République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE DE BATNA

Faculté des Sciences de l'Ingénieur



Thèse

Présentée pour obtenir le titre de

DOCTEUR En SCIENCES En GENIE ELECTRIQUE

Présenté par

BELKACEM Sebti

Magister en Electrotechnique de l'Université de Batna, 2005 Maître Assistant Classe "A", Université de Batna

CONTRIBUTION A LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE À INDUCTION

Soutenu le, 17 /03 /2011

Devant le Jury composé de :

AZOUI Boubaker	Prof	Université de Batna	Président
NACERI Farid	Prof	Université de Batna	Rapporteur
ABDESSEMED Rachid	Prof	Université de Batna	Co-Rapporteur
GOLEA Amar	Prof	Université de Biskra	Examinateur
BENAKCHA Abdelhamid	МС	Université de Biskra	Examinateur
DIB Abderrahmane	MC	Université de Oum El-Bouaghi	Examinateur

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du laboratoire (LEB), de l'université de Batna.

Je tiens à exprimer d'abord ma reconnaissance au Professeur NACERI Farid, en tant que rapporteur de thèse pour son soutien scientifique et humain ainsi que la confiance qu'il m'a témoigné tout au long de ce travail de recherche.

Je remercie sincèrement Monsieur ABDESSEMED Rachid, Professeur à l'université de Batna, pour avoir co-dirigé ce travail.

Je remercie Monsieur AZOUI Boubaker Professeur à l'université de Batna, de m'avoir fait l'honneur de présider ce jury.

Mes profonds remerciements vont également à Monsieur GOLEA Amar, Professeur à l'Université de Biskra, et à Monsieur BENAKCHA Abdelhamid, Maître de conférences à l'Université de Biskra, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de juger mon travail.

Je tiens également à remercier Monsieur, DIB Abderrahmane Maître de conférences à l'Université de Oum El-Bouaghi qui me fait un grand honneur en acceptant d'examiner cette thèse.

Enfin, je ne saurais terminer ces remerciements sans oublier toute ma famille, sans exception, ainsi que tous mes amis et collègues du laboratoire.

Ma mère, Mon père Ma femme, mes enfants Mes frères et sœurs Mes amis et collègues

A

ملخص: في أيامنا هذه، التي تنطوي على العديد من المشغلات التي تجمع آلات التيار المتناوب والمحولات الساكنة تظهر آفاق جديدة في مجال محركات متغيرة السرعة. النقدم المشترك في مجال الكترونيات القوة والالكترونيات الرقمية سمحت للتحكم في تغير السرعة مع تطبيقات انخفاض القوة. ظهر في سنة 1980 أول نظام السيطرة المباشر على العزم (دي تي سي) وبالإضافة إلى ذلك (دي تي سي) الكلاسيكية يؤدي إلى التذبذبات في العزم والتدفق الغير مرغوب فيهما. ترتكز الأعمال التي عرضت في هذه الرسالة على در اسة نظام السيطرة المباشرة على العزم لمحرك حثي. و عملنا على تحسين هذا النوع من التحكم الحد من التذبذبات، ودر اسة مدى متانة (دي تي سي) مع الاختلاف للمقاومة الجزء الثابت. و حققنا هذا الهدف نوضح اقتراح طريقة تعتمد على نظرية التحكم الخطي في المداخل والمخارج حيث تم القضاء على جداول الحقيقة والتباطؤ ، كما قمنا المويقة رويرة (دي تي سي) بتردد ثابت باستخدام تقنية المعدل الخطي بالطريقة التنبؤية ، وهو تبسيط كبير للنظام. وخصائص القوة ضد تغير المعاملات ليست مضمونة. للتغلب على هذه المشام يسلم الخطي بالطريقة التنبؤية ، وهو تبسيط كبير للنظام. وخصائص القوة ضد تغير المعاملات ليست مضمونة. للتغلب على هذه المشكلة شملت تحسين النظام باستخدام التحكم القوة ضد تغير المعام التومي.

كلمات مفاتيح : SVM·DTC ، التحكم التلاؤمي ، المداخل والمخارج الخطية ، تغير المعاملات ، محرك حثى.

Résumé : De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique permettent aujourd'hui d'aborder la commande d'axe à vitesse variable dans des applications de faibles puissances. Dans les années 1980 sont apparues les premières commandes directes de couple (DTC, Direct Torque Control) qui, En outre l'aspect de la commande DTC classique conduit à des oscillations de couple et de flux indésirables. Le travail proposé dans cette thèse porte sur la commande directe du couple du moteur à induction. Nous attacherons à améliorer ce type de commande afin, de réduire les oscillations du couple et du flux ainsi que l'étude de la robustesse de la DTC face à la variation de la résistance statorique. Pour accomplir cet objectif nous nous avons développé la méthode DTC basée sur la linéarisation entrée-sortie ou les tables de vérité et les hystérésis ont été éliminées, ainsi que nous avons développé la méthode DTC à fréquence constante, nous travaillerons à une fréquence constante dans le convertisseur car une modulation MLI vectorielle (SVM) est utilisée avec un contrôleur PI prédictif, ce qui constitue une significative simplification de la commande. Les propriétés de robustesse sont peu garanties face aux incertitudes paramétriques. Pour remédier à ce problème nous avons inclus une amélioration de la DTC-SVM par l'utilisation de la commande adaptative.

Mots Clés : DTC, SVM, Commande adaptative, Linéarisation entrée-sortie, Variation paramétrique. MI.

Abstract: Nowadays, many actuators involving AC machines and static converters manifest new perspectives in the field of variable speed drives. Progress joint in power electronics and digital electronics are used today to address the motion control in variable speed applications with low power. In the 1980s appeared to be the first direct torque control (DTC, Direct Torque Control), also the appearance of the classical DTC control leads to oscillations in torque and flux. The work proposed in this thesis focuses on the direct torque control of induction motor. We will strive to improve this type of control to reduce the oscillations of torque and flux and the study of the robustness of the DTC with the variation of stator resistance. To accomplish this goal we have developed the DTC method based on feedback linearization or switching table and hysteresis have been removed, we have developed the DTC based on constant frequency, we will be working at a constant inverter switching frequency using PI predictive controller, which is a significant simplification of the control. The robustness properties are not guaranteed with parametric uncertainties. To overcome this problem we have included improved DTC-SVM by using adaptive control.

Keywords: DTC, SVM, Adaptive control, Feedback linearization, Key parameter variation, IM.

TABLE DES MATIÉRES

Remerciements	1
Résumé	3
Table des matières	4
Table des notations et symboles	8
Introduction générale	12
Chapitre I État de L'art de la commande DTC	15
I.1. Introduction	16
I.2. Conclusions sur l'état de l'art	22
Chapitre II Commande Directe du Couple du Moteur à Induction	23
II.1 Introduction	
II.2 Principe du contrôle direct du flux	
II.2.1 Contrôle du vecteur flux statorique	
II.3 Principes généraux du contrôle de couple	
II.3.1 Modèle de la machine dédié au DTC	
II.4 Choix du vecteur tension	
II.5 Les estimateurs	
II.5.1 Estimation du flux statorique	
II.5.2 Estimation du couple électromagnétique	
II.6 Elaboration du vecteur de commande	
II.6.1 Elaboration du contrôleur de flux	
II.6.2 Elaboration du contrôleur de couple	
II.6.3 Correcteur à deux niveaux	
II.6.4 Comparateur à trois niveaux	
II.7 Elaboration de la table de commutation (stratégie de commutation)	
II.7.1 Stratégie de commutation dans la DTC	
II.7.2 Table de commutation	
II.7.2.1 Fonctionnement à quatre quadrants	

II.8 Structure générale du contrôle direct de couple	33
II.9 Résultats de la simulation et interprétation	33
II.9.1 Commande avec boucle de vitesse	33
II.9.2 Commande sans boucle de vitesse	36
II.9.2.1 Fonctionnement à des échelons du couple de charge	36
II.10 Effet des paramètres de réglage sur les performances de la DTC	37
II.10.1 Effet du terme résistif	37
II.11 Conclusion	39

Chapitre III Commande Directe du Couple à Fréquence de Modulation Constante du Moteur à Induction 40

