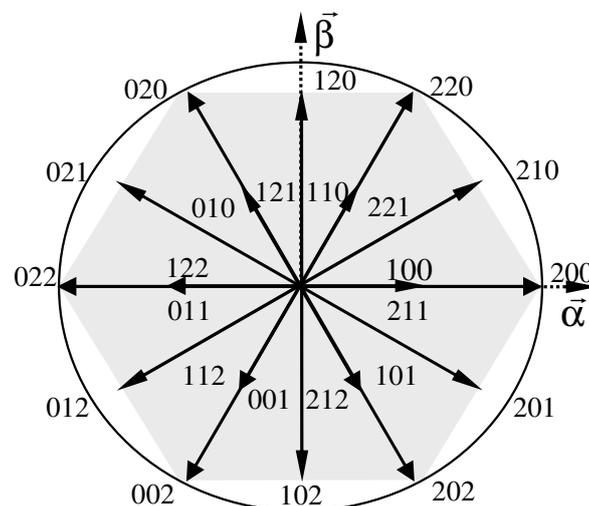


Figure IV.8 Vecteurs des tensions et états des interrupteurs d'un onduleur à trois niveaux.

IV 3.4 Table de vérité de la DTC dans la cas d'un onduleur NPC à 3-niveaux

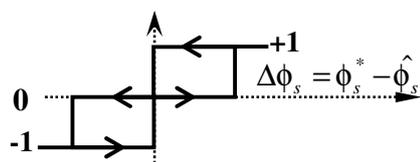
Le tableau IV.5 présente les séquences correspondant à chaque position du vecteur de flux, sachant que l'erreur entre le flux de référence et le flux estimé, est introduite dans un

comparateur à hystérésis à trois niveaux (voir figure IV.9.a), qui délivre 1 si cette erreur est positive, 0 si elle est dans la bande d'hystérésis et -1 si elle est négative.

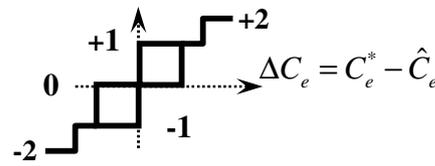
De plus, l'erreur entre le couple de référence et le couple estimé, est introduite dans un comparateur à hystérésis à cinq niveaux (voir figure IV.9.b), qui délivre 1 si cette erreur est positive et inférieure à +10 % de la référence, 2 si elle est supérieure à +10 % de la référence, 0 si elle est comprise dans la bande d'hystérésis, -1 si elle est comprise entre 0 et -10 % de la référence et -2 si elle est inférieure à -10 % de la référence [Mar00][Tou08][Ame12].

Tableau IV.5 Table de vérité de la DTC dans le cas d'un onduleur de type NPC à trois niveaux [Tou08]

$\Delta\phi_s$	1					0					-1				
ΔC_e	2	1	0	-1	-2	2	1	0	-1	-2	2	1	0	-1	-2
S_1	220	210	200	201	202	120	120	000	102	102	020	121	211	112	002
S_2	020	120	220	210	200	021	021	000	201	201	022	122	221	212	202
S_3	022	021	020	120	220	012	012	000	210	210	002	112	121	211	200
S_4	002	012	022	021	020	102	102	000	120	120	202	212	122	221	220
S_5	202	102	002	012	022	201	201	000	021	021	200	211	112	121	020
S_6	200	201	202	102	002	210	210	000	012	012	220	221	212	122	022



a) Flux statorique,



b) Couple électromagnétique.

Figure IV.9 Comparateur à hystérésis

IV.3.5 Résultats de simulation (Correspondent à un onduleur de type NPC à trois niveaux)

Les Figures (IV.10, a), b), c) et d)) montrent l'évolution du couple électromagnétique au démarrage à vide. Ces Figures montrent bien que l'utilisation de l'onduleur à trois niveaux minimise considérablement les fluctuations du couple.

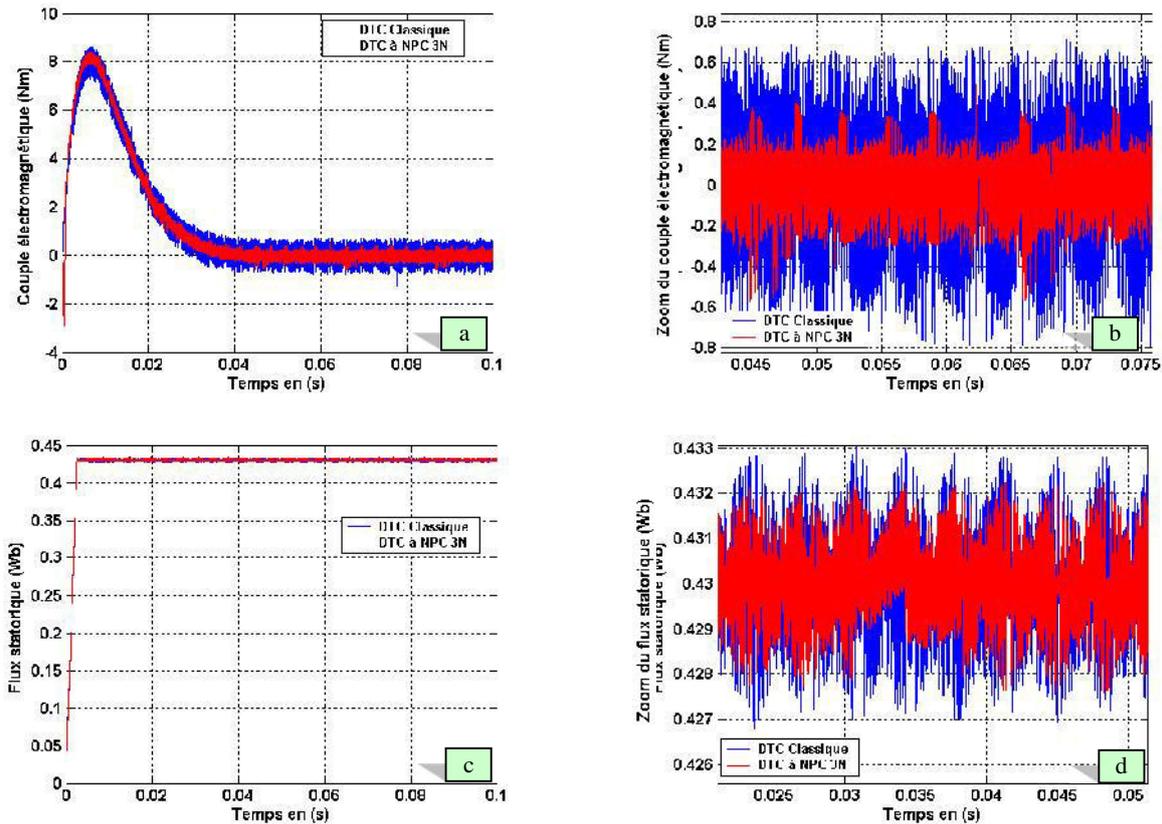


Figure IV.10 Résultats de simulation d'une commande par DTC dans le cas d'une alimentation par un onduleur de type NPC à 3 niveaux

IV.4 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE BASEE SUR LA MODULATION VECTORIELLE

L'une des premières stratégies de contrôle direct deuxième génération proposée [Hab92][Tou08], fait appel à un modèle approximatif de la machine, valable en régime permanent et à un module *MLI*. Il s'agit d'une stratégie hybride, linéaire / non linéaire, où les parties linéaires et non linéaires sont fusionnées dans un algorithme unique [Las00][Tou08]. En effet, l'algorithme propose une commande linéaire de type prédictif et en un seul coup [Che99][Tou08]. À l'instant T_k , on calcule les erreurs du couple et de flux statorique, par l'intermédiaire du modèle approximatif de la machine ainsi que le vecteur de la tension moyenne de référence V_s^* qu'il faudrait appliquer à la machine afin que ces erreurs soient annulées à l'instant d'échantillonnage suivant, T_{1+k} . Ce vecteur de tension moyen de référence est ensuite introduit dans un bloc de *MLI* vectorielle, pour but de réduire le bruit et les ondulations dans le couple, le flux et le courant, en régimes transitoires et permanent [Las00], tout en afin de minimisant et assurant une fréquence de commutation constante [Zha04][Rod04][Tou08].

Dans cette partie, on va exposer cette stratégie de commande par *DTC* à base de la *SVM* appliquée au moteur synchrone à réluctance variable.

IV.4.1 Principe de la commande du MSRJV par la DTC-SVM

IV.4.1.1 Modèle approximatif de la machine

La *DTC* basée sur la modulation vectorielle est plus compliquée que la *DTC* classique [Key04][Mar01]. Elle exige la connaissance de quelques paramètres du moteur, à savoir la résistance statorique et l'inductance de fuites [Hab92][Tou08]. Les tensions et les courants mesurés permettent de calculer la force électromotrice E , où chaque phase du moteur est modélisée pour une impédance R - L en série avec un $fem E$ [Hab92][Tou08].

IV.4.1.2 Contrôle du flux et du couple dans le cas de la DTC-SVM

La méthode de contrôle du flux et du couple est basée dans ce cas sur le calcul prédictif du vecteur de tension statorique appliqué à la machine, pour forcer le couple et l'amplitude du flux à suivre leurs références sur une période d'échantillonnage T_e [Hab92][Tou08]. A période fixe T_n égale à la moitié de la période T_e , la variation du couple est donnée par :

$$\Delta C_{em} = C_{em}^* - C_{em}(T_n) \quad (IV.1)$$

La valeur de la tension moyenne de référence V_s^* sur une période est calculée à partir des deux vecteurs de tension, est donnée par l'équation suivante :

$$V_s^* = V^* + r_s i_s(T_n) = (V_\alpha^* + jV_\beta^*) + r_s i_s(kT_c) \quad (IV.2)$$

Les états de commutation de l'onduleur sont déterminées par V_s^* , en utilisant les équations de base de la modulation vectorielle (*SVM*). La valeur du vecteur de tension statorique instantanée V_s^* est sélectionnée parmi les 7 états de commutation de l'onduleur. Ceci est illustré par la Figure (IV.11) [Hab92][Tou08].

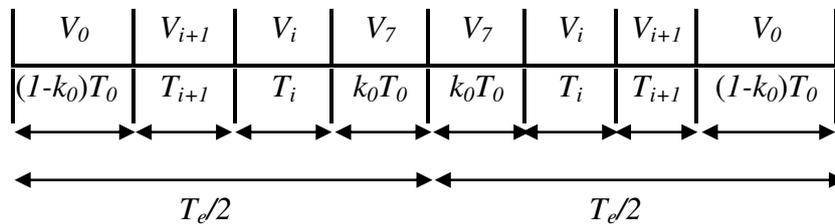


Figure IV.11 Séquences d'application des vecteurs sur une période T_e

Avec :

T_i, T_{i+1} : Temps d'application des vecteurs (V_i et V_{i+1}) respectivement ;

$(1-k_0)T_0, k_0T_0$: Temps d'application des vecteurs (V_0 et V_7) respectivement.

La tension moyenne de référence est calculée à partir des deux vecteurs de tension V_i et V_{i+1} , qui sont adjacents à V_s^* aux instants T_i et T_{i+1} . Elle est donnée par :

$$T_e V_s = T_i V_i + T_{i+1} V_{i+1} \quad (IV.3)$$

Le reste de la période de passage est consacré à l'état zéro T_0 .

$$T_0 = T_e - (T_i + T_{i+1}) \quad (IV.4)$$

Si la modulation est réalisable, c'est-à-dire si les temps d'application de chacun des vecteurs de tension appartenant à la modulation sont positifs et inférieurs à T_e , la procédure se termine et les signaux de commande sont appliqués au convertisseur. Cette situation devrait se produire plutôt en régime permanent. Dans le cas contraire, c'est-à-dire il n'y a pas de solution ($T_i + T_{i+1} > T_e$), on rentre dans la partie non linéaire de l'algorithme (ce qui doit arriver plutôt pendant les régimes transitoires de couple), on essaie de trouver une paire de vecteurs de tension (V_i et V_{i+1}), qui une fois appliqués à la machine pendant T_i et T_{i+1} , respectivement, amènent à l'annulation des erreurs de couple et de flux [Tou08]. Ces deux vecteurs sont obtenus initialement à partir du tableau A2.4 (voir Annexe 2), puis on fait la résolution des équations suivantes [Nai92][Mar00][Tou08] :

$$\left| \bar{\Phi}_s^* \right| = \left| T_i \bar{V}_i + T_{i+1} \bar{V}_{i+1} + \bar{\Phi}_s(kT_e) \right| \quad (IV.5)$$

Avec :

$$T_e = (T_i + T_{i+1}) \quad (IV.6)$$

S'il n'y a pas de solution ($T_i + T_{i+1} > T_e$), on suppose que le transitoire se trouve au niveau du flux, dans ce cas on détermine les vecteurs adjacents V_i et V_{i+1} pendant les périodes de commande T_i et T_{i+1} , puis la résout de l'équation (IV.6) associée à celle de la variation du couple [Nai92][Tou08] :

$$\Delta C_{em} = \frac{3P}{4L_s} \Im m \left(\bar{\Phi}_s (T_i \bar{V}_i + T_{i+1} \bar{V}_{i+1} - \bar{E} T_e) \right) \quad (IV.7)$$

IV.4.2 Application d'une Commande DTC-SVM au MSRV

La stratégie de la commande DTC-SVM fait appel à une MLI vectorielle à fréquence de commutation imposée et constante. Cette DTC à fréquence fixe ne possède plus de correcteurs à hystérésis, cela relâche considérablement les contraintes du temps de calcul. En outre, cette méthodologie repose sur un calcul explicite de la commande pour satisfaire à l'objectif de couple, ainsi les oscillations de celui-ci sont considérablement réduites [Tou08]. Il s'agit d'une

stratégie de génération d'une tension de référence statorique qu'il faudrait appliquer au MSRVR et qui sera introduite dans un bloc de *MLI* vectorielle (voir figure (IV.12)).

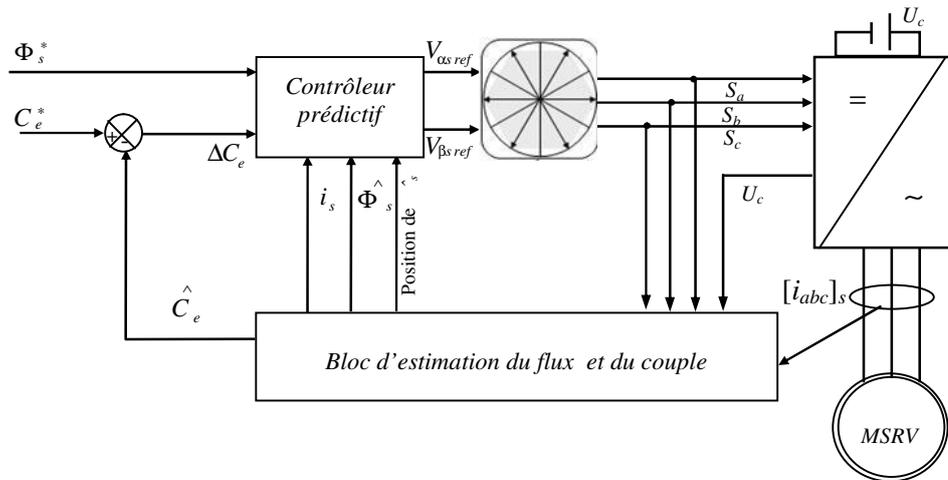


Figure IV.12 Schéma structurel d'une commande par DTC-SVM d'une MSRVR.