III .1 Introduction
III.2 Modélisation de l'onduleur de tension 41
III.3 Commande des onduleurs
III.3.1 Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis42
III.3.2 Contrôle des tensions par MLI 43
III.3.3 La modulation MLI vectorielle 44
III.3.3.1 Principe de la MLI vectorielle 44
III. 4 Les étapes de la réalisation d'un MLI vectorielle 45
III. 4.1 Détermination des tensions de références V_{α} , V_{β}
III. 4.2 Détermination des secteurs 46
III. 4.3 Calcul des variables X, Y et Z 46
III. 4.4 Calcul de T_1 et T_2 pour chaque secteur
III. 4.5 Génération des signaux modulants T _{aon} T _{bon} et T _{con}
III. 4.6 Génération des séries d'impulsions Sa, Sb et Sc 47
III-5 Simulation de l'algorithme MLI vectorielle
III.6 Commande directe de couple à fréquence de modulation constante (DTC-SVM) 49
III.6.1. Simulation et résultats
III.7 Structure parallèle d'une commande DTC-SVM
III.7.1 Stratégie DTFC Proposée
III.7.1.1 Modèle de la machine en vue de la commande
III.7.1.3 Contrôle du couple électromagnétique56
III.8 Simulation et résultats
III. 9 Conclusion

Chapitre IV Commande Directe du Couple Basée sur la Linéarisation Entrée-

Sortie	62
IV.1 Introduction	63
IV.2 Outils mathématiques	63
IV.2.1 Gradient	63
IV.2.2 Dérivée de Lie	53
IV.2.3 Crochets de Lie	64
IV.2.4 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties	64
IV.3 application de la technique de linearisation au sens des entrees-sorties a la commande directe	;
du couple	65
IV.3.1 Commande Flux- Couple	66
IV.3.2 Linéarisation entrée-sortie	66
IV.3.3 Linéarisation du système	67
IV.4 Simulation	69
IV.4.1 Inversion de la vitesse	69
IV.4.2 Variation du couple résistant	70
IV.4.3. Étude de robustesse aux variations paramétriques	72
IV.4.3.1Variation de la résistance du stator	72
IV.4.4. Test d'affaiblissement de flux	73
IV.4.5. Sensibilité par rapport aux variations des paramètres mécaniques de la machine	74
IV.4.5.1Variation de l'inertie	74
IV.5. Conclusion	75

Chapitre V Amélioration de la DTC-SVM .Apports de la commande Adaptative 76

T	
V.1. Introduction	77
V.2 Différentes techniques de commande adaptative	77
V.2.1 Commande adaptative auto-ajustable	77
V.2.2 Réglage adaptatif par poursuite d'un modèle de référence	78
V.2.3 Commande adaptative avec modèle de référence (MRAC)	78
V.2.3.1 Equations du modèle de référence	79
V.3 Contrôleur à structure minimale (MCS)	80
V. 3.1 Boucle fermée	82
V.3.2 Proposition	82
V.3.4 Dérivation de l'algorithme MCS	83

V.3.5 Corollaire	84
V.3.6 Analyse de la stabilité du système	86
V.4 Amélioration de la DTC-SVM par l'emploi de la commande Adaptative MCS	88
V.4.1 Test de variation de la vitesse de référence	88
V.4.2 Variation du couple résistant	
V.4.3. Étude de robustesse aux variations paramétriques	
V.4.3.1 Variation de la résistance du stator	
V.4.3.2 Sensibilité par rapport aux variations des paramètres mécaniques	
V.4.3.2.1 Variation de coefficient l'inertie	94
V.5 Application de la commande adaptative à la DTC-SVPWM	95
V.5.1 Résultats de simulation et discussion	
V.5.2 Variation du couple résistant	
V.6 Commande linéarisante adaptative application à la DTC-SVM	100
V.6.1 Test sur la variation de la vitesse de référence	101
V.6.2 Sensibilité par rapport aux variations des paramètres électriques	
V.6.2.1 Fonctionnement à faible vitesse	
V.6.3 Sensibilité par rapport aux variations des paramètres mécaniques	
V.6.3.1 Variation du coefficient d'inertie	
V.7 Conclusion	105
Conclusion générale et perspectives	107
Réferences bibliographiques	110
Liste des comunications et publications	116
Annexe	117

Tables des Notations et Symboles

Paramètres de Modélisation de la Machine à Induction

- [L_s], [L_r] : Représentent respectivement es matrices d'inductance statorique et rotorique
- [M] : Correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor
- R_s : Résistance statorique par phase
- R_r : Résistance rotorique par phase
- p : Nombre de paires de pôles
- J : Moment d'inertie des parties tournantes
- F : Coefficient de frottements visqueux
- T_s : Période de commutation
- σ : Coefficient de dispersion
- T_s, T_r : Constantes de temps statorique et rotorique
- E : Tension d'alimentation de l'onduleur

Repères

a,b,c	: Axes liés aux enroulements triphasés
d,q	: Axes liés aux enroulements triphasés
α,β	: Axes de référentiel statorique
$\boldsymbol{\theta}_s$: Angle entre le stator et l'axe d

 θ_{r} : Angle entre le stator et le rotor

Grandeurs électriques au stator

U _n	: Tension nominale
Vs	: Tension statorique
V _{s,a,b,c}	: Tension statorique phase a, b, ou c
V_{sd}	: Tension statorique sur l'axe d
V_{sq}	: Tension statorique su l'axe q
$V_{s\alpha,\beta}$: Tension statorique dans le repère α, β
I _n	: Courant nominal
I	: Courant statorique
Isabe	: Courant statorique phase a, b, ou c

- I_{sd} : Courant statorique sur l'axe d
- I_{sq} : Courant statorique sur l'axe q

Grandeurs magnétiques au stator

$\Phi_{ m s,abc}$: Flux statorique phase a, b, c
$\Phi_{\rm sd}$: Flux statorique sur l'axe d
$\Phi_{\rm sq}$: Flux statorique sur l'axe q
$\Phi_{{\scriptscriptstyle S},\alpha\beta}$: Flux statorique sur l'axe $\alpha\beta$
т	Γ_{1} , $1 / C /$

 Φ_{sref} : Flux statorique de référence

Grandeurs mécaniques

$\Omega_{\rm r}$: Vitesse mécanique rotorique
0	. Vitagas mássarious notorious do ráfá

- Ω_{rref} : Vitesse mécanique rotorique de référence
- ω_{s} : Pulsation électrique statorique
- ω_r : Pulsation électrique rotorique
- ω_{sl} : Pulsation de glissement électrique $(\omega_s \omega_r)$
- $\Gamma_{\rm e}$: Couple électromagnétique
- $\Gamma_{\rm r}$: Couple résistant
- $\Gamma_{e ref}$: Couple de référence

Sigles utilisés

STR	: Self Tuning Regulator
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion
PWM	: Pulse Width Modulation
SVPWM	: Space Vector Pulse Width Modulation
SVM	: Space Vector Modulation
MRAC	: Model Reference Adaptive Control
AMFC	: Adaptive Model Following Control
DSC	: Direct Self Control
MCS	: Minimal Controller Synthesis (Contrôleur à synthèse minimale)
MI	: Moteur à Induction
PI	: Correcteur Proportionnel Intégral
FOC	: Field Oriented Control
DTC	: Direct Torque Control
DSC	: Direct Self Control
DTFC	: Direct Torque and Flux Control
THD	: Total Harmonic Distortion

Grandeurs utilisées dans la commande non-lineaire

h(x)	: Fonction scalaire lisse
$\nabla h(x)$: Gradient d'une fonction scalaire lisse
\boldsymbol{X}	: Vecteur des états
$L_{\rm f}h$: Dérivée de Lie
[f,g](x)	: Crochet de Lie
g(x)	: Vecteur de commande du système non-linéaire.
у	: Vecteur de sortie
V	: Vecteur des nouvelles commandes
r	: Degré relatif total
E(x)	: Matrice de découplage
k ₁ et k ₂	: Gains

Grandeurs utilisées dans la commande adaptative

K _p	: Vecteur gain du feedback
K _r	: Vecteur gain du feedforward
K _e	: Gain adaptatif associé à la perturbation estimée
Р	: Matrice symétrique positive qui définit l'équation de Lyapunov
Q	: Matrice définie positive associée à l'équation de Lyapunov
R	: Entrée du modèle de référence
α	: Coefficient du gain intégral
β	: Coefficient du gain proportionnel
Y _e	: Vecteur de l'erreur de sortie
$X_{\rm e}$: Vecteur erreur
u	: Entrée de commande du MCS
V	: fonction de Lyapunov
W	: Fonction signal défini par $\begin{bmatrix} x^{\mathrm{T}}, \mathbf{r}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}$
X	: Vecteur d'état du système
$X_{\rm m}$: Vecteur d'état du modèle de référence
Γ_{α}	: Matrice contenant les termes α
Γ_{β}	: Matrice contenant les termes β
Δ	: Matrice des valeurs propres associée à la matrice A_{m}
I _n	: Matrice Identité
0 _{n,p}	: Matrice Zéro
λ_{i}	: la i ^{em} valeur propre de la matrice A_m
d	: Représente la perturbation extérieure
Κ	: Constante positive

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique permettent aujourd'hui d'aborder la commande d'axe à vitesse variable dans des applications de faibles puissances. Avec l'apparition de composants interrupteurs rapides et le développement des technologies numériques de commande, il est possible de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée. Ainsi, on peut mettre en exergue des principes de contrôle permettant d'obtenir des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu.

La commande vectorielle par orientation du flux se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique. Cependant cette structure nécessite, en générale, la mise en place de capteur sur l'arbre pour la connaissance d'une grandeur mécanique. De plus, elle reste très sensible aux variations de paramètres de la machine. Cependant, la recherche d'autres algorithmes n'a pas cessé depuis et de nouvelles techniques de contrôle sont apparues.

Dans les années 1980, sont apparues les premières commandes dites directes du couple (DTC) [1], 1986, [2], 1988. Initialement développé pour les machines asynchrones, ce type de commande considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique de couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent. D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis, d'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations de couple et de flux. Afin de s'affranchir des contraintes sévères de temps de calcul et d'améliorer les défauts de la commande DTC classique, nous avons développé une technique qui réduit les oscillations de couple et de flux en imposant une fréquence de modulation constante. Cette technique que nous avons appelé DTC à fréquence de modulation constante DTC-SVM [3,4].

La commande non-linéaire basée sur la théorie de la géométrie différentielle. Cette commande a été introduite principalement pour remédier aux problèmes rencontrés avec la commande linéaire. Parmi ces méthodes, on trouve la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties. Son principe consiste à trouver une transformation qui permet de compenser les non-linéarités du modèle et ainsi rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire. La linéarisation entrée-sortie et une méthode qui permet non seulement de réduire les ondulations de couple et de flux, ce qui est sa vocation première dans notre étude, mais aussi d'améliorer la dynamique de

l'entraînement en le rendant moins sensible aux perturbations de couple de charge et aux variations paramétriques [5].

Dans ce travail, nous avons aussi développé une autre technique qui réduit les oscillations de couple cette technique que nous avons appelé DTC basée sur la linéarisation entrée-sortie ou les tables de vérité et les hystérésis ont été éliminées. Ce qui supprime notamment les contraintes de scrutation rapide de ces derniers. Cette méthode améliore d'une façon significative les oscillations du couple et du flux.

Les propriétés de robustesse sont peu garanties face aux incertitudes paramétriques. Nous verrons prochainement que la commande adaptative peut remédier à ce problème.

OBJECTIFS DE LA THESE

L'objectif principal de cette thèse est l'étude d'un système de commande qui sera appliqué à une machine asynchrone, nous sommes partis de l'idée de développer une commande DTC sur une MAS. Après une étude détaillée de cette technique, nous avons trouvé quelques aspects améliorables, lié principalement à la fréquence variable de commutation de l'onduleur qui provoque des oscillations de couple. Nous avons ainsi cherché à concevoir un système de commande qui ne soit pas affecté par ces problèmes. La nouvelle méthode présentée ici est basée sur la commande DTC, mais elle travaille avec une fréquence de commutation constante de l'onduleur. Un autre aspect remarquable est la simplicité de la méthode que nous proposons, aussi bien au niveau du bloc de commande de l'onduleur, que du nombre de correcteurs nécessaires à la maîtrise du couple.

Ainsi que dans ce travail, nous nous attachons a résoudre les problèmes de robustesse : robustesse à la variation des conditions de travail : changement de charge, de moment d'inertie, de coefficient de frottement, robustesse à la variation des paramètres de machines : résistances, inductances. On a appliquée une commande directe du couple associé à une commande non-lineaire basé sur la linéarisation entrée-sortie avec la MLI vectorielle. Les tables de vérité et les hystérésis ont été éliminées. Cette méthode améliore d'une façon significative les oscillations du couple et du flux, et améliore la dynamique de l'entraînement en le rendant moins sensible aux perturbations de couple de charge. Ainsi que les propriétés de robustesse sont peu garanties face aux incertitudes paramétriques dans ce type de commande. La commande adaptative peut remédier à ce problème.

Ce mémoire est subdivisé en cinq chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à l'étude de l'état de l'art de la commande DTC du moteur à induction,

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, des méthodes de contrôle on été développées dans lesquelles le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator. L'étude du contrôle direct du couple (DTC) et l'aspect robustesse sont aussi étudiés. C'est ainsi que le deuxième chapitre sera structuré.

Dans le troisième chapitre, nous nous proposons de concevoir une méthode modifiée de contrôle direct du couple pour MAS. Cette commande diffère de la commande DTC classique par l'utilisation d'une modulation vectorielle qui assure ainsi un fonctionnement à fréquence de modulation constante pour le convertisseur. Le couple est régulé par un régulateur PI prédictif ou les tables de vérité et les hystérésis ont été éliminées.

Dans le chapitre quatre, nous allons présenter une loi de commande DTC par linéarisation entrée-sortie utilisant MLI vectorielle. Ce dernier est utilisé pour prendre en compte les incertitudes paramétriques qu'un DTC classique. Ceci nous permet d'augmenter l'insensibilité du système vis-àvis des perturbations externes et d'améliorer son comportement dynamique. Des simulations sont présentées pour illustrer l'apport de cette approche.

Le dernier chapitre sera consacré à la commande DTC-SVM. Apport de la commande adaptative. Afin d'améliorer la robustesse et consolider la stabilité de la commande par DTC contre la variation de la résistance statorique. Des résultats de simulations seront présentés pour illustrer les performances statiques et dynamiques obtenues.

Ce travail sera clôturé par une conclusion générale et des perspectives à envisager.

Chapitre 1

État de l'art de la commande DTC

I.1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter l'état de l'art de la commande DTC en regroupant l'ensemble des articles ou contenus d'ouvrages, que nous avons choisis de sélectionner pour commencer notre étude. A chaque fois, nous tacherons de présenter dans quelle configuration de commande l'auteur s'est placé, quelle a été sa thématique de recherche et si il y a eu ou pas une validation expérimentale.

Dans le bilan que nous présenterons ensuite, nous donnerons les grands axes de recherche vers lesquels nous avons souhaité nous orienter. Ensuite, nous tirerons les premières conclusions sur les avantages et les inconvénients de ce type de commande.

La commande directe du couple est une commande bien connue en électrotechnique. Elle est applicable aux machines tournantes à courant alternatif, par rapport à la commande vectorielle, la commande DTC est beaucoup moins sensible aux variations paramétriques et permet d'obtenir des dynamiques de couples plus rapides. De plus, elle ne nécessite pas de changement de repère ni de modulation de largeur d'impulsion. Une bonne précision sur la mesure de la position du rotor n'est pas nécessaire puisque seul le secteur dans lequel se trouve le flux importe pour déterminer la configuration à utiliser.

En revanche, le flux et le couple de la machine doivent être estimés ou observés. Il y a de nombreuses manières d'estimer le flux et le couple de la machine. La synthèse de tels estimateurs n'est pas triviale et constitue une difficulté pour la mise en œuvre de cette commande [13-16].

Par nature, des oscillations de couple existent. L'échantillonnage de la commande a pour effet d'avoir des oscillations de couple et de flux qui dépassent les bandes d'hystérésis. La réduction des bandes d'hystérésis avec une période d'échantillonnage donnée n'a pas toujours d'effet sur l'amplitude des oscillations de couple. Dans ce cas, pour réduire les oscillations de couple, il est nécessaire de diminuer la période d'échantillonnage. La fréquence de commutation des interrupteurs n'est pas contrôlée, elle varie en fonction du point de fonctionnement, la fréquence de commutation est faible et le bruit acoustique augmente.

Elle présente les avantages suivants [11], [12] :

Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.