Dans le cas d'une commande *DTC-SVM*, la génération des impulsions de commande (S_a , S_b , S_c) appliquées aux interrupteurs de l'onduleur est généralement basée sur l'utilisation d'un contrôleur prédictif. Il reçoit des informations sur l'erreur du couple $\Delta C_{em} = C_{em}^* - \hat{C}_{em}$ l'amplitude du flux statorique de référence Φ_s^* , le module et la position de flux statorique estimée Φ_s^{\wedge} et le vecteur du courant statorique mesuré i_s . Ensuite, le contrôleur prédictif détermine le vecteur de tension statorique de référence dans les coordonnées polaires $V_{sref} = [V_{sref} \quad V_{sref}]$ puis le délivre au modulateur vectoriel (*SVM*), qui génère les impulsions (S_a , S_b , S_c) pour commander l'onduleur [Tou08].

IV.4.2.1 Résultats de simulation de la DTC-SVM appliquée au MSRVR

Les figures suivantes (IV.13 a) et b)) montrent une bonne réponse du couple sans fluctuations considérable et sans dépassement des bandes d'hystérésis (erreur statique quasiment nulle). Cette bonne réduction des ondulations du couple entraîne la diminution des vibrations mécaniques et par conséquent la réduction du bruit acoustique. D'autre part, les figures (IV.13. c) et d)) montrent que le flux possède une bonne réponse dynamique avec un régime transitoire un peu plus rapide que celui de la *DTC* classique, et il suit convenablement sa référence en régime établi.

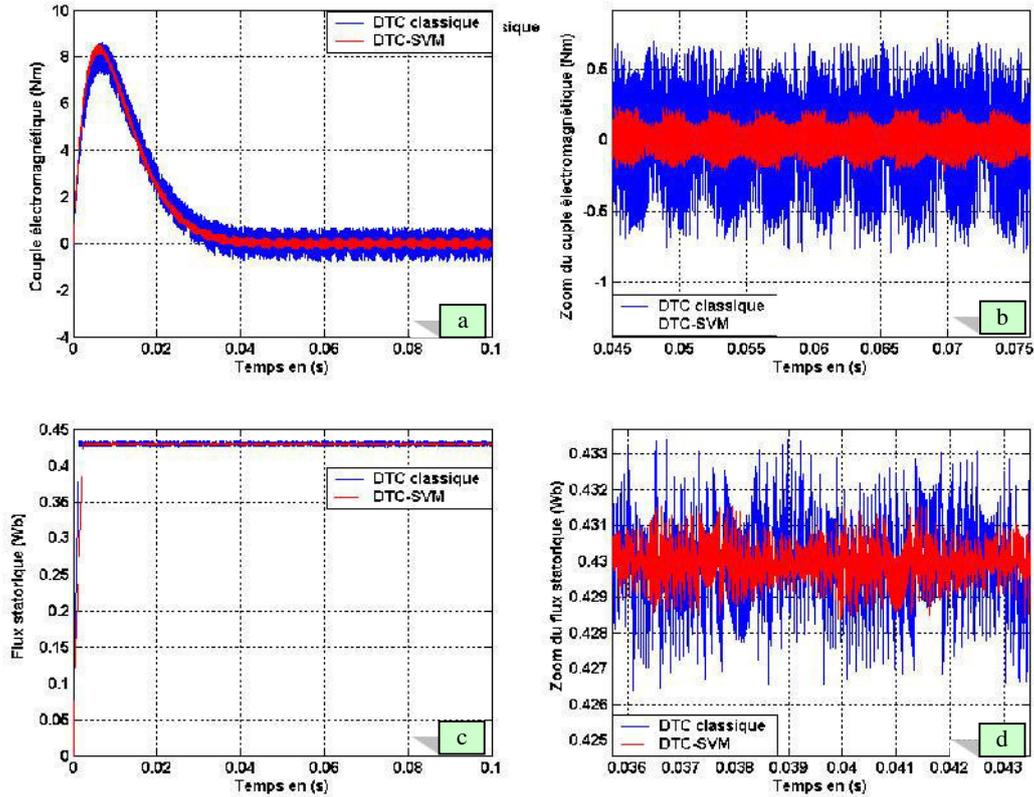


Figure. IV.13 Résultats de simulation d'une commande par DTC-SVM.

IV.5 REDUCTION DES FLUCTUATIONS DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE D'UN MSR_V COMMANDE PAR DTC EN UTILISANT DES CONTROLEURS A BASE DE LA LOGIQUE FLOUE

L'idée de base est de remplacer les bandes des comparateurs à hystérésis du flux et du couple par des bandes désirées délivrées par des contrôleurs à base de la logique floue (FLC : Fuzzy Logic Controller). La variation de l'erreur dynamique de vitesse peut être utilisée pour la mesure ou l'estimation du lissage de couple [Kou09][Ame12].

L'équation mécanique du moteur en négligeant les frottements visqueux est la suivante :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r \quad (IV.8)$$

En remplaçant l'erreur de vitesse de rotation $e = \Omega_r - \Omega_{ref}$ dans l'équation (IV.1), on peut écrire :

$$J \frac{d(\Omega_{ref} + e)}{dt} = J \frac{d\Omega_{ref}}{dt} + J \frac{de}{dt} = C_{em} - C_r \quad (IV.9)$$

Pour une vitesse de référence constante, le changement de l'erreur de vitesse est liée au couple du moteur électrique par :

$$\frac{de}{dt} = \frac{C_{em} - C_r}{J} \quad (IV.10)$$

A partir de cette équation (IV.10), on note que le changement du signal de l'erreur de vitesse peut, en effet, être une bonne mesure et un bon indicateur de l'ondulation de couple moteur.

On va présenter dans ce qui suit une approche floue dédiée à la réduction des ondulations de couple, pour le biais d'une adaptation de la bande de compensateur d'hystérésis de couple et de flux.

IV.5.1 Contrôleurs adaptatifs flous de la bande de comparateur à hystérésis du couple et du flux

Un contrôleur flou semble être un choix raisonnable pour évaluer la bande d'hystérésis des amplitudes du couple et de flux en fonction des niveaux d'ondulation de couple et de flux.

Dans cette approche, les amplitudes des bandes d'hystérésis de couple et de flux ne sont pas préfixes, mais elles sont déterminées par deux contrôleurs flous. La figure (IV.14) montre les deux contrôleurs de couple et de flux à bande d'hystérésis adaptée.

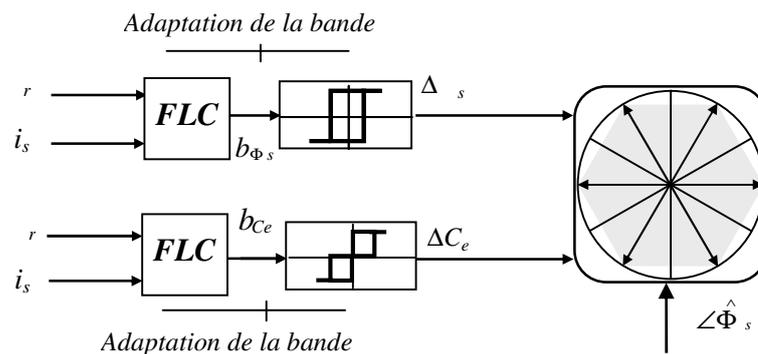


Figure IV.14 Adaptation floue de la bande des comparateurs à hystérésis du couple et du flux.

Sur la base de l'analyse précédente et le schéma ci-dessus, deux entrées sont choisies, la variation de l'erreur de la vitesse et la variation du courant statorique :

$$\begin{aligned} e_1(k) &= \Omega_r(k) - \Omega_r(k-1) \\ e_2(k) &= i_s(k) - i_s(k-1) \end{aligned} \quad (IV.11)$$

Le module du courant statorique est calculé à partir de la relation suivante : $i_s = \sqrt{i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2}$

La sortie nette (avec une bande d'hystérésis adaptée) est intégrée de telle manière que l'amplitude de la bande d'hystérésis du couple et du flux soit obtenue à partir des deux équations suivantes :

$$\begin{aligned} b_{cem}(k) &= b_{cem}(k-1) + \Delta b_{cem}(k) \\ b_{\Phi_s}(k) &= b_{\Phi_s}(k-1) + \Delta b_{\Phi_s}(k) \end{aligned} \quad (IV.12)$$

La fuzzification des variables d'entrée et de sortie des deux régulateurs flous est illustrée par la figure (IV.15).

Chacune des trois variables linguistiques est représentée par les sous-ensembles flous suivant : **NG**= Négatif Grand, **NP**=Négatif Petit, **ZE**= Nul, **PP**= Positif Petit et **PG** = Positif Grand.

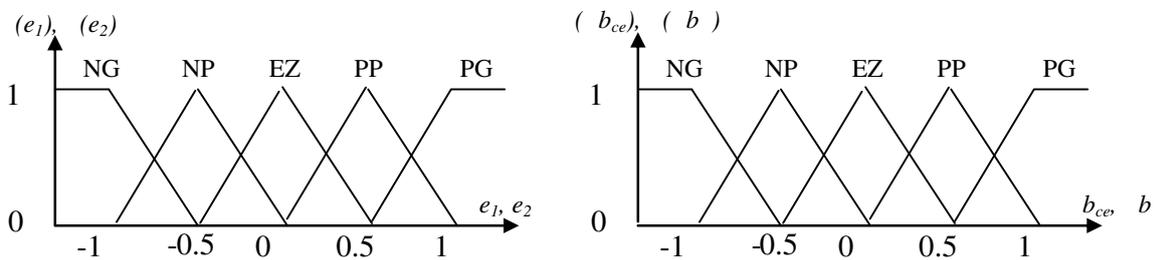


Figure. IV.15 Fuzzification des variables linguistiques floues des estimateurs de b_{ce} , b_s

La défuzzification a été réalisée par la méthode du centre de gravité associée à la méthode d'inférence *somme-produit*. Les 25 règles d'inférence sont récapitulées dans le tableau suivant [Ame09][Ame12] :

Tableau IV.6 Règles d'inférence floue des deux régulateurs de b_{ce} , b_s

$e_1 \backslash e_2$	PG	PP	ZE	NG	NP
PG	PG	PG	PG	PP	ZE
PP	PG	PG	PP	ZE	NP
ZE	PG	PP	ZE	NP	NG
NG	PP	ZE	NP	NG	NG
NP	ZE	NP	NG	NG	NG

A titre d'exemple, pour e_1 Positive Grande (**PG**), et une variation e_2 Positive Petite (**PP**), alors b_{ce} doit être Positive Grande (**PG**) aussi. Dans ce cas, le dépassement dans l'erreur de couple peut toucher la bande supérieure ce qui va nous inciter à sélectionner un vecteur de tension inverse.

Celui-ci provoquera une réduction rapide du couple mais une réponse lente du couple au-dessous de la bande d'hystérésis [Zid05].

IV.5.2 Résultats de simulation

Dans ce cas, le couple électromagnétique suit sa référence convenablement. En plus, on peut constater une réduction moyenne des fluctuations du couple (voir figure IV.16), dans le cas d'une adaptation floue des bandes d'hystérésis, de 6.66 % environ.

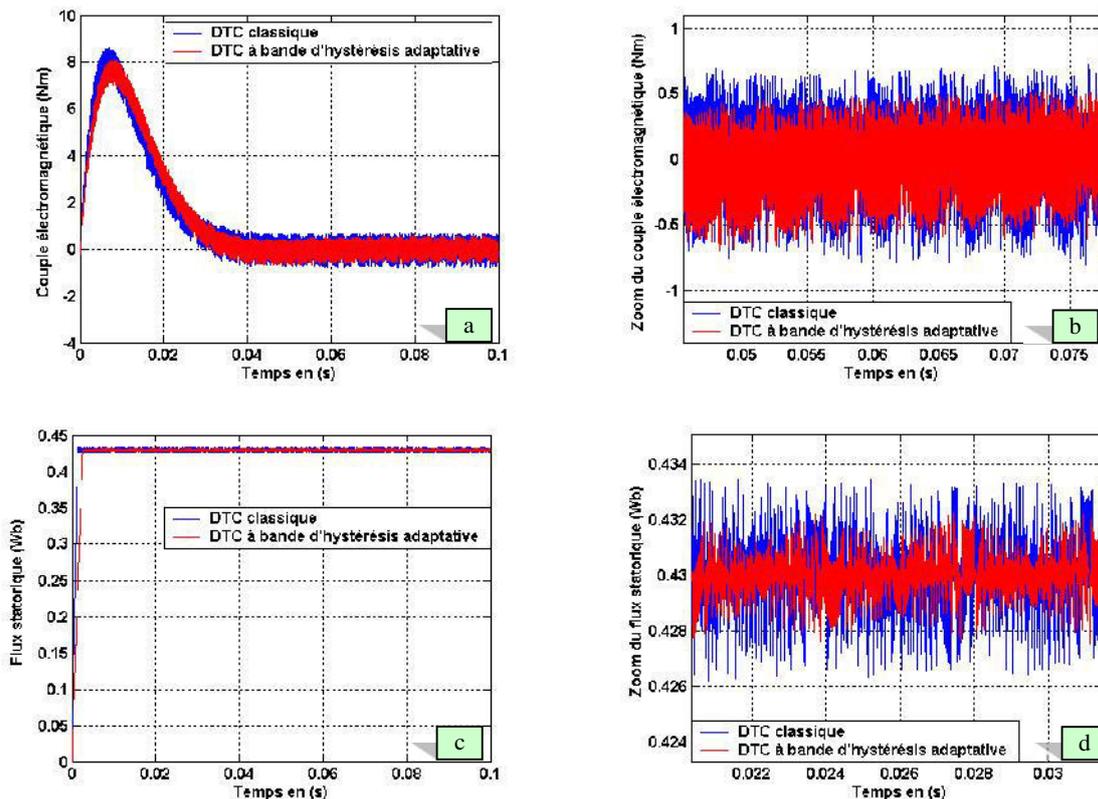


Figure IV.16 Résultats de simulation d'une commande par DTC d'un MSR_V dotée de régulateurs flous des bandes d'hystérésis.

IV.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, quelques techniques d'amélioration des performances de la DTC classique ont été étudiées telle que la DTC modifiée (*DTC-M*), la DTC à douze secteurs (*DTC-12*), la DTC à modulation vectorielle (*DTC-SVM*), la DTC à base d'un onduleur à 3-niveaux (*DTC-3N*) et par l'introduction des contrôleurs flous pour adapter les bandes à hystérésis de couple et de flux de la DTC du MSR_V. Les simulations numériques nous ont montrés les bonnes performances de ces techniques par rapport à celles obtenues dans le cas de la DTC classique. En effet, elles nous ont permis de réduire les ondulations du couple, du flux et courant statorique, et de maîtriser la fréquence de commutation.

On a conclu aussi que la méthode (*DTC-SVM*) est capable de travailler avec une fréquence de commutation constante du convertisseur de puissance. Ce fonctionnement est assuré par l'utilisation d'une modulation vectorielle pour laquelle, à chaque période de modulation, sont appliqués deux vecteurs actifs de tension et un vecteur nul.

De plus, la *DTC-SVM*, est simple et facilement réglable. En effet, les tables de vérité permettent la sélection des vecteurs de tension optimaux, les régulateurs d'hystérésis ont été éliminés, les problèmes associés à ces fonctions (les oscillations du couple) sont notablement réduites et, en conséquence, le bruit acoustiques.

Chapitre V

**COMMANDE SANS CAPTEUR DE
VITESSE PAR LA DTC D'UN MSRV**

V.1 INTRODUCTION

La modélisation des systèmes dynamiques est prépondérante dans l'étude de ceux-ci. En effet la connaissance du modèle mathématique permettant de décrire l'évolution au cours du temps d'un système dynamique conduit à quatre objectifs généraux : concevoir, comprendre, prévoir et commander. De nombreuses méthodes de commande et de détection et localisation de fautes (*DLF*) utilisent l'état du système soit pour le retour d'état (commande optimale, découplage, placement de pôles), soit pour la génération de résidus permettant de détecter et de localiser des fautes. Suivant le système étudié, l'état peut être entièrement mesuré, donc connu à chaque instant, ce qui ne nécessite alors pas sa reconstruction. Cependant, dans la plupart des systèmes, l'état est partiellement mesuré ou totalement inconnu. L'observateur a donc pour vocation de reconstruire partiellement ou entièrement l'état $x(t)$ du système, selon les exigences de l'utilisateur [Lar08].

Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient l'un des critères les plus importants dans de nombreuses applications. On s'intéresse surtout à se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou de position. Il est le maillon faible de la chaîne [Bou91][Hag03]. On essaie donc de faire remplir sa fonction par des capteurs de grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul utilisés pour reconstituer la vitesse de la machine avec des moyens de calcul numérique de plus en plus puissants. Des méthodes dont l'implantation était impossible il y a quelques années, deviennent réalisables sur des *DSP* de faible coût. On trouve maintenant dans la littérature de nombreuses méthodes de commande sans capteurs mécaniques.

Ce chapitre a pour but principal d'étudier et d'améliorer les différentes techniques de détermination de la vitesse mécanique des machines synchrones à réluctance variable sans capteur de vitesse. On s'intéresse principalement à deux observateurs à bases d'un *Filtre de Kalman* (FK) et un *Observateur à Mode Glissant* (OMG). Ces deux méthodes sont basées sur une représentation d'état des régimes dynamiques du moteur.

V.2 TYPES DES OBSERVATEURS

Selon le domaine d'application et d'utilisation de l'observateur on distingue deux grandes familles d'observateurs :

V.2.1 Observateurs déterministes

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs, nous pouvons citer l'observateur de Luenberger dans le cas de modèles linéaires ou l'observateur par modes glissants dont le terme de correction est la fonction signe.

V.2.2 Observateurs stochastiques

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système, ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de *Kalman* illustre bien cette application [Mor05] [Nab10].

V.3 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE DU MSRV DOTÉE D'UN FILTRE DE KALMAN

Les équations du *MSRV* sont nonlinéaires, donc l'observateur d'état linéaire ne fonctionne pas correctement. Le filtre de *Kalman* peut convenir pour les modèles nonlinéaires par itération numérique. De plus, en considérant les effets des erreurs du système et les bruits dans les mesures, il peut minimiser leur impact. Donc, il est plus robuste envers les bruits et les perturbations, c'est pourquoi la majorité des propositions utilisent le filtre de *Kalman* dans la commande sans capteur de vitesse et de position [Zhe08][Ser09].

V.3.1 Filtre de Kalman

Le filtre de *Kalman* est un observateur d'état optimal pour un contexte stochastique défini. Il permet la reconstruction de l'état d'un système à partir des signaux d'entrée et de mesures, à l'aide de son modèle dynamique échantillonné [Zhe08][Nab10]. Le vecteur d'état du processus est l'information que l'on cherche à extraire du bruit additionnel.

Le filtre de *Kalman* est un observateur qui donne la prédiction du vecteur d'état. Dans un environnement stochastique, lorsque les variances des bruits sont connues, c'est un observateur performant. De plus, si les bruits peuvent être considérés comme blancs et Gaussiens, il est optimal, c'est-à-dire que de tous les observateurs, c'est celui dont la variance de l'erreur d'observation sera la plus faible [Zhe08].

Le filtre de *Kalman* considère les bruits produits par les mesures et les erreurs dans les paramètres du système. Le gain de retour est calculé automatiquement pour répondre au caractère optimal de l'approche [Heu96][Zhe08].

Même si fondamentalement le filtre de *Kalman* est un estimateur d'état, on peut aussi considérer l'état paramétrique d'un système comme une généralisation de la notion d'état Grâce à ces hypothèses. Le filtre devient un algorithme d'identification que l'on peut interpréter comme un algorithme des moindres carrés récursifs perfectionné.

L'algorithme du filtre de *Kalman* comporte deux étapes :

- Une étape de prédiction qui consiste à évaluer les variables d'états à partir du modèle du système ;

- La seconde étape de correction qui consiste à corriger l'erreur de prédiction sur les variables en utilisant les différences existantes entre les variables observées et celle mesurées [Zag08].

Ces deux étapes sont précédées par une initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariance [Ter99][Mor05][Ame12].

Le filtre de kalman est formulé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} X(k+1) = f(X(k), u(k)) + W(k) = A_d X(k) + B_d U(k) + W(k) \\ Y(k) = h(X(k)) + V(k) = C_d X(k) + V(k) \end{cases} \quad (\text{V.1})$$

$$A_d = \left. \frac{\partial f}{\partial X} \right|_{x(k)=\hat{x}(k)} \quad B_d = \left. \frac{\partial f}{\partial U} \right|_{x(k)=\hat{x}(k)} \quad C_d = \left. \frac{\partial h}{\partial X} \right|_{x(k)=\hat{x}(k)} \quad (\text{V.2})$$

On donne les matrices de covariance des bruits :

$$Q = \text{cov}(w) = E\{ww^T\} \quad (\text{V.3})$$

$$R = \text{cov}(v) = E\{vv^T\} \quad (\text{V.4})$$

Avec: x le vecteur d'état que l'on cherche à estimer, A la matrice de transition, la commande U est entachée d'un bruit d'état W de moyenne nulle et de covariance connue, C la matrice de mesure et V un bruit de mesure de moyenne nulle et de covariance connue.

Dans les équations du filtre de *Kalman*, on suppose que les perturbations vectorielles w et v sont des bruits blancs Gaussiens non corrélés, caractérisés par une moyenne nulle et des matrices de covariance Q et R . La détermination des matrices Q et R s'avère très délicate puisque les caractéristiques stochastiques des bruits ne sont généralement pas connues [Gas04][Ser09].

V.3.2 Application du Filtre de Kalman à la commande du système de vitesse du MSRV

Plusieurs applications industrielles des variateurs synchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers des charges extrêmement sévères. Par conséquent, leurs performances statiques et dynamiques doivent être très élevées, ce qui conduit à une sophistication et une robustesse de leur commande. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques (*courants, tension*) ou mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux physiques captés [Car00][Bil03][Ser09]. De plus, ils manifestent une sensibilité aux interférences extérieures et exigent une maintenance coûteuse. D'un autre côté,

certaines grandeurs internes des machines ne sont pas mesurables directement (flux, couple résistant).

V.3.2.1 Modèle d'état étendu du MSR en temps continu

La représentation matricielle complète du modèle du MSR dans le repère d - q qui nous permettra de synthétiser notre observateur sera donc de la forme suivante [Mob01][Zhe08] [Ser09]:

$$\begin{cases} \frac{dX(t)}{dt} = AX(t) + BU(t) \\ Y(t) = CX(t) \end{cases} \quad (\text{V.5})$$

Avec

$$X = [i_{ds} \ i_{qs} \ \Omega_r \ \theta_r]^T, \ U = [V_{ds} \ V_{qs} \ C_r]^T, \ Y = [i_{ds} \ i_{qs}]^T \quad (\text{V.6})$$

Et

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d}r_s & P\frac{L_q}{L_d}\Omega_r & 0 & 0 \\ P\frac{L_q}{L_d}\Omega_r & -\frac{1}{L_d}r_s & 0 & 0 \\ p\frac{L_d-L_q}{J}i_{qs} & p\frac{L_d-L_q}{J}i_{ds} & -\frac{f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & P & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.7})$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.8})$$

V.3.2.2 Modèle d'état étendu du MSR en temps discret

La formulation discrète du modèle d'état est obtenue par discrétisation du modèle continu entre deux instants d'échantillonnage, en posant [Ser09] : $t(k+1) - t(k) = kT_s (k \in N)$

Le système d'état discret du MSR peut se mettre avec sous forme [Ser09]:

$$X_{k+1} = A(X_k)X_k + B(X_k)U_k \quad (\text{V.9})$$

Avec :

$$X_k = [i_{ds} \ i_{qs} \ \Omega_r \ \theta_r]_k^T, \ U = [V_{ds} \ V_{qs} \ C_r]_k^T \quad (\text{V.10})$$

Et

$$A(X_k) = \begin{bmatrix} 1 - T_s \frac{1}{L_d} r_s & P \frac{L_q}{L_q} T_s \Omega_r & 0 & 0 \\ -P \frac{L_q}{L_q} T_s \Omega_r & 1 - T_s \frac{1}{L_d} r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 - T_s \frac{f_r}{J} & 0 \\ 0 & 0 & T_s p & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.11})$$

$$B(X_k) = \begin{bmatrix} T_s \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & T_s \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & -T_s \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.12})$$

Les grandeurs de sortie sont données par :

$$Y_k = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} X_k \quad (\text{V.13})$$

Où la vitesse de rotation mécanique Ω_r est supposée constante sur chaque période d'échantillonnage T_s .

V.4 ESTIMATION DE LA VITESSE DU MSR PAR LE FILTRE DE KALMAN

Le choix du référentiel pour l'application du filtre de *Kalman* est essentiel. Le cas idéal consisterait à utiliser le référentiel de Park lié au rotor. Dans notre cas, on a choisi un modèle avec le référentiel lié au rotor et le filtre de *Kalman* est utilisé pour l'estimation du vecteur d'état X_k composé des courants i_{ds} et i_{qs} de la vitesse mécanique de rotation et de la position du rotor. Ce modèle non linéaire suppose que la vitesse mécanique est un état et non un paramètre. Le modèle du MSR peut être mis sous la forme suivante [Ser09] :

$$f(X(k), U(k)) = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & \Omega_r & \theta_r \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} (1 - T_s \frac{1}{L_d} r_s) i_{ds} + P \frac{L_q}{L_q} \Omega_r i_{qs} + T_s \frac{1}{L_d} V_{ds} \\ -P \frac{L_d}{L_q} \Omega_r i_{ds} + (1 - T_s \frac{1}{L_d} r_s) i_{qs} + T_s \frac{1}{L_q} V_{qs} \\ p \frac{L_d - L_q}{J} i_{ds} i_{qs} + (1 - T_s \frac{f_r}{J}) p \Omega_r - T_s \frac{1}{J} C_r \\ p \Omega_r \end{bmatrix}_k \quad (\text{V.14})$$

V.4.1 Modèle stochastique non linéaire du MSRV

Pour tenir compte des incertitudes et des perturbations du système, le MSRV est représenté par le modèle stochastique non linéaire suivant [Ser09]:

$$\begin{cases} X(k+1) = f(X(k), U(k)) + W(k) \\ Y(k) = C_d X(k) + V(k) \end{cases} \quad (\text{V.15})$$

V.4.2 Détermination des matrices de covariance des bruits et d'état

Le filtre de *Kalman* considère la matrice de covariance du vecteur d'état P et les matrices de covariance des vecteurs des bruits de système et de mesure telles que :

$$\begin{aligned} Q(k) &= E\{W(k)W^T(k)\} \\ R(k) &= E\{V(k)V^T(k)\} \end{aligned} \quad (\text{V.16})$$

En supposant que $Q(k)$ et $R(k)$ sont des matrices diagonales, les paramètres des axes α et β sont les mêmes. Il s'en suit qu'au total que quatre éléments de covariance de bruits doivent être connus [Esk06][Ame12].

V.4.3 Implantation de l'algorithme du filtre de *Kalman* discret

Nous résumons dans ce qui suit les différentes étapes permettant l'implantation de l'algorithme du filtre de *Kalman* :

Etape 1 : Initialisation de l'état du système et de sa matrice de covariance :

$$\begin{aligned} X(0/0) &= X(0) \\ P(0/0) &= P(0) \end{aligned} \quad (\text{V.17})$$

Etape 2 : Phase de prédiction qui consiste à estimer l'état et la sortie sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \hat{X}(k+1/k) &= f(\hat{X}(k+1/k), U(k), k) \\ \hat{Y}(k+1) &= C_d \hat{X}(k+1/k) \end{aligned} \quad (\text{V.18})$$

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$. On cherche alors à déterminer sa variance [Ser09].

Etape 3 : Phase de calcul de la matrice de covariance du filtre donnée par :

$$P(k+1/k) = F(k)P(k)F^T(k) + Q \quad (\text{V.19})$$

Avec :

$$F(k) = \left. \frac{\partial(X(k), u(k))}{\partial X^T(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k/k)} \quad (\text{V.20})$$

Où :

$$f(X(k),U(k))= \begin{bmatrix} 1-T_s \frac{1}{L_d} r_s & P \frac{L_q}{L_d} \Omega_r & T_s \frac{L_q}{L_d} i_{qs} & 0 \\ -P \frac{L_d}{L_q} \Omega_r & 1-T_s \frac{1}{L_q} r_s & T_s \frac{L_d}{L_q} i_{ds} & 0 \\ pT_s \frac{L_d-L_q}{J} i_{qs} & pT_s \frac{L_d-L_q}{J} i_{ds} & 1-T_s \frac{f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & T_s p & 1 \end{bmatrix} \quad (V.21)$$

Etape 4 : Phase de correction qui consiste à calculer le gain optimal du filtre à l'instant $(k+1)$:

$$K(k+1)=P(k+1/k)H^T(k)(H(k)P(k+1/k)H^T(k)+R(k))^{-1} \quad (V.22)$$

Tel que :

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (V.23)$$

Etape 5 : Calcul de la matrice de covariance de l'erreur du filtre qui est donnée par :

$$P(k+1/k+1)=P(k+1/k)-K(k+1)H(k)P(k+1/k) \quad (V.24)$$

Etape 6 : Estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$:

$$\hat{X}(k+1/k+1)=\hat{X}(k+1/k)+K(k)(Y(k+1)-H(k)\hat{X}(k+1/k)) \quad (V.25)$$

V.5 STRUCTURE GENERALE DE LA COMMANDE DTC ET DTC-SVM SANS CAPTEUR MECANIQUE BASEE SUR LE FILTRE DE KALMAN ET APPLIQUEE AU MSRV

Les simulations qu'on va présenter dans cette section sont réalisées afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation à base du filtre de *Kalman* et par conséquent les performances du système d'entraînement global. Le système est soumis à divers tests de simulation. Les résultats obtenus concernent un réglage de vitesse par un *PI*. Les réglages des matrices de covariance Q et R ont été effectués par des essais de simulation afin d'assurer une stabilité globale de l'entraînement dans toute la plage de vitesse, tout en respectant un compromis entre la dynamique et les erreurs statiques.

La figure suivante représente le schéma global d'une commande directe du couple (*DTC* classique / *DTC-SVM*) sans capteur de vitesse, en introduisant le filtre de *Kalman*.

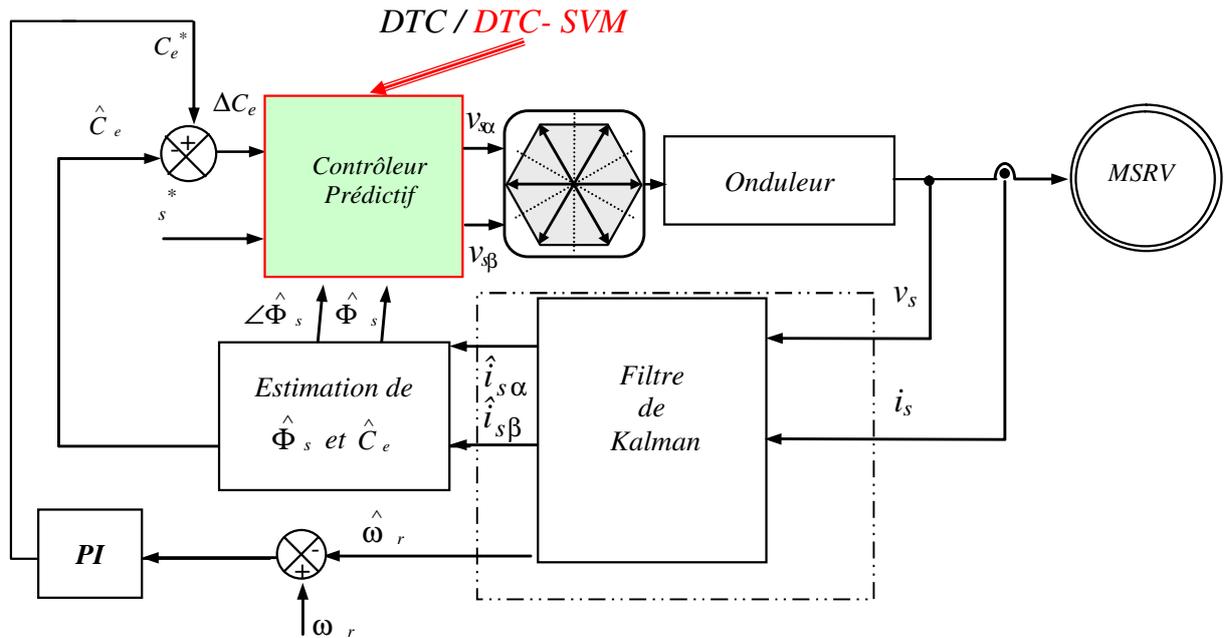


Figure. V.1 Commande sans capteur de vitesse par DTC / DTC-SVM d'un MSR munie d'un Filtre de kalman

V.5.1 Résultats de simulation et discussion

En général, les résultats obtenus par simulation montrent l'efficacité du filtre de *Kalman*. Cela se traduit par une erreur d'estimation très petite (surtout en régime établi) au démarrage à suivi d'une introduction d'une charge puis d'une inversion de sens de rotation pour les deux types de commande de la MSR (*DTC* et *DTC-SVM*).