- \blacktriangleright De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d,q).
- > Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI.
- > De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse.
- . et pour inconvénients :
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple et de flux.
- L'existence de problèmes à basse vitesse.
- La fréquence de commutation n'est pas constante. Cela conduit à un contenu harmonique riche qui augmente les pertes, amène à des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

Une solution au problème de poursuite de trajectoires rapidement variables consiste à utiliser des régulateurs plus robustes du type hysteresis. La régulation des courants se fait dans ce cas dans le référentiel abc. Le principe de la régulation par hysteresis est basé sur la commande des interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que la variation du courant dans chaque phase de la machine soit à l'intérieur d'une bande ($\pm \Delta I$) autour des références des courants.

De nombreuses méthodes ont été présentées pour remédier à ces problèmes. Un tour d'horizon, des commandes à fréquence de modulation constantes sont apparues, Direct Torque Control Based on Space Vector Modulation [3-10]. Elles utilisent une modulation de largeur d'impulsion, l'algorithme est alors plus complexe, mais les oscillations de couple et de flux sont réduites.

Une autre catégorie de commandes qui conservent l'aspect direct de la commande est présentée dans la littérature. Ces méthodes prédisent l'état du système après une période de calcul pour chaque configuration possible. Elles sont dites commandes prédictives à un pas [17-19].

[20] s'intéresse à la DTC sans séquences de tension nulles, un premier choix consiste à n'utiliser que des séquences actives. Ce choix a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter le caractère aléatoire lié au sens de variation du couple lorsqu'on applique une séquence nulle en fonctionnement générateur. En effet, l'utilisation de ces séquences de tension permet de diminuer la fréquence de commutation.

Nous trouverons chez [21], la commande DTC étendu, cette commande utilise les huit vecteurs de tension de l'onduleur (six actifs et deux nuls). La table de sélection des vecteurs optimaux est aussi plus évoluée et considère une entrée additionnelle : le signe de l'évolution de couple électromagnétique. Une autre différence concerne les niveaux des régulateurs d'hystérésis. Dans la méthode DTC étendu le régulateur de couple a une sortie à trois niveaux, à la différence de la commande DTC classique où uniquement deux niveaux étaient considérés. La sortie de l'algorithme de commande est toujours l'état de commutation des interrupteurs de l'onduleur. Les résultats de simulation obtenus ont été comparés avec ceux de la commande DTC classique. Nous pouvons observer une réduction des oscillations de couple.

Dans [3-5] les auteurs présentent un algorithme permettant d'avoir une fréquence de modulation constante. Sa principale caractéristique est la suppression des régulateurs à hystérésis et de la table de sélection de vecteurs, ce qui élimine les problèmes qui y étaient associés. Avec cette méthode de commande l'onduleur travaille à fréquence constante, puisqu'une modulation MLI vectorielle est appliquée au vecteur de sortie de la commande. L'objectif de cette méthode est de réaliser un contrôle direct du vecteur de flux statorique, dans un repère lié au stator (α , β). Les composants polaires de ces deux vecteurs sont obtenus, par leurs projections sur le repère (α , β). A partir de ces composantes, le vecteur flux statorique désiré à un instant donné est calculé. La modulation MLI vectorielle sera appliquée sur ce vecteur pour obtenir les états de commutation de l'onduleur. L'algorithme est alors plus complexe, mais les oscillations de couple et de flux sont réduites.

Dans sa configuration, [22,24], utilise un onduleur trois niveaux pour alimenter la MAS. Sa proposition repose sur deux avantages majeurs : la réduction du nombre de transformateurs à utiliser et le facteur de puissance unitaire assuré par l'onduleur à trois niveaux. Entre autres, l'abaissement de la distorsion harmonique. Ceci est d'autant plus vrai qu'on augmente le nombre de niveaux. Les résultats de simulations des régimes transitoires montrant les courants, tensions, couple et vitesse appuient ces conclusions.

[25] étudie la commande DTC hybride qui, à partir des références constituées de grandeurs électriques (flux, couple, courants ...), déterminera le meilleur état de commutation du convertisseur, ainsi que son temps d'application. Des simulations viennent appuyer l'étude théorique.

Les techniques de contrôle présentées dans [26-28] s'appliquent respectivement à une machine synchrone à aimants permanents, à une machine asynchrone à double alimentation et à une machine à

réluctance variable. Elles consistent à appliquer une configuration active (qui correspond à des tensions non nulles aux bornes de la machine) puis une configuration qui correspond à des tensions nulles durant une période de calcul fixe.

Ce document [29-31] propose une stratégie d'adaptation de la bande d'hystérésis , où la bande d'hystérésis est contrôlée en temps réel via la variation des vecteurs de la tension appliquée, par lequel l'ondulation de couple est réduit, tout en maintenant un couple constant. Les méthodes proposées sont étudiées en utilisant un DSP TMS320C6711. Les études de simulation et les résultats expérimentaux ont été comparés, la fréquence de commutation de l'onduleur est à peu près constante.

Des variantes de commandes DTC sont présentées dans [32]. La configuration active est déterminée comme pour une commande DTC classique, la durée d'applications est calculée de manière à maintenir le couple à l'intérieur d'une bande autour de la consigne de couple. Tous les calculs de durées mis en œuvre par ces techniques ne prennent en compte que la consigne de couple et la bande d'hystérésis dans laquelle le couple doit se trouver, la consigne de flux est complètement ignorée, la sensibilité aux variations des paramètres n'est toujours pas résolue.

La logique floue, a connu un réel succès non seulement dans la modélisation mais aussi dans la commande des machines électriques. Des applications utilisant les systèmes flous ont été développés dans [33-35], où les blocs d'hystérésis ont été remplacés par des contrôleurs flous. La logique floue est utilisée pour obtenir un compromis entre le contrôle du couple et le contrôle du flux, et ils ne nécessitent pas un modèle mathématique exact de la machine. Cette publication ne présente que des résultats de simulations, le vecteur actif et sa durée d'application sont déterminés de manière à ce que la moyenne du couple obtenu soit égale au couple de référence sauf dans le cas où le flux est très différent de la consigne de flux, alors une heuristique est utilisée pour déterminer un autre vecteur actif ou une autre durée. Mais elle entraîne de fortes impulsions de courant qui traduit normalement par ondulation de couple plus élevé.

[36] S'intéresse à la commande DTC à fréquence de commutation imposée. Pour cette stratégie, on choisit de déplacer le vecteur tension de façon adjacente dans le plan de phase, ces déplacements permettent de minimiser les dérivées de tension. Dans ces conditions, la fréquence d'ondulation du couple et du flux est parfaitement maîtrisée et fixée. Les résultats obtenus en simulation montrent que, les performances sont nettement meilleures que celui obtenu avec une stratégie DTC sans contrôle de fréquence.

Contrairement aux entraînements électriques utilisant un onduleur triphasé à deux niveaux, peu de publications rendent compte de commandes directes du couple. Pour la plupart d'entre elles, elles sont très récentes [37- 39] et seule [37] présente de résultats expérimentaux. Cette publication présente une commande directe du couple pour une machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel triphasé. En plus du contrôle du couple et du flux obtenus avec la commande DTC appliquée à un onduleur triphasé à deux niveaux, l'application à un convertisseur matriciel permet de contrôler une variable supplémentaire. Ici c'est le facteur de puissance en entrée qui est maintenu égal à 1. Les auteurs précisent que la durée nécessaire pour effectuer l'ensemble des calculs est supérieure à celle obtenue avec un onduleur triphasé à deux niveaux. Une amélioration visant à réduire les oscillations de couple.

Dans [40-42] Cet article présente l'utilisation d'une multi-couche de réseau de neurones à émuler la table de commutation de la DTC traditionnelle pour obtenir les caractéristiques optimales de commutation. La simulation complète du système de la DTC, y compris un moteur à induction, en utilisant l'environnement MATLAB / SIMULINK. Après avoir choisi le meilleur type de réseau de neurones, ce qui représente la table de commutation, une configuration est déduite, puis testé. Enfin, les résultats de simulation de la DTC classique et avec le réseau de neurones sont comparés.

Dans [43,44] les auteurs présente La DTC basée sur le contrôleur neurone-floue, présente à l'exception des avantages tels que : fréquence de commutation constante, la tension unipolaire, aucune distorsion dans la réponse sur couple fait par les changements du secteur, pas de problèmes de fonctionnement, à faible vitesse.

La commande par mode glissant (CMG), en raison de sa robustesse vis-à-vis des incertitudes et des perturbations externes, peut être appliquée aux systèmes non linéaires incertains et perturbés. Il s'agit de définir une surface dite de glissement en fonction des états du système de façon qu'elle soit attractive. La commande globale synthétisée se compose de deux termes : le premier permet d'approcher jusqu'à cette surface, le second permet le maintien et le glissement le long de celle-ci. Ainsi, plusieurs travaux ont été élaborés [45-48]. L'association de la commande par mode de glissement et la commande DTC permet de réduire les ondulations de couple et de flux, Sa principale caractéristique est la suppression des régulateurs à hystérésis et de la table de commutation, ce qui élimine les problèmes qui y étaient associés. L'inconvénient de cette association (DTC-CMG) l'utilisation de la fonction saturation introduit une erreur statique qui persiste ainsi que la nécessité de disposer d'une connaissance de la dynamique du système.

La combinaison de la commande adaptative avec la commande DTC classique a porté ses fruits et a été source de nombreux travaux. Les lois adaptatives pouvaient mener à l'instabilité en cas de perturbations externes. Notamment, [49,50] ont tenté de donner une certaine robustesse vis-à-vis de ces problèmes en modifiant la loi d'adaptation. Les résultats obtenus en simulation montrent que, les performances sont nettement meilleures que celles obtenus avec une stratégie DTC classique.

L'influence de la valeur de référence du flux sur la commande directe du couple (DTC) d'un moteur à induction a été étudiée dans [51]. Un nouvel algorithme de commande est proposé afin de déterminer la valeur de référence du flux en fonction à la valeur du couple. Les résultats de simulation montrent que la valeur de flux influe sur les ondulations de couple. Par conséquent, la valeur optimale du flux n'est pas égale à la valeur nominale lorsque la puissance du moteur est inférieure à la valeur nominale. Les résultats expérimentaux confirment la capacité de cette méthode pour réduire les ondulations de couple. Le facteur de puissance du moteur est également amélioré dans la nouvelle méthode, mais le comportement dynamique du couple est plus lent en raison de la réduction de la valeur du flux.

Dans [52], l'auteur présente la commande DTC en utilisant l'algorithme génétique pour optimiser le contrôleur PI-flou. Dans cette approche, selon l'erreur vitesse et sa dérivée , le coefficient proportionnelle Kp et intégrale Ki peut être ajusté en ligne par un PI floue adaptatif de vitesse, et les paramètres flous sont optimisés par l'algorithme génétique pour améliorer l'auto-adaptation de la vitesse. En outre, le second contrôleur flou est appliqué pour choisir le vecteur de tension au lieu des contrôleurs d'hystérésis classique. Dans cet article, une étude comparative entre la DTC classique le contrôleur PI-flou, l'approche proposée montre que non seulement la vitesse, le dépassement ont été améliorées, mais aussi le couple, le flux et le courant statorique ont été effectivement diminué à basse vitesse, et la robustesse de l'ensemble du système a été amélioré.

[53] propose dans son article une nouvelles stratégie de commutation qui compare l'erreur de couple à partir d'un régulateur PI avec deux formes d'onde triangulaire (180° déphasage) d'où résulte un couple constant, deux formes d'ondes triangulaires sont nécessaires pour assurer un fonctionnement à quatre quadrants de la DTC. La fréquence de commutation de la commande DTC est déterminée par la fréquence de l'onde triangulaire et presque indépendant de la vitesse. Les résultats de simulation sur la DTC a montré que le contrôleur proposé a réussi à réduire l'ondulation de couple, et a maintenu la fréquence de commutation autour de la fréquence porteuse. Les résultats de l'expérience ont été menés en accord étroit avec les travaux théoriques et de simulation. Dans [54], les valeurs du flux et du couple après une période de calcul sont prédites pour chaque configuration possible de l'onduleur. La configuration qui conduit à l'écart le plus faible entre le flux prédit et le flux de référence est utilisé. Ce choix ne prend donc pas en compte le fait que cette configuration ne sera pas utilisée pendant toute la période de calcul suivante. Le calcul des temps d'applications du vecteur actif et du vecteur nul ne prend en compte que le couple désiré. Il a été observé dans l'étude de simulation que l'ondulation de couple a été réduite de 60% (crête à crête).

I.2. Conclusion

Au cours de cette étude bibliographique, nous avons balayé un grand nombre d'études et de travaux effectués sur la commande directe du couple du moteur à induction. La richesse et la variété des sujets traités justifient l'intérêt croissant pour cette technique de commande dans divers champs d'application.

Chapitre II

Commande Directe du Couple du Moteur à Induction

II.1 Introduction

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, des méthodes de contrôle ont été développées dans lesquelles le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans recours à des capteurs mécaniques [55].

Le contrôle direct du couple DTC « Direct Torque Control », basé sur l'orientation du flux statorique, est l'une des méthodes introduite par Depenbrock en 1987 sous la terminologie DSC « Direct Self Control ». Ce type de commande a été présenté comme une alternative à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine.

L'absence de boucles de contrôle des courants, de la transformation de Park et de la MLI rendent la réalisation de la commande DTC plus aisée que la commande par orientation de flux rotorique.

Dans ce chapitre on présentera le principe du contrôle direct du couple, ainsi que les résultats obtenus par simulation.

II.2 Principe du contrôle direct du flux

II.2.1 Contrôle du vecteur flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante :

$$\Phi_{s}(t) = \int_{0}^{t} (V_{s} - R_{s}I_{s})dt + \Phi_{s}(0)$$
(II.1)

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps $[0, T_s]$, on aura : $V_s >> R_s I_s$. Donc (II.1) peut s'écrire :

$$\Phi_{s}(t) \simeq \Phi_{s}(0) + V_{s}T_{s}$$
(II.2)

donc :

$$\Delta \Phi_{s} = \Phi_{s} - \Phi_{s}(0) = V_{s}T_{s} \tag{II.3}$$

L'équation (II.3) implique que l'extrémité du vecteur flux statorique $\Phi_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée V_s comme il est illustré par la figure. (II.1).



Fig. II.1 L'évolution de l'extrémité de Φ_s pour R_sI_s négligeable.

La "composante du flux" du vecteur tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de Φ_s et sa "composante du couple" (composante tangentielle) fait varier la position de Φ_s .

En choisissant une séquence adéquate des vecteurs V_s , sur les périodes de commande T_s , il est, donc, possible de fonctionner avec un module de flux Φ_s pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de Φ_s une trajectoire presque circulaire, si la période T_s est très faible devant la période de rotation du flux statorique. Lorsque le vecteur tension V_s sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de Φ_s est donnée par sa dérivée $\frac{d\Phi_s}{dt}$, Ainsi la "vitesse " de déplacement de l'extrémité de Φ_s . Lorsqu'on néglige le terme R_sI_s , est donnée par $V_s = \frac{d\Phi_s}{dt}$. La vitesse de

rotation de Φ_s dépend fortement du choix de V_s ; elle est maximale pour un vecteur V_s perpendiculaire à la direction de Φ_s , et nulle si on applique un vecteur nul. Elle peut aussi être négative.

II.3 Principes généraux du contrôle de couple

II.3.1 Modèle de la machine dédié au DTC

Nous avons choisi de travailler dans le repère α,β . Ainsi dans ce repère, les équations du MI, par la transformation de Park, s'écrivent [56,57] :

$$\overline{V_{s}} = R_{s}\overline{I_{s}} + \frac{d\overline{\Phi_{s}}}{dt}$$

$$\overline{V_{r}} = \overline{0} = R_{r}\overline{I_{r}} + \frac{d\overline{\Phi_{r}}}{dt} - j\omega\overline{\Phi_{r}}$$
(II.4)

$$\overline{\Phi_{s}} = L_{s}\overline{I_{s}} + M\overline{I_{r}}$$

$$\overline{\Phi_{r}} = L_{r}\overline{I_{r}} + M\overline{I_{s}}$$
(II.5)

A partir des expressions des flux, on peut écrire :

$$\overline{I_r} = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\overline{\Phi_r}}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \overline{\Phi_s} \right)$$
(II.6)

Avec $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ étant le coefficient de dispersion, d'ou (II.4) devient :

$$\overline{V_{s}} = R_{s}\overline{I_{s}} + \frac{d\overline{\Phi_{s}}}{dt}$$

$$\frac{d\overline{\Phi_{r}}}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_{r}} - j\omega\right)\overline{\Phi_{r}} = \frac{M}{L_{s}}\frac{1}{\sigma T_{r}}\overline{\Phi_{s}}$$
(II.7)

Ces relations montrent que :