V.5.1.1 Estimation de la vitesse de rotation du MSR par le filtre de Kalman dans le cas de la DTC classique

Les figures (V.2. a), b), c), d) et e)) illustrent les performances de la *DTC* classique d'un MSR sans capteur de vitesse au démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge $C_r=3$ (Nm) à $t=0.08$ (s), puis une inversion de sens de rotation de 100 à -100 (rd/s) à $t=0.15$ (s). La figure (V.2.b)) montre la bonne réponse du couple électromagnétique qui suit convenablement sa consigne. On constate que l'observateur de *Kalman* a permis de bien estimer la vitesse de rotation avec une incertitude sur la vitesse de 1.7 (rd/s) (voir Figures (V.7.a) et e)). De plus, le flux statorique suit sa consigne comme la montre la Figure (V.7. c)).

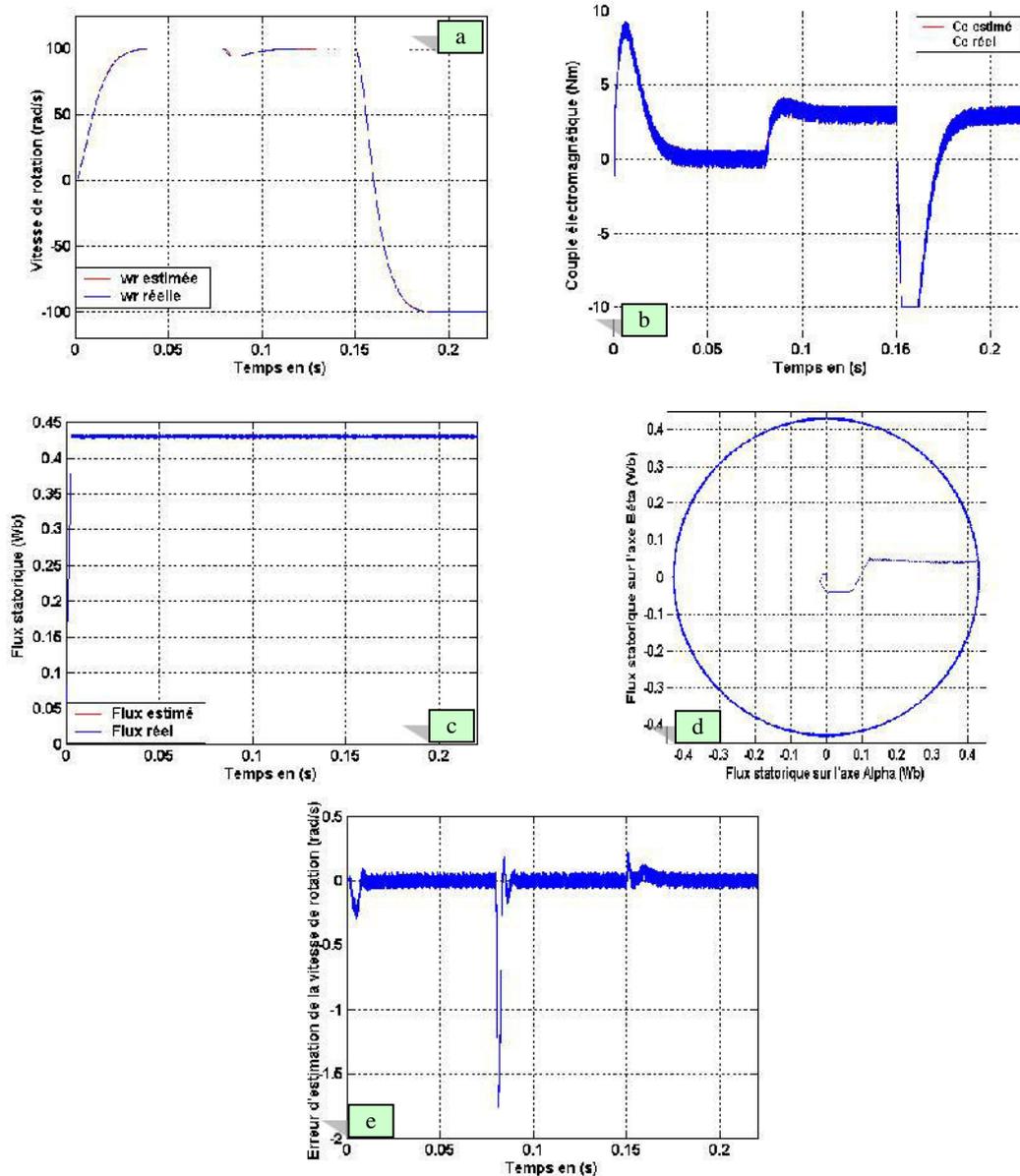


Figure V.2 Résultats de simulation d'un MSRV commandé par la DTC classique sans capteur de vitesse et dotée d'un filtre de Kalman.

V.5.1.2 Estimation de la vitesse de rotation de MSRV par le filtre de Kalman dans le cas d'une DTC-SVM

Les figures (V.3. a), b), c), et d)) illustrent les performances de la commande sans capteur de vitesse par la DTC-SVM d'un MSRV au démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge $C_e=3$ (Nm) à $t=0.08$ (s). La figure (V.3. b)) montre une réduction de la bande de fluctuations du couple électromagnétique. On constate aussi que le filtre de Kalman a permis de bien estimer la vitesse de rotation avec une erreur de traînage sur la vitesse d'environ 0.46 (rd/s) au maximum en régime transitoire et de 4.6 (rd/s) au maximum en régime permanent.

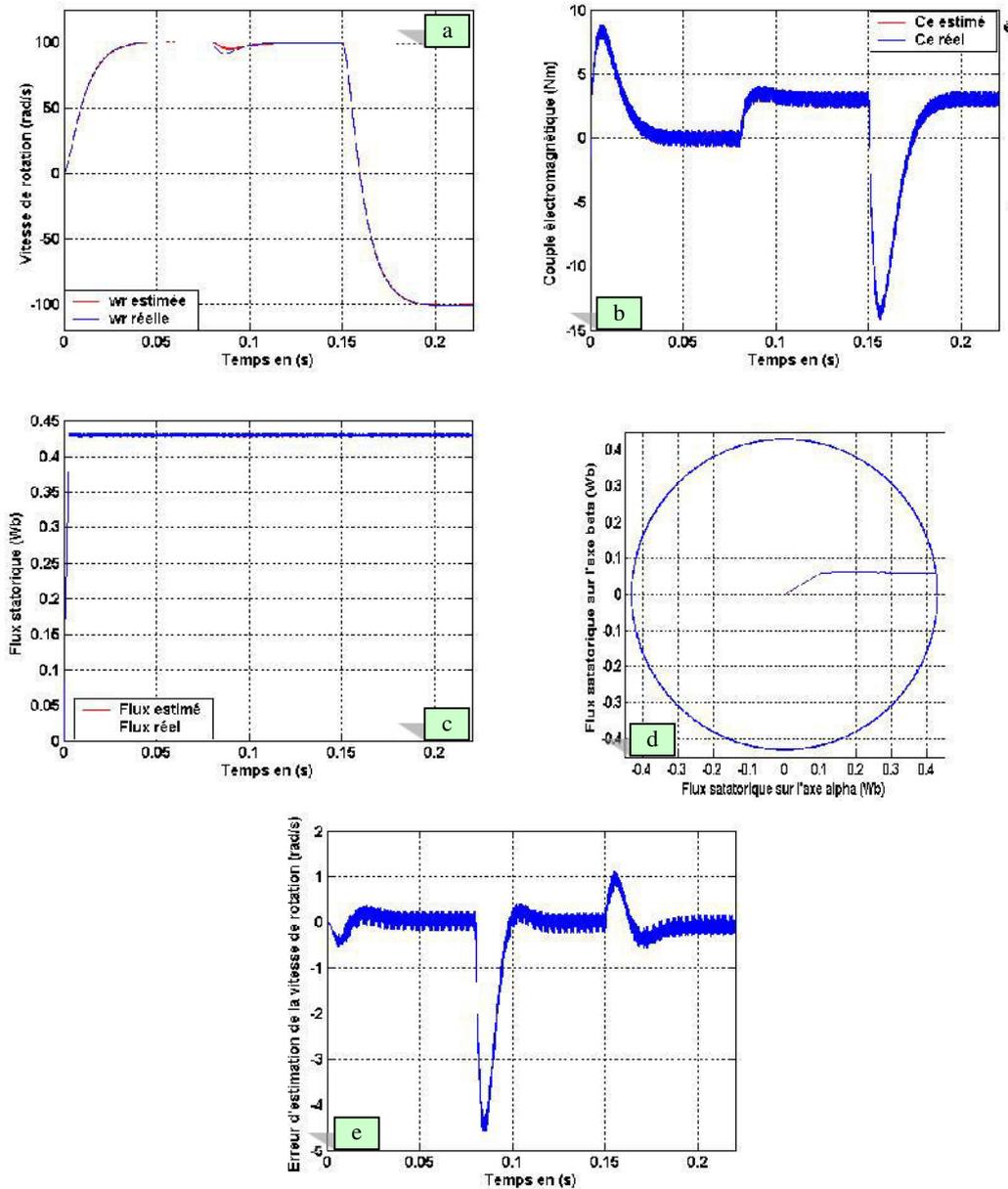


Figure VI.3 Résultats de simulation d'un MSRV commandé par la DTC-SVM sans capteur de vitesse et dotée d'un filtre de Kalman.

V.5.2 Estimation de la vitesse de rotation en présence du bruit de mesure par le filtre de Kalman

Dans cette section, on va tester la robustesse de la DTC sans capteur de vitesse munie d'un filtre de Kalman vis-à-vis des bruits de mesure des courants et des tensions de ligne dues aux capteurs et aux Convertisseurs Analogiques - Numérique (CAN). Pour cela, on a injecté des bruits blancs, gaussiens de moyennes nulles dans les signaux des courants et des tensions statoriques. Les figures (V.4. c) et d)) montrent les bruits de mesure injectés aux courants et aux tensions statoriques. Les résultats de simulation sont satisfaisants. En effet, les bruits sont

rejetés, ce qui montre la robustesse de la DTC associée avec le filtre de Kalman vis-à-vis de l'injection des bruits de mesure.

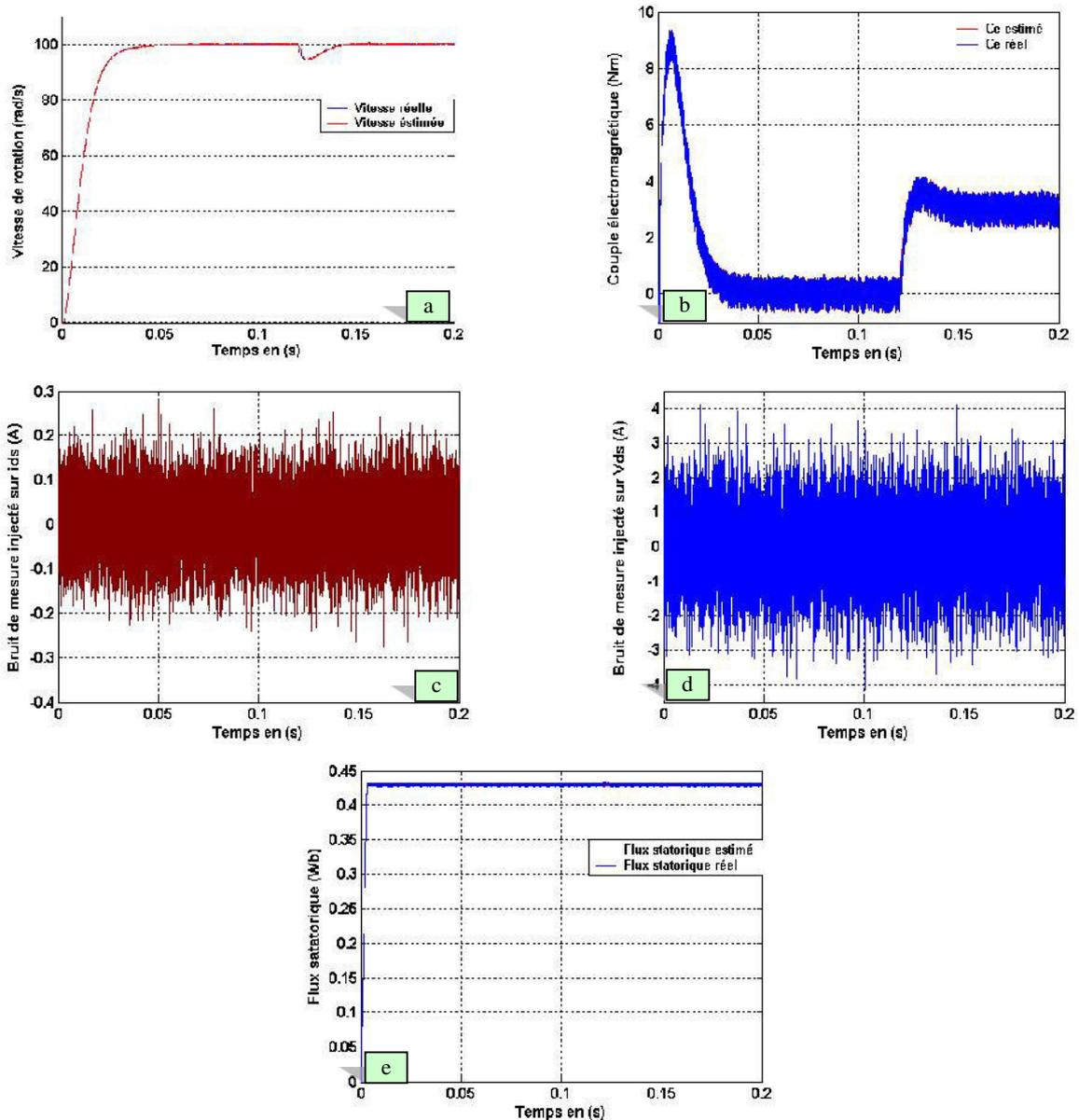


Figure V.4 Résultats de simulation d'un MSRV commandé par DTC sans capteur de vitesse et muni d'un observateur de Kalman lors d'insertion des bruits de mesure.

V.6 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE DU MSRV DOTÉE D'UN OMG

Dans ce paragraphe, on s'intéresse à l'observateur à modes glissants à cause de sa robustesse (invariance contre la variation paramétrique) et sa simplicité.

On présentera une application à la commande de vitesse du MSRV sans capteur mécanique dotée d'un OMG d'ordre complet permettant l'estimation de la position et de la vitesse de rotation.