- > On peut contrôler le vecteur $\overline{\Phi_s}$ à partir du vecteur $\overline{V_s}$, aux chutes de tension $R_s \overline{I_s}$ près,
- > Le flux $\overline{\Phi_r}$ suit les variations de $\overline{\Phi_s}$ avec une constante de temps σT_r . Cette constante de temps détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_s entre les deux flux statorique et rotorique. $\overline{\Phi_r}$ s'exprime par :

$$\overline{\Phi_{\rm r}} = \frac{M}{L_{\rm s}} \frac{\Phi_{\rm s}}{1 + j\omega\sigma T_{\rm r}}$$
(II.8)

Si on reporte dans l'expression du couple électromagnétique, en posant l'angle $\theta_s = (\overline{\Phi_s} \overline{\Phi_r})$, le couple s'exprime par :

$$\Gamma_{e} = \frac{PM}{L_{r}L_{s}} (\overline{\Phi_{s}} \times \overline{\Phi_{r}}) = K \left\| \overline{\Phi_{s}} \right\| \left\| \overline{\Phi_{r}} \right\| \sin\theta_{s}$$
(II.9)

Avec :

 $\overline{\Phi_{s}}$: Module du vecteur flux stator,

 $\left\|\overline{\Phi_{r}}\right\|$: Module du vecteur flux rotor,

 θ_s : Angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor.

Le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\Phi_s}$ et $\overline{\Phi_r}$ et de leur position relative, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\Phi_s}$ (à partir de $\overline{V_s}$) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\overline{\Phi_s}$ et $\overline{\Phi_r}$, donc le couple. Ceci est bien sur possible si la période de commande T_s de la tension $\overline{V_s}$ est telle que $T_s << \sigma T_r$.

II.4 Choix du vecteur tension

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette.

Le choix de V_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de $\overline{\Phi_s}$ dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles.

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée i, les deux vecteurs \overline{V}_i et \overline{V}_{i+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi ils ne sont jamais appliqués. Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit par la figure. (II.2).



Fig. II.2. Choix du vecteur tension.

Le choix du vecteur $\overline{V_s}$ dépend :

- de la position de $\overline{\Phi_s}$ dans le référentiel (S),
- \blacktriangleright de la variation souhaitée pour le module de Φ_s ,
- de la variation souhaitée pour le couple, et
- \blacktriangleright du sens de rotation de Φ_{s} .

Lorsque le flux $\overline{\Phi_s}$ se trouve dans une zone i, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

- $\blacktriangleright \quad \text{Si } \overline{V_{i+1}} \text{ est sélectionné alors } \overline{\Phi_s} \text{ croît et } \Gamma_e \text{ croît,}$
- Si $\overline{V_{i-1}}$ est sélectionné alors $\overline{\Phi_s}$ croît et Γ_e décroît,
- Si $\overline{V_{i+2}}$ est sélectionné alors $\overline{\Phi_s}$ décroît et Γ_e croît,
- Si $\overline{V_{i-2}}$ est sélectionné alors $\overline{\Phi_s}$ décroît et Γ_e décroît.

Si $\overline{V_0}$ ou $\overline{V_7}$ sont sélectionnés alors la rotation du flux $\overline{\Phi_s}$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux $\overline{\Phi_s}$ reste inchangé.

II.5 Les estimateurs

II.5.1 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et courant statorique, l'expression du flux statorique s'écrit :

$$\overline{\Phi_{s}} = \int_{0}^{t} \left(\overline{V_{s}} - R_{s} \overline{I_{s}} \right) dt$$
(II.10)

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α,β), tel que :

$$\overline{\Phi}_{s} = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \tag{II.11}$$

Pour calculer les composantes $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de Concordia, à partir des courants (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}) mesurés, soit :

$$I_{s} = I_{s\alpha} + j.I_{s\beta}$$
(II.12)

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases}$$
(II.13)

On obtient ainsi $V_{s_{\alpha}}$, $V_{s_{\beta}}$, à partir de la tension d'entrée de l'onduleur E et des états de commande (S_a, S_b, S_c) , soient :

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E\left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)\right)$$

$$V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot E\left(S_b - S_c\right)$$
(II.14)

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\left|\Phi_{s}\right| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^{2} + \Phi_{s\beta}^{2}} \tag{II.15}$$

Le secteur S_i dans le quel se situe le vecteur $\overline{\Phi}_s$ est déterminé à partir des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel (S) et le vecteur $\overline{\Phi}_s$ est égal à :

$$\theta_{s} = \operatorname{arctg} \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}$$
(II.16)

II.5.2 Estimation du couple électromagnétique

On peut estimer le couple Γ_e uniquement en fonction des grandeurs statoriques (flux et courant) à partir de leurs composantes (α , β), le couple peut se mettre sous la forme :

$$\Gamma_{\rm e} = \frac{3p}{2} \left[\Phi_{\rm s\alpha} \mathbf{I}_{\rm s\beta} - \Phi_{\rm s\beta} \mathbf{I}_{\rm s\alpha} \right] \tag{II.17}$$

II.6 Elaboration du vecteur de commande

II.6.1 Elaboration du contrôleur de flux

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la figure. (II.3). La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (Cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir :

$$\left| \Phi_{s \text{ ref}} - \Phi_{s} \right| \le \Delta \Phi_{s} \tag{II.18}$$

Avec :

 $\Phi_{s ref}$: est le flux de référence,

 $\Delta \Phi_{s}$: est la largeur d'hystérésis du correcteur.



Fig. II.3 (a) : Sélection des tensions correspondant au contrôle du flux.(b) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

II.6.2 Elaboration du contrôleur de couple

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$\left|\Gamma_{e\,\text{ref}} - \Gamma_{e}\right| \le \Delta \Gamma_{e} \tag{II.19}$$

Avec :

 $\Gamma_{e ref}$: est le couple de référence

 $\Delta \Gamma_{\rm e}$: est la bande d'hystérésis du correcteur.

Deux solutions peuvent être envisagées :

un correcteur à hystérésis à deux niveaux,

un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

II.6.3 Correcteur à deux niveaux

Le correcteur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle du couple dans un seul sens de rotation. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux. Le vecteur nul est sélectionné pour diminuer le couple. On peut choisir le vecteur tension nul de manière a ce qu'un bras d'onduleur ne commute jamais quand le flux est situé dans une zone donnée.

II.6.4 Comparateur à trois niveaux

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, présentée par la variable booléenne Ccpl.

La figure. (II.4) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (ccpl=1), pour une consigne positive et (Ccpl=-1), pour une consigne négative, ou diminuée (Ccpl=0). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs \overline{V}_{i-1} ou \overline{V}_{i-2} ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.



Fig. II.4 Correcteur à hystérésis à trois niveaux du couple.

La commande DTC, proposée par Takahashi [1], est basée sur l'algorithme suivant :

- \blacktriangleright Diviser le domaine temporel en périodes de durée T_s réduites (de l'ordre de dizaines de μ s),
- Pour chaque coup d'horloge, mesurer les courants de ligne et les tensions par phase du moteur à induction,
- Reconstituer les composantes du vecteur flux statorique,
- Estimer le couple électromagnétique, à travers l'estimation du vecteur flux statorique et la mesure des courants de lignes,
- Introduire l'écart ΔΓ_e, entre le couple de référence Γ_{e ref} et le couple estimé Γ_e dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, qui génère à sa sortie la valeur +1 pour augmenter le couple, 0 pour le maintenir constant dans une bande. Ce choix d'augmentation du nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.
- Choisir l'état des interrupteurs permettant de déterminer les séquences de fonctionnement de l'onduleur en utilisant le tableau de localisation généralisé, Table. (II.1) ou bien le tableau détaillé Table. (II.2), en se basant sur les erreurs du flux et du couple, et selon la position du vecteur flux. Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires 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 $\Delta\Gamma_e$ et $\Delta\Phi_s$ suivant la logique du comportement du flux et du couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique.

	Augmentation	Diminution
Φ_{s}	V_{i-1} , V_i et V_{i+1}	V_{i-2} , V_{i+2} et V_{i+3}
Ге	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

Table. II.1 Table généralisée des vecteurs de tension.

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau des séquences ci-dessous pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du moteur à induction.

II.7 Elaboration de la table de commutation (stratégie de commutation)

II.7.1 Stratégie de commutation dans la DTC

L'objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire, et ceci par la combinaison des différentes stratégies de commutation. La sélection adéquate du vecteur tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis.

En particulier la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du flux Φ_s et du couple électromagnétique Γ_e . Plusieurs vecteurs tensions peuvent être sélectionnés pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles affecte le couple et l'ondulations du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou quatre quadrants.

II.7.2 Table de commutation

II.7.2.1 Fonctionnement à quatre quadrants

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables *(cflx)* et *(ccpl)*, et de la zone N_i de la position de flux Φ_s . Elle se présente donc sous la forme suivante :

N		1	2	3	4	5	6	Correcteur	
cflx = 1	<i>ccpl</i> = <i>1</i>	\mathbf{V}_2	V ₃	V_4	\mathbf{V}_{5}	V_6	V ₁	2 niveaux	
	ccpl = 0	\mathbf{V}_{7}	V ₀	\mathbf{V}_7	\mathbf{V}_{0}	\mathbf{V}_{7}	\mathbf{V}_{0}		
	<i>ccpl</i> = <i>-1</i>	V_6	V ₁	\mathbf{V}_2	V ₃	V_4	\mathbf{V}_{5}	3 niveaux	
cflx = 0	<i>ccpl</i> = <i>1</i>	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2 niveaux	
	ccpl = 0	V ₀	\mathbf{V}_{7}	V ₀	\mathbf{V}_{7}	V ₀	\mathbf{V}_7		
	<i>ccpl</i> = - <i>1</i>	\mathbf{V}_{5}	V ₆	V ₁	\mathbf{V}_2	V ₃	\mathbf{V}_4	3 nivea	ux

Table II.2 Table de vérité de la structure de la commande par DTC.

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêté et entraîne ainsi une décroissance du couple. Nous choisissons V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur.

II.8 Structure générale du contrôle direct de couple

La structure du contrôle direct du couple est résumée ci-dessous, figure. (II.5).



Fig. II.5 Structure générale du contrôle direct de couple (DTC).

II.9 Résultats de la simulation et interprétation

Le comportement de la structure de la commande directe du couple, appliquée à une machine de 4 kW, est simulé sous l'environnement *Matlab/Simulink*. La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

La bande d'hystérésis du comparateur de couple est, dans ce cas, fixée à ± 0.25 Nm, et celle du comparateur de flux à ± 0.05 Wb.

 $\Gamma_{e ref}$ est récupéré à la sortie d'un PI, $\Phi_{s ref} = 1,1 Wb$.

II.9.1 Commande avec boucle de vitesse

La figure. (II.6) présente le résultat de simulation du couple électromagnétique pour un échelon de consigne 10Nm à l'instant t=0.5s. La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est, dans ce cas, fixée à ± 0.25 . A travers cette simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne et reste dans la bande d'hystérésis. On observe aussi, sur la

même figure, la réponse de la vitesse à un échelon de 100 *rad/sec* qui montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage. On remarque aussi l'existence des oscillations de couple et de flux, Ainsi que la fréquence de commutation est variable.



Fig. II.6 Commande en vitesse avec application d'un couple résistant.(a) Vitesse rotorique, (b) Couple électromagnétique, (c) Fréquence de commutation

Par ailleurs, la figure (II.7) présente l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (a, β) . La valeur de référence du flux est. Lors du démarrage, nous observons des ondulations. Celles-ci sont dues, en partie, à l'influence du terme résistif dans le calcul et le contrôle du flux à faible vitesse du moteur.



Fig. II.7 Suite des résultats de simulation.

(d) Module de flux statorique, (e) Courant de phase, (f) Trajectoire du flux statorique.
II.9.2 Commande sans boucle de vitesse

La commande directe du couple sans la nécessité d'un contrôle de vitesse est largement rencontrée dans de nombreuses applications industrielles comme le domaine des machines-outils et récemment le véhicule électrique.

II. 9.2.1 Fonctionnement à des échelons du couple de charge

La figure. (II.8) présente le résultat de simulation sur 450 ms du couple électromagnétique pour trois échelons de consigne (15 Nm, 30 Nm et 10 Nm).

Dans ce cas de simulation, on remarque que le couple suit les valeurs de consigne. On remarque bien que la boucle de vitesse accélère rapidement la vitesse du champ, ce qui fait que le flux change de secteur dans des temps plus courts par rapport à ceux du cas sans boucle de vitesse, cela justifie la réduction de la bande de fluctuation du flux et du couple en présence d'un régulateur de vitesse.



Fig. II.8 Simulation du couple électromagnétique pour trois échelons de consigne. (a) Couple électromagnétique, (b) Courant i_{sx} , $i_{s\beta}$.



Fig. II.9 Evolution du flux statorique dans le repère (α, β) .

II.10 Effet des paramètres de réglage sur les performances de la DTC

Effet du terme résistif

Les principes du contrôle direct du couple ont été établis en supposant que la vitesse de la machine est élevée pour négliger l'influence du terme résistif surtout pour le contrôle du flux. Ces hypothèses ne sont plus vérifiées si l'on se place dans des conditions de fonctionnement à basses et moyennes vitesses. Il est nécessaire d'étudier le comportement du flux et du couple lors de leurs établissements respectifs, à la mise en route du système, [58, 59].

Pour étudier l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine lors de la variation des paramètres électriques, nous avons également simulé le système pour une augmentation de +50% de la résistance statorique nominale à l'instant t=0.5s et une diminution de R_s de 50% à l'instant t=1s.

La figure. (II.10) illustre l'évolution de la vitesse, du module de flux statorique et la trajectoire du flux statorique, on remarque d'après ce résultat que la variation de la résistance statorique affecte le module de flux statorique et la vitesse.

L'entraînement se déstabilise car la valeur de la résistance utilisée dans le bloc de commande est différente de celle de la machine.

La figure. (II.11) illustre l'évolution du module de flux statorique et du couple électromagnétique sans boucle de vitesse, on remarque d'après ce résultat que la variation de la résistance statorique affecte le module de flux statorique et le couple.

L'entraînement se déstabilise car la valeur de la résistance utilisée dans le bloc de commande est différente de celle de la machine. L'étude de cette variation excessive de R_s, a pour but d'illustrer les problèmes indésirables qui affectent la commande et qui peuvent détériorer les performance de la DTC.



Fig. II.10 Résultats de simulation d'une commande par DTC lors d'une variation de Rs.(a) Vitesse rotorique, (b) Module de flux statorique, (c) Trajectoire de flux statorique.



Fig. II.11 Résultats de simulation lors d'une variation de R_s.
(a) Couple électromagnétique, (b) Module de flux statorique.

II.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle direct du couple (DTC) qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une machine asynchrone, ainsi il apporte une solution prometteuse aux problèmes de la robustesse et présente des avantages par rapport au contrôle vectoriel classique tel que le contrôle direct du couple sans contrôle de vitesse.

L'étude des principes de la structure de la commande DTC a été élaborée à partir des conditions de fonctionnements idéaux, ou l'on considère la vitesse suffisamment élevée pour négliger l'effet de la résistance statorique. L'estimation de flux ne dépend que de la résistance du stator. En outre, la fréquence de commutation est variable et difficile à maîtriser du fait de l'utilisation des contrôleurs à hystérésis, ce point constitue l'un des inconvénients majeurs de la DTC.

Dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique surtout la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations du couple et du flux, une approche est étudié et simulé dans le chapitre qui suit pour minimiser les pulsations du couple et de flux.

Chapitre III

Commande Directe du Couple à Fréquence de Modulation Constante du Moteur à Induction

III.1 Introduction

Dans ce chapitre on présente une méthode modifiée du contrôle direct du couple pour MI. Cette commande diffère de la commande DTC classique par l'utilisation d'une modulation vectorielle qui assure ainsi un fonctionnement à fréquence de modulation constante pour le convertisseur. Le couple est régulé par un régulateur PI prédictif ou les tables de vérité et les hystérésis ont été éliminées. Cette méthode que nous avons appelé DTC à fréquence constante, diminue les oscillations de couple et de flux.

Ainsi qu'on a proposé une structure parallèle de la DTC. Cette commande possède les avantages du contrôle vectoriel et du contrôle direct du couple et permet de surpasser les problèmes des deux méthodes. Les régulateurs proportionnel-intégral et la technique de modulation vectorielle sont employés pour obtenir une fréquence de commutation fixe et moins de pulsations de couple et de flux.

III.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, figure (III.I), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à E/2 connectés entre eux par un point noté n_0 [55, 57].



La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

> si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T'_i est ouvert,

> si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T'_i est passant.