V.6.1 Généralités sur la théorie du mode de glissement

La théorie du mode glissant est le prolongement de l'étude des systèmes à structure variable. Les premiers travaux concernant ces systèmes de commande ont été proposés et élaborés au début des années 50 par *Emelyanov*, puis par d'autres chercheurs comme *Utkin* à partir des résultats des études du mathématicien *Filipov* [Ami08] [Laa14] .

Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications. Aux Etats-Unis, cette théorie est introduite par Slotine et au Japon par *Young*, *Harasma* et *Hashimoto* [Nem0208]. Il a fallu attendre les années 80, pour que le concept de cette théorie trouve ses applications dans plusieurs domaines notamment dans les systèmes de commande et serait parmi les techniques de contrôle non linéaire les plus efficaces et les plus robustes [Laa14].

V.6.2 Observateur à Modes Glissants

Un observateur à modes glissants est un observateur analogue à celui de Luenberger dont le terme gain – correcteur contient la fonction discontinue : signe. Les modes glissants sont des techniques de contrôle reposant sur la théorie des systèmes à structure variable.

Les dynamiques des observateurs par modes glissants concernent l'erreur d'observation d'état $e = x - \hat{x}$. Leur évolution est imposée sur une variété de surface, sur laquelle l'erreur d'estimation de la sortie $\varepsilon = y - \hat{y}$ tend vers zéro. Ainsi, les dynamiques sur cette variété de surface seront stabilisées, ou assignées, de manière à borner ou annuler l'erreur d'estimation [Bou97][Car00][Kou08].

Un observateur à modes glissants est modélisé sous la forme suivante [Dra92][Dra95][Kou08]:

$$\dot{\hat{\zeta}} = f(\hat{\zeta}, u) + \Lambda \text{sign}(y - \hat{y}) \quad (\text{V.26})$$

$$\hat{y} = h(\hat{\zeta}) \quad (\text{V.27})$$

$$\text{Où } \text{sign}(y - \hat{y}) = [\text{sign}(y_1 - \hat{y}_1) \text{ sign}(y_2 - \hat{y}_2) \dots \text{sign}(y_p - \hat{y}_p)] \quad (\text{V.28})$$

Et avec :

$\hat{\zeta}$: Etat estimé de dimension $n \times 1$;

u : Entrée ou commande de l'observateur ;

y et \hat{y} : Sorties mesurée et estimée, respectivement de dimension $p \times 1$;

Λ : Matrice de gain de l'observateur de dimension $p \times n$;

$f(.)$: Fonction non linéaire d'évolution d'états, dimension $n \times 1$;

$h(.)$: Fonction non linéaire de sortie de dimension $p \times 1$.

Les propriétés intéressantes dans ce type d'observateur sont celles liées à la convergence en temps fini vers la ou les surfaces de glissement et à la réduction de la dynamique totale de n à $n-p$ (n : Ordre du système, p : Ordre des sorties mesurables) états sur la surface de glissement.

La robustesse vis à vis des perturbations internes (paramétriques) et externes (charge, bruit, ...) sera conférée aux réglages optimaux des gains de la fonction signe où un compromis chattering – performances devrait être observé [Ben99][Par99][Kou08].

L'observateur à modes glissants consiste à stabiliser les dynamiques d'erreurs des états à estimer ce qui revient à [Ben99] :

- Choisir de la ou les surfaces de glissement,
- Etablir les conditions d'existence du mode glissant,
- Déterminer la loi de commande.

V.6.3 Synthèse d'un observateur à modes glissants d'ordre complet

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode glissant, nous allons analyser dans cette partie le comportement du système à base du MSRVR commandé par DTC et muni d'un observateur à modes glissants [Nol06][Laa14].

On prend le modèle du moteur synchrone à reluctance variable qui s'exprime sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\frac{R_s}{L_d} i_{s\alpha} + \frac{p\Omega_r L_q}{L_d} i_{s\beta} + \frac{1}{L_d} V_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\frac{R_s}{L_q} i_{s\beta} - \frac{p\Omega_r L_d}{L_q} i_{s\alpha} + \frac{1}{L_q} V_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{V.29})$$

Pour la synthèse de l'observateur à modes glissants, on prend les surfaces suivantes :

$$\begin{aligned} S_1 &= \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} \\ S_2 &= \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} \end{aligned} \quad (\text{V.30})$$

La formulation du modèle d'état de la machine donné dans sa version est celle qui sera utilisée pour la synthèse de l'observateur en question [Nol06][Laa14]. On à :

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = A\hat{X} + BU + K \text{sign}(\hat{X} - X) \quad (\text{V.31})$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}\hat{i}_{s\alpha} + \frac{p\hat{\Omega}_r L_q}{L_d}\hat{i}_{s\beta} + \frac{1}{L_d}V_{s\alpha} + K_1 \text{sign}(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) \\ \frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}\hat{i}_{s\beta} - \frac{p\hat{\Omega}_r L_d}{L_q}\hat{i}_{s\alpha} + \frac{1}{L_q}V_{s\beta} + K_2 \text{sign}(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) \end{cases} \quad (\text{V.32})$$

De plus, les expressions des erreurs estimées du courant sont données par les équations suivantes [Nol06][Laa14]:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \frac{d(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha})}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) + \left(\frac{p\hat{\Omega}_r L_q}{L_d}\hat{i}_{s\alpha} - \frac{p\Omega_r L_q}{L_d}i_{s\alpha}\right) + K_1 \text{sign}(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) \\ \dot{S}_2 = \frac{d(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta})}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) - \left(\frac{p\hat{\Omega}_r L_d}{L_q}\hat{i}_{s\beta} - \frac{p\Omega_r L_d}{L_q}i_{s\beta}\right) + K_2 \text{sign}(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) \end{cases} \quad (\text{V.33})$$

Afin d'estimer la vitesse de rotation, on utilise la fonction de *Lyapounov* V , choisie telle que [Ame09][Yoo00][Cha02][Nol06] :

$$V = \frac{1}{2}S^T S + \lambda_l \left(\frac{\hat{\Omega}_r - \Omega_r}{2}\right)^2 \quad (\text{V.34})$$

Où λ_l est une constante de pondération positive.

La dérivée de cette fonction de *Lyapounov* V est [Laa14][Nol06] :

$$\dot{V} = S^T \dot{S} + \lambda_l (\hat{\Omega}_r - \Omega_r) \dot{\hat{\Omega}}_r \quad (\text{V.35})$$

En remplaçant (V.36) dans (V.38), on trouve [Nol06][Ame12]:

$$\dot{V} = S^T (A(\hat{i}_s - i_s) + K \text{sign}(\hat{i}_s - i_s)) + \lambda_l \Delta\Omega_r \hat{\Omega}_r \quad (\text{V.36})$$

Où $\Delta\Omega_r = \hat{\Omega}_r - \Omega_r$ est établie en vérifiant le critère de stabilité de *Lyapounov* ($\dot{V} < 0$) c'est-à-dire [Nol06][Ame12] :

$$\dot{V} = (S^T (A(\hat{i}_s - i_s) + K \text{sign}(\hat{i}_s - i_s)) + \lambda_l \Delta\Omega_r \hat{\Omega}_r) < 0 \quad (\text{V.37})$$

Par conséquent, on obtient l'expression de la dérivée de la vitesse de rotation estimée qui est donnée par la relation suivante :

$$\dot{\hat{\Omega}}_r = \frac{L_d}{\lambda_l L_q} (\hat{i}_q S_1 - \hat{i}_d S_2) \quad (\text{V.38})$$

D'autre part, la position estimée du rotor θ_r est obtenue par intégration de la vitesse de rotation estimée à partir de (V.39).

Ainsi, on aura conçu un *OMG* d'ordre complet qui peut être introduit dans une boucle de commande par *DTC* d'un *MSRV* alimenté par un onduleur de tension, afin d'observer ses variables d'état. Le schéma ci-dessous illustre le schéma bloc de cet entraînement électrique.

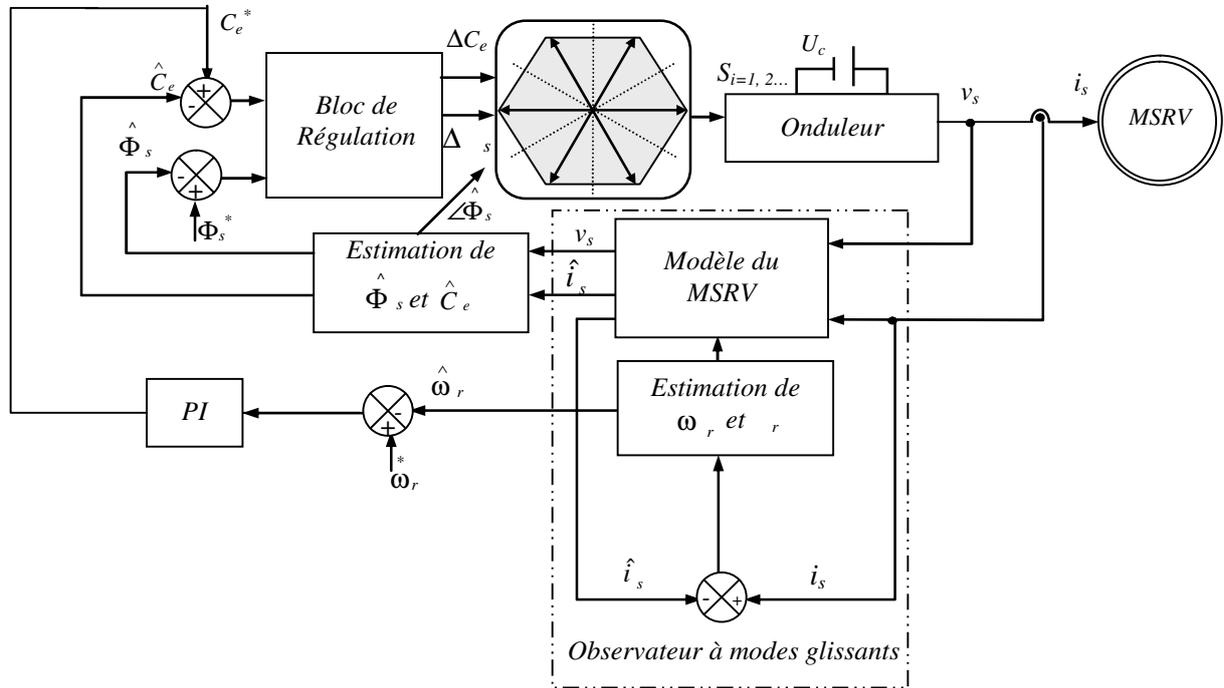


Figure. V.5 Schéma bloc d'une commande sans capteur de vitesse par DTC d'un MSR_V alimenté par un onduleur doté d'un OMG.

V.6.4 Résultats de simulation et discussion

On va traiter dans cette partie les performances et la robustesse de deux types de commande sans capteur de vitesse (*DTC* et *DTC-SVM*) du MSR_V, munis d'un *OMG*. Le moteur est alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux et la commande est munie d'une boucle de réglage de la vitesse permettant de rejeter l'effet de couple de charge et d'inverser de rotation. Le scénario de la simulation est le même que cela de la figure V.3 b)

Les résultats sont établis en présence de la boucle de réglage de vitesse pour des gains de l'*OMG* qui sont obtenus après plusieurs essais de simulation de manière à obtenir les meilleurs résultats.

V.6.4.1 Estimation de la vitesse de rotation du MSR_V par l'*OMG* dans le cas d'une *DTC*

La figure (V.6 a)) illustre la réponse de la vitesse réelle et la vitesse estimée par l'*OMG*. On remarque bien que la vitesse répond sans dépassement au démarrage et lors de l'inversion de sens de rotation avec un temps de réponse court (environ 0.03 (s)). On note aussi que l'*OMG* délivre une bonne estimation de la vitesse de rotation. D'autre part, le couple électromagnétique suit convenablement sa référence comme il est montré sur la figure (V.6. b). Les figures (V.6.

c), d)) montrent que le flux statorique suit sa consigne. On constate aussi que l'OMG a permis de bien estimer la vitesse de rotation avec une erreur de traînage sur la vitesse d'environ 3.5 rad/s en régime établi.

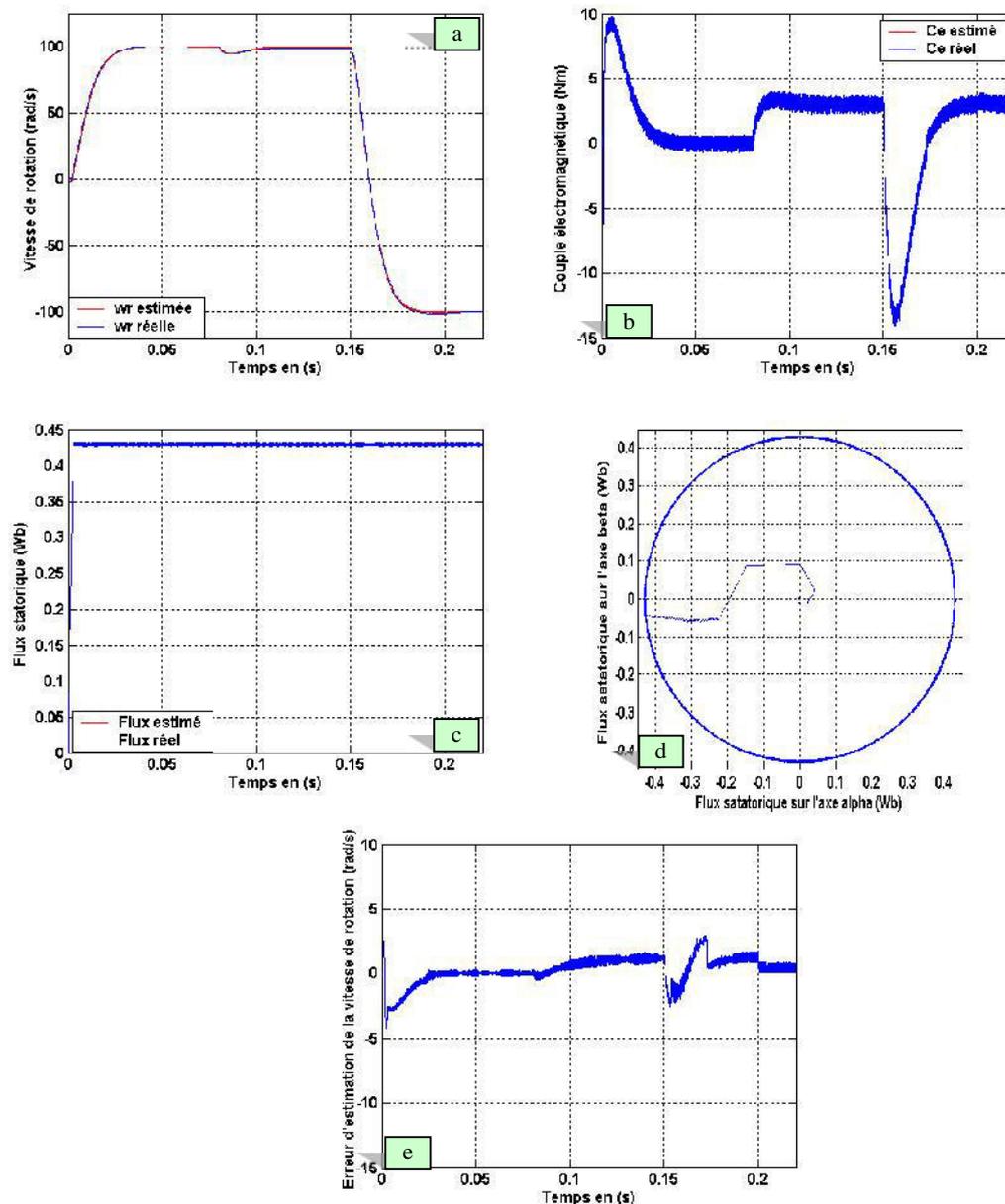


Figure V.6 Résultats de simulation de la commande du MSR/V par la DTC sans capteur de vitesse et dotée d'un OMG

V.6.4.2 Estimation de la vitesse de rotation du MSR/V par l'OMG dans le cas d'une DTC-SVM

Nous avons simulé aussi la commande (DTC-SVM) sans capteur de vitesse muni d'un OMG et appliqué à la MSR/V selon le même scénario précédent.

Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité de l'OMG. Cela traduit par une petite erreur d'estimation de la vitesse de rotation (environ 0.02 (rad/s) à vide et 1 (rad/s) en

charge) comme il est montré par les figures (V.7.a) et e)). Les figures (V.7. b) et c)) montrent une réduction considérable de la bande de fluctuation du couple électromagnétique et du flux statorique. Les mêmes remarques ont été notées sur les composantes du flux statorique selon les axes α et β .

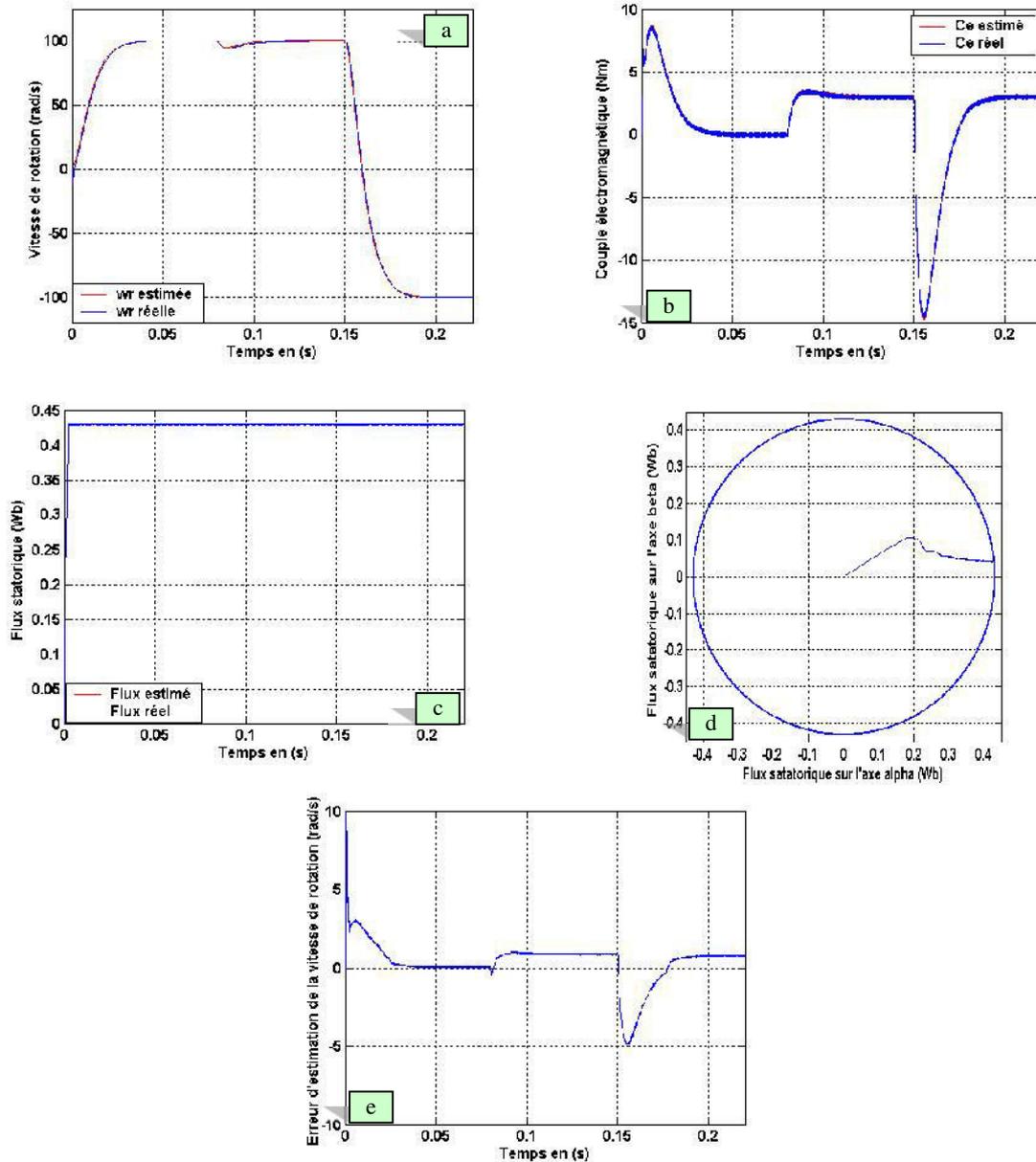


Figure V.7 Résultats de simulation de la commande du MSRV par la DTC-SVM sans capteur de vitesse dotée d'un OMG

V.7 CONCLUSION

On a présenté, dans ce chapitre, une méthode de commande simple (la DTC) de la machine synchrone à réluctance variable sans capteur de vitesse en utilisant respectivement un observateur à base d'un filtre de *Kalman* et un observateur à mode de glissement.

Les résultats de simulation obtenus nous ont permis de conclure que la commande sans capteur de vitesse du MSR_V commandé par DTC et DTC-SVM, est assez rapide et robuste, face aux perturbations de la charge et au changement de la consigne de vitesse de rotation et des bruits de mesure. On a constaté aussi que cette commande est caractérisée par la simplicité de conception et la robustesse mécanique. En effet, elle nous a permis surtout de se débarrasser du capteur mécanique de la vitesse ou de la position, qui est coûteux et fragile. À noter aussi que le réglage des matrices Q et R du filtre de Kalman doit être effectué par des essais de simulation afin d'assurer une stabilité de l'entraînement dans toute la plage de vitesse, de façon à respecter le compromis entre la dynamique et les erreurs statiques.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Dans cette thèse, une étude bibliographique, théorique et par simulation portant sur la commande sans capteur de vitesse, d'une machine synchrone à réluctance variable à base du contrôle direct de couple (*DTC*) a été présentée.

Dans le premier chapitre, après avoir effectué une étude bibliographique concernant les techniques de commande de la *MSRV* et après avoir rappelé le principe de la commande *DTC*, nous avons présenté l'état de l'art de la commande sans capteur de vitesse dans le but d'étudier la littérature concernant notre sujet de recherche.

Nous avons conclu en ce qui concerne les estimateurs de position et de vitesse de la *MSRV*, que les méthodes sont nombreuses et que même la classification en sous-ensembles n'est pas une chose aisée. Toutefois, nous avons classé les techniques en trois sous-groupes, et nous nous sommes intéressés par la suite aux techniques utilisant la commande sensorless basée sur deux types d'observateurs (le filtre de *Kalman* et l'*OMG*). La deuxième partie de ce chapitre est basé sur des généralités concernant les *MSRV*s.

L'objectif principal étant de développer des méthodes de commande basées sur la stratégie *DTC*, on a essayé d'améliorer les inconvénients majeurs de la *DTC* classique.

Pour ce faire, on a d'abord établi le modèle mathématique et sa commande directe du couple du *MSRV* présenté au deuxième chapitre. Les résultats de simulation ont montré une grande simplicité et une robustesse remarquable de la *DTC* vis-à-vis des variations paramétriques (mise à part la variation de la résistance statorique).

Ensuite, on a abordé le problème de variation du paramètre interne clé (résistance statorique) de la machine et son effet sur la *DTC*. On a présenté deux régulateurs pour la compensation de cette variation : Le régulateur *PI classique* et le régulateur *PI flou (estimateur flou)* qui sont très appréciés et qui sont avérés capables de compenser convenablement la variation de la résistance. Cela a abouti à une dynamique performante et une insensibilité face aux perturbations (variation de la consigne de vitesse de rotation, variation de la charge et variation extrême de la résistance statorique) .

Les problèmes majeurs rencontrés pour l'estimation de la résistance statorique est la détermination des paramètres des régulateurs, puisque cette opération se fait généralement par tâtonnement. Cette technique utilisée pour dimensionner les deux régulateurs, ne donne qu'une conception esquisse à finaliser par des tests de simulation ou d'expérimentation, puisqu'il n'existe pas de méthodes systématiques bien déterminée pour calculer les gains des régulateurs

qui donnent les meilleures performances de l'estimation de la résistance. C'est pourquoi, nous avons eu recours à une méthode d'optimisation par l'algorithme génétique combiné avec une méthode de recherche locale pour dimensionner les gains des estimateurs d'une manière optimale. Les résultats de simulation ont montré que cette méthode de conception optimisée est efficace et donne des résultats satisfaisants dans le cas des deux régulateurs (le *PI classique* et le *PI flou*).

D'autre part, la commande des machines synchrones à réluctance variable par la *DTC* nécessite la bonne connaissance des grandeurs difficilement ou même non mesurables. Les techniques développées en automatique connues sous le nom d'observation d'état apportent une aide considérable pour l'approche et la résolution de ce problème. En effet, grâce à deux observateurs (*filtre de Kalman* et observateur à *mode de glissement*), on a pu établir une commande performante, fiable et robuste face aux variations des paramètres structurels et fonctionnels, et de se débarrasser en même temps du capteur mécanique qui fragilise l'entraînement. En effet, la motivation pour l'usage de la commande sans capteur de vitesse avec la *MSRV* est la même que pour toutes les autres machines. Cela permet un fonctionnement robuste est moins cher en éliminant le capteur de position qui est fragile et coûteux.

Finalement et comme perspectives de ce présent travail, on propose :

- L'adaptation du programme réalisé par le modèle bloc Simulink pour le contrôle en temps réel de la commande directe du couple sans capteur mécanique par utilisation des cartes actuelles à microprocesseurs rapides (*DSP*) ;
- Prendre en considération certains phénomènes négligés par les hypothèses simplificatrices, telles que la saturation des tôles magnétiques et fluctuations de couple dues à la saillance l'hystérésis du *MSRV*, ...*etc*, dans l'étude de l'entraînement commandé par la *DTC*.

ANNEXES

ANNEXE 1

A1.1 PARAMETRES DE L'ENTRAÎNEMENT ELECTRIQUE SIMULE

- **Paramètres du réseau d'alimentation**

Tension efficace de phase $V=220$ VFréquence $f=50$ Hz

- **Paramètres de l'alimentation statorique**

L'alimentation statorique est composée d'un onduleur de tension alimenté par un redresseur triphasé double alternance à diodes à travers un filtre passe-bas, dont les caractéristiques sont les suivantes :

Tension moyenne redressée, appliquée à l'onduleur	$E=514$ V
Capacité du filtre	$C = 6000$ μ F
Inductance du filtre	$L=1.2$ mH
Bande d'hystérésis de s courants de l'onduleur	$i=0.1$ A

A1.2 CARACTERISTIQUES DU MOTEUR SYNCHROME À RELUCTANCE VARIABLE

Puissance nominale	$P_n=1500$ w
Nombre de paires de pôles	$p=3$
Résistance statorique	$R_s=1.3$
Inductance longitudinale	$L_d=0.0060$ H
Inductance transversale	$L_q=0.0008$ H
Inertie	$J=0.003$ Kg.m ²
Coefficient de frottements	$f_r=0.000035$ Nm.rad/s

A1.3 RÉGULATEUR PI DE VITESSE

On a utilisé un régulateur PI pour la régulation de la vitesse, dont les paramètres sont les suivantes:

 $k_p=0.27$ et $k_i=17$.

A1.3 PARAMETRES DE L'ESTIMATEUR PI FLOU AVANT ET APRES OPTIMISATION

Les gains de l'estimateur flou de la résistance statorique sont obtenus en premier lieu après plusieurs simulations afin d'obtenir de bons résultats puis optimisés, les valeurs suivantes (avant et après optimisation) sont alors obtenues :

	<i>Gains tâtonnés</i>	<i>Gains optimisés</i>
Gain de l'erreur, K_e	1.1	1.1
Gain de la variation de l'erreur, $K_{\Delta e}$	0.215	100
Gain de la variation de la commande, $K_{\Delta rs}$	23	50

A1.4 GAINS DE L'ESTIMATEUR PI CONVENTIONNEL

De même, les gains de l'estimateur PI de la résistance statorique sont obtenus par tâtonnement en premier lieu après plusieurs simulations afin d'obtenir de bon résultats, puis optimisés en en deuxième lieu, les valeurs suivantes (avant et après optimisation) sont alors adoptées :

	<i>Coefficients tâtonnés</i>	<i>Coefficients optimisés</i>
Coefficient de proportionnalité K_p	10000	29000
Coefficient d'intégration K_i	4500	1000

A1.5 GAINS DE L'OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS D'ORDRE RÉDUIT

Les gains de l'OMG d'ordre réduit utilisé pour la compensation de la variation de résistance statorique sont obtenus après plusieurs essais de simulation. Afin d'atteindre des performances meilleures, on est mené à choisir les valeurs suivantes :

$$=1, K_{11}=1000, K_{12}= 1000, K_{21}= 2000 \text{ et } K_{22}= 2000.$$

A1.7 CHOIX DES MATRICES DE COVARIANCE DES BRUITS

Dans nos simulations, la matrice de covariance d'erreur du filtre de *Kalman* P , la matrice de covariance de bruit d'état Q et la matrice de covariance de bruit de mesure R ont été choisies de la manière suivante :

$$Q = \begin{pmatrix} 0.3 \times 10^{-2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5 \times 10^{-2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.2 \times 10^{-2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 \times 10^{-2} \end{pmatrix}, R = 0.1 \times I_2 \text{ et } P = 0.1 \times I_4.$$

ANNEXE 2

A2.1 MLI VECTORIELLE

Le principe de cette méthode est la détermination des portions de temps (durées de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Cette commande rapprochée permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur. La technique de modulation vectorielle (SVM) consiste à reconstituer le vecteur de tension référentiel V_{sref} pendant une période d'échantillonnage par les vecteurs des tensions adjacentes et des vecteurs nuls V_0 et V_7 , correspondant aux huit états possibles de l'onduleur.

Nous notons par T_i et T_{i+1} les deux temps d'application de ces vecteurs, leur somme doit être inférieure à la période T de commutation de l'onduleur. On se place dans le secteur S_I où il se trouve un vecteur de référence avec ses vecteurs adjacents V_1 et V_2 (voir figure (A2.1)). La MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension de référence V_{sref} désiré sur les deux vecteurs de tension V_1 et V_2 [Ame12].

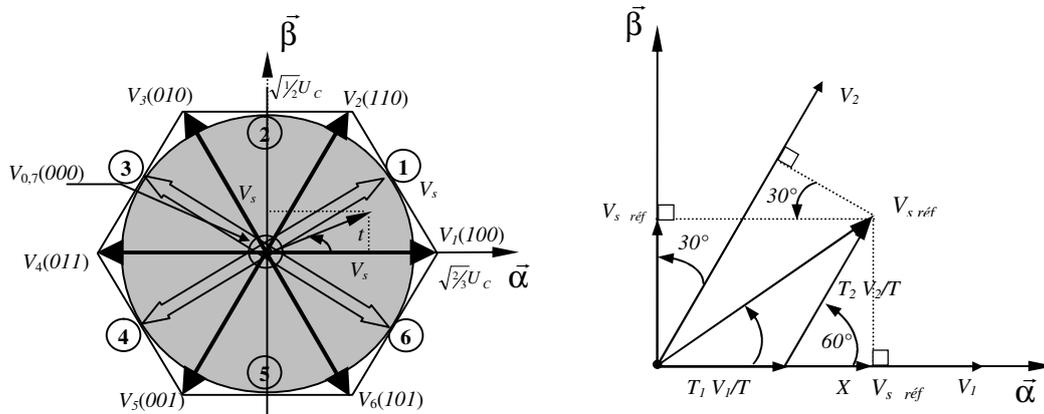


Figure A2.1 Vecteurs de tension et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé dans le plan (α, β) et projection du vecteur de référence V_{sref} dans le même plan.

Alors, la valeur moyenne du vecteur de tension V_{sref} est donnée par :

$$\begin{cases} \overline{V}_{sref} T_e = T_1 \overline{V}_1 + T_2 \overline{V}_2 \\ T = T_1 + T_2 + T_0 \end{cases} \quad (A.1)$$

Où :

T représente la période de commutation ;

T_1 est le temps d'application du vecteur \overline{V}_1 ;

T_2 est le temps d'application du vecteur \overline{V}_2 ;

T_0 est la durée d'application de la séquence de roue-libre.

Supposons qu'initialement, le vecteur V_{sref} coïncide avec le vecteur V_1 . Dans ce cas, deux séquences sont actives : La séquence qui correspond au vecteur V_1 appliquée pendant la durée T_1 et la séquence de roue-libre appliquée au cours de la durée T_0 . La séquence qui correspond au vecteur V_2 est inactive car la durée T_2 est nulle. Au fur et à mesure, le vecteur V_{sref} s'éloigne du vecteur V_1 et s'approche du vecteur V_2 , alors T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur V_{sref} atteint le vecteur V_2 , T_1 sera nul et T_2 sera maximal [Ame12].

A2.2 ETAPES D'APPLICATION D'UNE MLI VECTORIELLE A LA DTC

A2.2.1 Détermination des tensions de référence dans le plan (,) et du secteur en cours

Les tensions V_s et V_s sont déterminées à partir de la relation (IV.9). La table (A2.1) résume l'ensemble des expressions de V_s et V_s correspondant aux différents états d'un onduleur.

Table A2.1 Les différentes combinaisons des états de l'onduleur

Vecteurs	C_{K_1}	C_{K_2}	C_{K_3}	v_a	v_b	v_c	V_s	V_s
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_5	0	0	1	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$\sqrt{2}U_c/\sqrt{3}$	0
V_3	0	1	0	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$U_c/\sqrt{6}$	$U_c/\sqrt{2}$
V_4	0	1	1	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$	$-U_c/\sqrt{6}$	$U_c/\sqrt{2}$
V_1	1	0	0	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$-\sqrt{2}U_c/\sqrt{3}$	0
V_6	1	0	1	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$-U_c/\sqrt{6}$	$-U_c/\sqrt{2}$
V_2	1	1	0	$U_c/3$	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$U_c/\sqrt{6}$	$-U_c/\sqrt{2}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0

Le secteur en cours est déterminé selon la position du vecteur V_{sref} dans le plan complexe (,).

A2.2.2 Calcul des variables X, Y et Z

Dans le cas où le vecteur de la tension de référence se trouve dans le secteur 1 par exemple (voir figure (A2.1)), les expressions de T_1 et T_2 sont obtenues par la projection du vecteur \bar{V}_{sref} sur les axes (,) [Ame12] :

$$\begin{cases} V_{s\alpha ref} = \frac{T_1}{T} \left| \overline{V_1} \right| + x \cos(30^\circ) \\ V_{s\beta ref} = \frac{T_2}{T} \left| \overline{V_2} \right| \\ x = \frac{V_{s\beta ref}}{\tan(60^\circ)} \end{cases} \quad (A2.1)$$

D'après le tableau (A2.2), les périodes d'application de chaque vecteur adjacent est donné par :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T}{2U_c} (\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha ref} - \sqrt{2} \cdot V_{s\beta ref}) \\ T_2 = \sqrt{2} \frac{T}{U_c} V_{s\beta ref} \end{cases} \quad (A2.2)$$

Pour le reste de la période on applique le vecteur nul. En effectuant le même calcul pour chaque secteur, le temps d'application des vecteurs peut être lié aux variables X , Y , Z suivants [Ame12]:

$$\begin{cases} X = \frac{T}{U_c} \sqrt{2} V_{s\beta ref} \\ Y = \frac{T}{U_c} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} V_{s\beta ref} + \frac{\sqrt{6}}{2} V_{s\alpha ref} \right) \\ Z = \frac{T}{U_c} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} V_{s\beta ref} - \frac{\sqrt{6}}{2} V_{s\alpha ref} \right) \end{cases} \quad (A2.3)$$

A2.2.3 Calcul des durées (T_1 et T_2) d'application des vecteurs adjacents

Les durées T_1 et T_2 d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur à partir des valeurs de X , Y et Z sont données par le tableau suivant [Ame12]:

Table A2.2 Expression des durées d'applications

Secteur (S_i)	1	2	3	4	5	6
T_1	-Z	Y	X	Z	-Y	-X
T_2	X	Z	-Y	-X	-Z	Y

A2.2.4 Génération des signaux modulants

Les signaux modulants (T_{aon} , T_{bon} et T_{con}) sont générés d'après les formules suivantes [Ame12]:

$$\begin{cases} T_{aon} = \frac{T_0 - T_i - T_{i+1}}{2} \\ T_{bon} = T_{aon} + T_i \\ T_{con} = T_{bon} + T_{i+1} \end{cases} \quad (\text{A2.4})$$

A2.2.5 Génération des séries d'impulsions

La détermination des signaux de commande (S_a , S_b , S_c) en fonction du secteur S_i de T_{aon} , T_{bon} et T_{con} est résumée dans le tableau suivant :

Table A2.3 Signaux de commande en fonction des secteurs

S_i	1	2	3	4	5	6
S_a	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}
S_b	T_{aon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
S_c	T_{aon}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{con}

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [Abd97] R. Abdessemed et M. Kadjoudj, *"Modélisation des machines électriques"*, Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [Abd04] B. Abdelhadi, *Contribution à la conception d'un moteur à induction spécial à rotor externe pour système de propulsion électrique : Développement d'un algorithme génétique adaptatif pour identification paramétrique*, Thèse de Doctorat en Sciences en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2004.
- [Abu08] N. Abutabak, *"Stabilité dynamique des systèmes électriques multimachines : Modélisation, commande, observation et simulation"*, Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon, France, 2008.
- [Ahm11] M. Ahmad (Éditeur), *"Advances in Motor Torque Control"*, Édition InTech, 2011.
- [Ail06] E. Ailam, *"Machine synchrone à plots supraconducteurs étude et réalisation"*, Thèse de Doctorat de Nancy, France, 2006.
- [Ais12] A.G. Aissaoui and A. Tahour, *"Fuzzy logic-controls, concepts, theories and applications: chapter 6, application of fuzzy logic in control of electrical machines"*, Édition InTech, 2012.
- [Ame09] A. Ameer, B. Mokhtari, L. Mokrani, N. Essounbouli et B. Azoui, *"DTC Intelligente d'un MSAP, alimenté par un onduleur triphasé de type NPC à trois niveaux"*, Colloque sur la Recherche Appliquée et le Transfert de Technologie (CRATT'2009), ISET Radès, Radès Médina, Tunisie, Novembre 2009
- [Ame10] A. Ameer, B. Mokhtari, L. Mokrani, N. Essounbouli, B. Azoui and A. Hamzaoui, *"An improved sliding mode observer for speed sensorless direct torque control of PMSM drive with a three-level NPC inverter based speed and stator resistance estimator"*, In Journal of Electric Engineering, Vol. 10, No. 4, 2010
- [Ame12] A. Ameer, *"Commande sans capteur de vitesse par DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle"*, Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2012.
- [Amo96] L. Ben Amor, *"Commande non linéaire d'un moteur à réluctance variable"*, Thèse de Philosophie Doctor (PhD), Université de Montréal, Canada, Octobre 1996.
- [Anv89] H.A. Anvari, *"Caractérisation des machines synchrones saturées et alimentées par convertisseurs statiques: Modélisation et simulation, effet croisé de saturation"*, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 1989.
- [Ari00] P.A. Arias, *"Improvements in direct torque control of induction motors"*, Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.
- [Bag99] L. Baghli, *"Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques"*, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, France, 1999.
- [Bao06] L. Baohua, L. Weiguo, Z. Xiwei and Li Rong, *"Research on direct torque control of permanent magnets synchronous motor based on optimized state selector"*, IEEE International Symposium on Industrial Electronic, Vol. 3, pp. 2105-2109, Montreal, Canada 2006.
- [Bar96] J.P. Barrat et Y. Leucluse, *Principe et réalisation du contrôleur flou*, Technique de l'Ingénieur. Traité de mesure et contrôle, Série R7428-2 à R7428-5, 1996.
- [Bar99] N. Barnier et P. Brisset, *Optimisation par algorithme génétique sous contraintes*, Technique et Science Informatiques, Vol. 18, N°1, pp. 1-29, École Nationale de l'Aviation Civile, Toulouse, France, 1999.
- [Bar07] M. Barut, S. Bogosyan and M. Gokasan, *"Switching EKF technique for rotor and stator resistance estimation in speed sensorless control of IMs"*, *Energy Conversion and Management*, Vol. 48, Issue 12, pp. 3120-3134, 2007.
- [Bel10a] S. Belkacem, F. Naceri and R. Abdessemed, *"Robust nonlinear control for direct torque*

- control of induction motor drive using space vector modulation*", In Journal of Electric Engineering, Vol. 10, N° 3, pp. 1-8, 2010.
- [Bel10b] S. Belkacem, B. Zegueb and F. Naceri, "Robust non-linear direct torque and flux control of adjustable speed sensorless PMSM drive based on SVM using a PI predictive controller", Journal of Engineering Science and Technology Review, Vol. 3, Issue 1, pp.168-175, 2010.
- [Bel11] S. Belkacem, "Contribution à la commande directe du couple d'une machine à induction", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université de Batna, Algérie, 2011.
- [Bet93] R.E. Betz, R. Lagerquist, M. Jovanovic, T.J. E. Miller and R.H. Middleton, "Control of synchronous reluctance machines", IEEE Trans. Ind. Applicat, Vol. 29, N° 6, pp. 1110-1122, 1993.
- [Bir09] M. Birame, L. Mokrani, M. kadjoudj, A. Naamane and N.K. M'sirdi, "Comparative study with and without sensor of speed of a command by DTC of a variable reluctance motor with smooth stator", In proceeding of The International Workshop on Modeling & Applied Simulation (MAS2009), Puerto de la Cruz, SPAIN, September 23-25 2009
- [Bir12] M. Birame, B. Mokhtari, L. Mokrani, B. Azoui, A. Naamane et K.N. M'Sirdi, "Compensateur PI flou de la variation de la résistance statorique d'un moteur à réluctance variable commandé par DTC", ACTA Electrotehnica, Vol. 53, N° 4, pp. 1-7, 2012.
- [Bir13] M. Birame, L. Mokrani, B. Azoui, A. Naamane, K.N. M'Sirdi, "Robust DTC of an adjustable speed sensorless switched reluctance motors based on SVM using a PI predictive controller", In Journal of Electric Engineering, Vol. 13, N° 2, pp. 1-7, 2013.
- [Bol00] I. Boldea, L. Janosi and F. Blaabjerg, "A modified Direct Torque Control (DTC) of reluctance synchronous motor sensorless drive", Electric Machines & Power Systems; Volume 28, Issue 2, pp. 115-128, 2000.
- [Bor96] P. Borne et F. Rotella. "Commande optimale", Techniques de l'Ingénieur, Fascicule R7427, pp. 2-12, 1996.
- [Bou06] A. Bourek, A. Benakcha, L. Mokrani et M. Chabane, Estimation de la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé en utilisant un observateur de flux à mode glissant, 4^{ème} Conférence Internationale en Génie Electrique, pp. 391-396, Université de Batna, Algérie, 07-08 Novembre 2006.
- [Bou08] A. Boucetta, "Vector control of a variable reluctance machine stator and rotor discs imbricates" American Journal of Engineering and Applied Sciences, Vol. 1, N° 4, pp. 260-265, 2008.
- [Bou91] F. Boudjema, "Commande par mode de glissement : Application aux convertisseurs électriques", Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, France, 1991.
- [Bri07] S. Brisset, "Démarches et outils pour la conception optimale des machines électriques", Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, France, 2007.
- [Buh94] H. Buhler, Réglage par logique floue, Presse Polytechnique et Universitaire Romande, Lausanne-Suisse, 1994
- [Cab97] L. Cabrera, M. Elbuluk and I. Husain, "Tuning the stator resistance of induction motors using artificial neural network", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, N°5, pp. 879-886, 1997.
- [Car95] R. Cardenas, "Switched reluctance generators for wind energy application", IEEE 26th Power Electronics Specialists Conference, PESC '95, Vol. 1, pp. 559-564, June 1995.
- [Car00] C. Carlos, "Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones 1", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [Cha96] Y. A. Chapuis, "Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique", Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France, 1996.
- [Che99] J. Chen and Y. Li, "Virtual vectors based predictive control of torque and flux of induction motor and speed sensorless drives", IEEE 34th Industry Applications Conference, Vol. 4, pp. 2606-2613, Phoenix, États-Unis, October 1999.

- [Cho98] M. Chomat and M.D. McCulloch, "Vector control of synchronous reluctance machines considering magnetic saturation", *Proc. EPE-PEMC'98*, Vol. 3, pp. 15-19, Prague, Czech Republic, 1998.
- [Cir03] M. Cirrincione, M. Pucci and G. Vitale, "A novel direct torque control of an induction motor drive with a three-level inverter", In proceeding of the IEEE Power Technologie Conference, Bologna, Italy, 2003.
- [Cor12] J.A. Cortajarena, J. De Marcos, F.J. Vicandi, P. Alvarez and P. Alkorta, "Fuzzy logic-controls, concepts, theories and applications: Chapter 5, control and estimation of asynchronous machines using fuzzy logic", Édition InTech, 2012.
- [Dar07] A.M. Darkawi, "Etude, développement et mise en œuvre de deux observateurs de position pour la commande sans capteurs de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)", Mémoire Diplôme des Etudes Supérieures Approfondies (DESA), Université Cadi Ayyad Marrakech, Maroc, Juillet 2007.
- [Fat10] G. Faten and S. Lassaâd, "Speed sensorless IFOC of PMSM based on adaptive Luenberger observer", *World Academy of Science, Engineering and Technology*, Vol. 4, N° 8, pp. 390-396, 2010.
- [Fil03] D. Filipescu, "Application of sliding of permanent magnet motors", *Proceedings of the 42th IEEE Conference on Decision and Control*, Vol. 4, pp. 3537-3542, 9-12 December 2003.
- [Fle95a] J.E. Fletcher, B.W. Williams and T.C. Green, "DSP control of a synchronous reluctance motor", *Proc. EPE'95*, Vol. 1, pp. 480-485, Sevilla, Spain, 19-21 September 1995.
- [Fle95b] J.E. Fletcher, B. W. Williams and T. C. Green, "Efficiency aspects of vector control applied to synchronous reluctance motors", *30th IEEE IAS Annual Meeting*, Vol. 1, pp. 294-300, Orlando Florida, USA, 1995.
- [Foo10] G. Foo and M. F. Rahman, "Sensorless direct torque and flux-controlled IPM synchronous motor drive at very low speed without signal injection", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 7, N° 1, pp. 395- 403, 2010.
- [Gar05] X.T. Garcia, A. Arias, M.G. Jayne, P.A. Witting, V.M. Sala and J.L. Romeral, "New DTC control scheme for induction motors fed with a three-level inverter", *Automatika*, Vol. 46, N° 1-2, pp. 73-81, 2005.
- [Gol94] D.E. Goldberg, *Algorithmes génétiques : Eexploration, optimisation et apprentissage automatique*, Edition Addison-Wesley France, 1994.
- [Guo06] H-J Guo, "Direct torque control of switched reluctance motors", In *Proceeding of IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 2321-2325, Montreal, Quebec, Canada, July 9-12, 2006.
- [Guy00] C. Guy et G. Guy, "Actionneurs électriques, principes modèles, commande", Edition Eyrolles, France, 2000.
- [Ha001] J.I. Ha, K. Ide, T. Sawa, and S.K. Sul, "Sensorless position control and initial position Estimation of an interior permanent magnet motor", In *Proceedings of the 36th IEEE Industry Applications Conference*, Vol. 4, pp. 2607-2613, Chicago, USA, 2001.
- [Haa03] J. Haataja, "A comparative performance study of four-pole induction motors and synchronous reluctance motors in variable speed drives", Thesis for Doctor Lappeenranta University of Technology, Finland, 2003.
- [Hab92] T.G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli and L.M. Tolbert, "Direct torque control of induction machines using space vector modulation", *IEEE Transactions on, Industry Applications*, Vol. 28, N° 5, pp. 1045-1053, Sep/Oct 1992.
- [Hag03] S. Haghbin, M. R. Zolghadri, S. Kaboli and A. Emadi, "Performance of PI stator resistance compensator on DTC of induction motor", In *Proceeding of IEEE 29th Industrial Electronics Conference*, Vol. 1, pp. 425-430, Roanoke, Virginia, USA, November 2003.
- [Ham09] M.O. Hamiti, "Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone à réductance variable. Approches par la structure et par la commande", Thèse de doctorat de l'université

Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2009

- [Haq01] M. E. Haque and M. F. Rahman, "Influence of stator resistance variation on direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive performance and its compensation", In Proceeding of the 36th IEEE conference, on Industry Applications Society (IAS-2001), Vol. 4, pp. 2563-2569, Chicago, USA, 2001
- [Hao98] I. Haouara, "Contribution à l'étude, la modélisation et l'optimisation d'une structure de machine à réluctance variable excitée par des aimants permanents", Thèse de Doctorat, U.S.T.L, Lille, France, Juillet 1998
- [He007] Z. He, C. Xia and Y. Zhou, "Rotor position estimation for switched reluctance motor using support vector machine", IEEE International Conference on Control and Automation, pp.1683-1687, Guangzhou, China, 2007.
- [Ho99] X. Hu and L. Zhang, "A predictive direct torque control scheme for a three-level VSI-fed-induction motor drive", Electrical Machines and Drives, 9th International Conference on Electrical Machines and Drives, Vol, 05, N° 468 , pp. 334-338, Canterbury, 1999
- [Hof00] H. Hofmann, "High-speed synchronous reluctance machine with minimized rotor losses", IEEE Transactions, Industry Applications, Vol. 36, N°. 2, pp. 531 – 539, March/April 2000.
- [Hud04] P. Hudak, V. Hrabovcova, P. Rafajdus and J. Mihok, "Core loss analysis of the reluctance synchronous motor with barrier rotors", Journal of electrical engineering, Vol. 55, N°. 9-10, pp. 273–276, 2004.
- [Jov99] M. G. Jovanovic, R. E. Betz, "Optimal torque controller for synchronous reluctance motors", IEEE Transactions, Energy Conversion, Vol. 14, N°. 4, pp. 1088-1093, 1999.
- [Kan98] S. J. Kang and S. K. Sul, "Highly dynamic torque control of synchronous reluctance motor", IEEE Transactions, Power Electronics, Vol. 13, N°. 41, pp.793-798, 1998.
- [Kaz04] M. P. Kazmierkowski, M. Zelechowski and D. Swierczynski, "Simple DTC-SVM control scheme for induction and PM synchronous motor", 16th International Conference on Electrical Machines IECM 2004, Krakow, Poland, 5-8 September, 2004.
- [Key04] H.R. Keyhani, M.R. Zolghadri and A. Homaifar, "An extended and improved discrete space vector modulation direct torque control for induction motors", 35th IEEE, Power Electronics Specialists Conference, Vol. 5, pp. 3414-3420, Aachen, Germany, 20-25 June 2004.
- [Kos04] M. Kosaka and H. Uda, "Sensorless IPMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position", Journal of low frequency noise, vibration and active control, Vol. 22, N°. 4, pp. 59-70, England, 2004.
- [Kou08] K. Kouzi, *Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine à induction sans transducteur rotatif*, Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2008.
- [Kuc07] F. Kucuk, H. Goto, H.J. Guo and O. Ichinokura, "Inductance vector angle based sensorless speed estimation in switched reluctance motor drive", The 7th International Conference on Power Electronics, pp. 635-639, Daegu, Korea October 22-26, 2007.
- [Kum04] A. Kumar, B.G Fernandes and K. Chatterjee, " Direct torque control of three phase induction motor using SVPWM without sector and angle determination", EPE-PEMC'04, N°. A-71121, Riga, Latvia, 2004.
- [Kum12] S.S. Kumar, D. Souvik, P.S. Kumar and X. Jian-Xin, "A Lyapunov function based robust direct torque controller for switched reluctance motor drive system", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, N°. 2, pp. 555-564, 2012.
- [Laa14] T. Laamayad, "Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode Glissant. Apport de la Logique floue", Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2014.
- [Lac95] G. Lacroux, "Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements", Edition Lavoisier, France, 1995.
- [Las00] C. Lascu, I. Boldea and F. Blaabjerg, "A modified direct torque control for induction motor

- sensorless drive*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, N°. 1, pp. 122-130, January-February 2000.
- [Lau93] P. Laurent, M. Gabsi and B. Multon, "*Sensorless rotor position analysis using resonant method for switching reluctance motor*", IEEE Transactions on Industry Applications Society (IAS), Vol. 1, pp. 687-694, Toronto, 1993.
- [Law80] P.I. Lawrenson, "*Variable speed switched reluctance motors*", IEE Proceeding. B, Electric Power Applications, Vol. 127, N°. 4, pp. 253-265, July 1980.
- [Leo91] W. Leonhard, "*30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing with controlled AC-drives, a review (Part 1)*", *EPE Journal*, Vol. 1, N°. 1, pp. 13-20, 1991.
- [Lub03] T. Lubin, "*Modélisation et commande de la machine synchrone à réductance variable, Prise en compte de la saturation magnétique*", Thèse de Doctorat de Nancy, France, 2003.
- [Mag06] V. Magnin, *Optimisation et algorithmes génétiques*, Document d'internet disponible à : <http://www.polytech-lille.fr/%7Evmagnin/>, Source <http://www.eudil.fr/~vmagnin/index.html>, Publié le 07/07/2006.
- [Mai04] A. Mailfert et F.M. Sargos, "*Machines à Réductance Variable (MRV). Principes des MRV. Machines à commutation*", Techniques de l'Ingénieur-D3681, 2004.
- [Mai86] A. Mailfert, "*Machines à réductance variable*", Techniques de l'ingénieur D550, pp.20, 1986.
- [Mar00] C.A. Martins, "*Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multiniveaux à fréquence imposée*", Thèse Doctorat ENSEEIHT, Toulouse, France, 2000.
- [Mar01] C.A. Martins and A.S. Carvalho, "*Technological trends in induction motor electrical drives*", IEEE Power Tech Proceedings, Vol. 2, pp. 7-16, Porto, Portugal, 2001.
- [Mar01] P. Marino, M. Incecco and N. Visciano, "*A comparison of direct torque control methodologies for induction motor*", IEEE Power Tech Proceedings, Vol 2, pp. 6-15, Porto, Portugal, 2001.
- [Mar02] C. Martins, X. Roboam, T. A. Meynard and A. S. Caryalho, "*Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives by using a multilevel converter*", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 17, N°. 2, pp. 286-297, March 2002.
- [Mat02] D. Matthieu, *Les algorithmes génétiques*, Document d'internet disponible à : <http://www.a525g.com/intelligence-artificielle/algorithmes-genetique.htm>, Publié le 3/09/2002.
- [Mei86] F. Meibody Tabar, "*Etude d'une machine synchrone à réductance variable pour des applications à grande vitesse*", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique De Lorraine Nancy, France, 1986.
- [Mez08] S. Meziane, R. Toufouti and H. Benalla, "*Speed sensorless direct torque control and stator resistance estimator of induction motor based MRAS method*", International Journal of Applied Engineering Research (IJAER), Vol. 3, N°. 6, pp.733-747, India, 2008.
- [Mir98] S. Mir, M. E. Elbuluk and D.S. Zinger, "*PI and fuzzy estimators for tuning the stator resistance in direct torque control of induction machines*", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 13, pp. 279-287, March 1998.
- [Mob01] B.N. Mobarakeh, "*Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants : méthodes, convergence, robustesse, identification en ligne des paramètres*", Thèse de doctorat, de L'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2001.
- [Mok05] L. Mokrani, "*Contribution a la CAO optimisée des machines électriques, application au moteur linéaire à induction*", Thèse de Doctorat d'Etat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005
- [Mou08] S. Mouellef, "*Contribution a l'étude d'une machine a réductance variable : Conception, modélisation et simulation d'une MRVDS 6-4*", Thèse de Doctorat de l'université de Mentouri, Constantine, Algérie, 2008.
- [Mor00] L. Morel, H.Fayard, R. Vives Fos, A. Galindo and G. Abba, "*Study of ultra high speed*

- switched reluctance motor drive*", IEEE Industry Applications Conference, Vol. 1, pp. 87-92, Rome, Italy, 2000.
- [Mor05] L. Moreau, " *Modélisation, conception et commande de génératrices à réductance variable basse vitesse* ", Thèse de Doctorat, Université de Nantes, France, 2005.
- [Mor05] F. Morand, "*Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones*", Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Janvier 2005.
- [Mul93] B. Multon, "*Principe et éléments de dimensionnement des machines à réductance variable à double saillance autopilotées*", Article au Journées Electrotechniques Club EEA, Belfort, 25 et 26 Mars 1993
- [Nab10] K. Nabti, "*Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone*", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Algérie, 2010.
- [Nai05] P. Niazi, "*Permanent magnet assisted synchronous reluctance motor design and performance improvement* ", Doctor of Philosophy, University of Technology Isfahan, Iran, December 2005.
- [Nol06] F. Nollet, "*Lois de commande par modes glissants du moteur pas à pas*", Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lille et l'Université des Sciences et Technologies de Lille, France, 2006.
- [Pac06] M. Pacas and R. Morales, "*Predictive torque and flux control for the synchronous reluctance machine* ", Technical Sciences, Vol. 54, N°. 3, pp. 1-7, 2006.
- [Paj09] M.C. Paicu, I. Boldea, G.D. Andreescu and F. Blaabjerg, "*Very low speed performance of active flux based sensorless control: Interior permanent magnet synchronous motor vector control versus direct torque and flux control* ", IET Electrical Power Application, Vol. 3, N°. 6, pp. 551-561, 2009.
- [Ram06] T. Raminosa, "*Optimisation des performances des machines synchro-réductantes par réseau de perméances*", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2006.
- [Rej10] R. Redjem, "*Modélisation et optimisation d'une structure de machine à réductance variable dédiée aux énergies renouvelables*", Thèse Doctorat, Université de Constantine, Algérie, 2010,
- [Rod04] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, S. Kouro And A. H.Mirand, "*A novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation* " , PESC'04, IEEE 35th annual Power Electronics Specialists Conference, pp. 1392-1397, Aachen, Germany, 20-25 June 2004.
- [Sad00] S. Sadreddine, "*Etude et simulation d'une commande directe de couple pour l'entraînement électrique d'une machine asynchrone*", Maîtrise en Génie de la Production Automatisée, Ecole de Technologie Supérieure, Université du Québec, Canada, Décembre 2000.
- [Sad95] S.M.R Sadri, "*Variable reluctance motor and drive systems*", Doctor of Philosophy, University of Western Sydney Nepean, Australia, October 1995.
- [Sar95] F.M. Sargos, "*Etude théorique des performances des machines à réductance variable*". Thèse de doctorat d'état, I.N.P.L, Algérie, 1981.
- [Seg77] G. Segulier et F. Notelet, "*Electrotechnique Industrielle*", Edition Technique et Documentation Lavoisier, France, 1977.
- [Son09] G. Song, Z. Li, Z. Zhao and X. Wang, "*Direct torque control of switched reluctance motors*", IEEE Electrical Machines and Systems (ICEMS'08). International Conference, pp. 3389-3392, Wuhan, China, 2008.
- [Sta93] D.A. Staton, T.J.E. Miller and S.E. Wood , "*Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor*", IEE Proceedings-B, Vol. 140, N°. 4, pp. 249 - 259 July 1993.
- [Stu00] G. Sturtzer et E.Smigiel, "*Modélisation et commande des moteurs triphasés*", Ellipses édition, Paris, France, Mars 2000.
- [Tae05] K. Tae-Sung, S. Myoung-Ho and H. Dong-Seok, "*Speed sensorless stator flux-oriented control of induction motor in the field weakening region using Luenberger observer*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, N°. 4, pp. 864-869, July 2005.

- [Tah08] A. Tahour, H. Abid et A.G Aissaoui, "La commande neurale de la machine à réluctance variable", Revue Roumaine des Sciences Techniques Série Electrotechnique et Energétique, Vol. 53, N°. 4, pp. 473-482, 2008.
- [Tai02] S. Taibi, "Contribution à l'étude, la conception, le dimensionnement et l'optimisation de machines à réluctance variable de type vernier", Thèse de Doctorat du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP), Lille, France, 2002.
- [Tan01] Z. Tan, Y. Li and M. Li, "A direct torque control of induction motor based on three-level NPC inverter", IEEE 32nd Power Electronics Specialists Conference (PESC'01), Vol. 3, pp.1435-1439, Vancouver, Canada, 2001.
- [Tan02] L. Tang, M.F. Rahman and M.E. Haque, "A Novel PI Stator Resistance Estimator for Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", In Proceedings of the Australian Universities Power Engineering Conference, Monash University, Melbourne, Australia, September-October 2002.
- [Tol98] H.A. Toliyat, S.P. Waikar and T.A. Lipo, "Analysis and simulation of five-phase synchronous reluctance machines including third harmonic of airgap MMF", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, N°. 2, pp. 332-339, March-April 1998.
- [Tou08] R. Toufouti, "Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Université de Mentouri, Constantine, Algérie, 2008.
- [Utk93] V.I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol. 40, N°. 1, pp. 23-36, February, 1993.
- [Vag97] A. Vagati, M. Pastorelli and G. Franceschini, "High-performance control of synchronous reluctance motors", IEEE Transaction on Industry Application, Vol. 33, N°. 4, pp. 983-991, 1997.
- [Wan08] J. Wang, H.h. Wang and X.l. Yuan, "Novel direct torque control for permanent magnet synchronous motor drive ", In Proceeding of The 5th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery, Vol. 3, pp. 226–230, Jinan, China, October 2008.
- [Xu991] L. Xu, X. Xu, T.A. Lipo and D.W. Novotny, " Vector control of a synchronous reluctance motor including saturation and iron loss", IEEE Transaction on Industry Application., Vol. 27, N°. 5, pp. 977-985, 1991.
- [Yah05] K. Yahia, A. Menacer, A. Benakcha, F. Benchabane et D. Taibi, "Estimation de la position et de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents en utilisant le filtre de Kalman étendu", 1st International Conference on Electrical Systems, ICES'05, Université de Oum El Bouaghi. Algérie, 9-11 Mai 2005.
- [Yon07] C. Yongjun, H. Shenghua, W. Shanming and W. Fang, "A direct torque controlled permanent magnetic synchronous motor system based on the new rotor position estimation", Proceedings of the 26th IEEE Control Conference, pp. 27-31, Zhangjiajie, Hunan, China, 26-31 July 2007.
- [You01] D. Yousfi, "Estimateur de position et de vitesse destiné à la commande sans capteur mécanique des machines synchrones autopilotées", Thèse de Doctorat, Oujda, Maroc, 2001
- [Zha04] J. Zhang, M.F. Rahman and L. Tang, "Modified direct torque controlled induction generator with space vector modulation for integrated starter alternator", The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, Vol. 1, pp. 405-408, Xi'an, China, 14-6 August 2004.
- [Zhe08] Z. Zheng, "Commande à haute performance et sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Mai 2008.
- [Zho99] L. Zhong, M.F. Rahman, W.Y. Hu, K.W. Lim and M.A. Rahman. "A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, pp. 637-642, September 1999.