La figure (III.2) fait le lien entre Ies différentes séquences, les vecteurs de tensions et l'état des interrupteurs formant l'onduleur.



Fig. III. 2 États des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée les tensions phase neutre s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a} \\ S_{b} \\ S_{c} \end{bmatrix}$$
(III.1)

Appliquons la transformation triphasée/biphasée respectant le transfert de puissance :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}$$
(III.2)

III.3. Commande des onduleurs

III.3.1. Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis

Les interrupteurs T_i et T'_i sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur. Où, le changement de signe de la différence entre le courant de référence et le courant mesuré n'entraîne pas instantanément le basculement du comparateur à cause de l'effet de l'hystérésis, c'est-à-dire que le courant mesuré évolue en augmentant jusqu'à ce que ΔI soit égal à h . Le comparateur bascule ou l'autre interrupteur rentre en conduction à son tour tant que $\Delta I < h$ illustrée par la figure (III.3), [60,61]. Les conditions de commutation sont définies en terme des états logiques S_i correspondants de la façon suivante :

$$\begin{split} S_{i} &= -1 \quad si \quad i_{i} \geq i_{ref} + \Delta i \\ S_{i} &= 1 \quad si \quad i_{i} \leq i_{ref} - \Delta i \\ S_{i} &= S_{i-1} \quad si \quad i_{i} = i_{ref} \end{split} \tag{III.3}$$

Tel que :

- i_i (i=1,2,3) : représentent les courants des phases statoriques (i_a , i_b , i_c).
- i_{ref} (i=1,2,3) : représentent les courants de référence issus des circuits de commande des trois bras de l'onduleur.



Fig. III.3 Illustration de la bande de courant à hystérésis.

III.3.2. Contrôle des tensions par MLI

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion), qui consiste à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, figure (III.4).



Fig. III.4 Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale.

III.3.3 La modulation MLI vectorielle

III.3.3.1 Principe de la MLI vectorielle

Le principe de MLI vectorielle, consiste à projeter le vecteur V_s de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur. Les valeurs de ces projections assurant le calcul des temps de commutations désirées correspondent à deux états non nuls de commutation de l'onduleur. Si nous notons Ti et Ti+1 ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période T_s de commutation de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à T_s .

Un vecteur tension de référence $V_{s ref}$ est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_s par un vecteur tension moyen $V_{s moy}$; ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

Les huit vecteurs de tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α , β) par la figure (III.5).



Fig. III. 5 Représentation des vecteurs de tension dans le repère (α, β) .

La figure (III.6) représente le cas ou le vecteur référence se trouve dans le secteur 1 et les vecteurs adjacents sont représentés par V₁ et V₂. La MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension statorique de référence V_{sref} désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant V₁ et V₂. Si nous notons par T₁ et T₂ les deux temps d'application de ces vecteurs, T₀ temps d'application des vecteurs nuls, leur somme doit être inférieur à la période T_s de commutation de l'onduleur.



Fig. III.6 Décomposition d'un vecteur tension de référence V_{s ref}

Dans le cas du secteur 1 figure (III.6), le vecteur de tension référence $V_{s ref}$ moyenne est donnés comme suit :

$$V_{s ref} T_{s} = T_{1} V_{1} + T_{2} V_{2}$$

$$T_{s} = T_{1} + T_{2} + T_{0}$$
(III.4)

Où

- T_s: représente la période de commutation,
- T_1 : temps d'application du vecteur V_1 ,
- T_2 : temps d'application du vecteur V_2 ,
- T₀: est la durée d'application de la séquence de roue-libre.

En supposant qu'initialement, le vecteur $V_{s ref}$ coïncide avec le vecteur V_1 , deux séquences sont actives. La séquence qui correspond au vecteur V_1 est appliquée durant la durée T_1 et la séquence de roue-libre est appliquée durant 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 que le vecteur $V_{s ref}$ s'éloigne du vecteur V_1 et on s'approche du vecteur V_2 , T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur $V_{s ref}$, atteint le vecteur V_2 , T_1 sera nul et T_2 , sera maximale.

III. 4 Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle

III. 4.1 Détermination des tensions de références V_{α} , V_{β}

A partir de la relation (III.1) nous pouvons définir les tensions aux bornes des enroulements du moteur. Pour obtenir ces tensions dans le repère (α , β) nous utiliserons l'équation (III.2), ce qui, pour les huit vecteurs de commutation de l'onduleur, fournira le résultat tableau (III.1).

·	-						
S _a	S _b	S _c	V_{an}	V_{bn}	V _{cn}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$\frac{2\mathrm{E}}{3}$	$-\frac{\mathrm{E}}{3}$	$-\frac{\mathrm{E}}{3}$	$\frac{2\mathrm{E}}{3}$	0
1	1	0	$\frac{\mathrm{E}}{3}$	$\frac{\mathrm{E}}{3}$	$-\frac{2\mathrm{E}}{3}$	$\frac{\mathrm{E}}{3}$	$\frac{\mathrm{E}}{\sqrt{3}}$
0	1	0	$-\frac{\mathrm{E}}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{\mathrm{E}}{3}$	$-\frac{\mathrm{E}}{3}$	$\frac{\mathrm{E}}{\sqrt{3}}$
0	1	1	$-\frac{2\mathrm{E}}{3}$	$\frac{\mathrm{E}}{3}$	$\frac{\mathrm{E}}{3}$	$-\frac{2\mathrm{E}}{3}$	0
0	0	1	$-\frac{\mathrm{E}}{3}$	$-\frac{\mathrm{E}}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{\mathrm{E}}{3}$	$-\frac{\mathrm{E}}{\sqrt{3}}$
1	0	1	$\frac{\mathrm{E}}{3}$	$-\frac{2\mathrm{E}}{3}$	$\frac{\mathrm{E}}{3}$	$\frac{\mathrm{E}}{3}$	$-\frac{\mathrm{E}}{\sqrt{3}}$
1	1	1	0	0	0	0	0

Table III.1 Tensions statoriques.

III. 4.2 Détermination des secteurs

Le secteur est déterminé selon la position du vecteur V_{sref} dans le plan complexe ($\alpha \beta$), tel que cette position présente la phase δ de ce vecteur définie comme suite :

$$\delta = \arctan\left(\frac{V_{s\beta ref}}{V_{s\alpha ref}}\right)$$
(III.5)

La table (III.2) détermine le secteur S_i (i = 1, 2, 3, 4, 5, 6) pour les différents angles δ

δ	$0 \le \delta \le \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \le \delta \le \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \le \delta \le \pi$	$\pi \le \delta \le \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \le \delta \le \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \le \delta \le 2\pi$
Secteur S _i	S ₁	S ₂	S ₃	S_4	S ₅	S ₆

Table III.2 Identification du secteur.

III. 4.3 Calcul des variables X, Y et Z

La détermination des périodes T_1 et T_2 est donnée par une simple projection, figure (III.6) :

$$V_{s\beta ref} = \frac{T_2}{T_s} |V_2| * \cos(30^\circ)$$

$$V_{s\alpha ref} = \frac{T_1}{T_s} |V_1| + x$$

$$x = \frac{V_{s\beta ref}}{\tan g(60^\circ)}$$
(III.6)

D'après le tableau (III.1) les période d'application de chaque vecteur est donné par :

$$T_{1} = \frac{T_{s}}{2E} \left(3 V_{s\alpha ref} - \sqrt{3} V_{s\beta ref} \right)$$

$$T_{2} = \sqrt{3} \frac{T_{s}}{E} V_{s\beta ref}$$
(III.7)

Pour le reste de la période en appliquant 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 :

$$X = \sqrt{3} \cdot \frac{T_s}{E} V_{s\beta ref}$$

$$Y = \frac{T_s}{2E} \left(\sqrt{3} V_{s\beta ref} + 3 \cdot V_{s\alpha ref} \right)$$

$$Z = \frac{T_s}{2E} \left(\sqrt{3} \cdot V_{s\beta ref} - 3 \cdot V_{s\alpha ref} \right)$$
(III.8)

Pour le secteur 1, $T_1 = -Z$ et $T_2 = X$

III. 4.4 Calcul de T₁ et T₂ pour chaque secteur

La détermination du secteur (i) est basée sur l'argument de la tension de référence tel que :

$$\delta = \arctan\left(\frac{V_{s\beta ref}}{V_{s\alpha ref}}\right), \qquad (i-1)\frac{\pi}{3} \le \delta \le i\frac{\pi}{3}$$
(III. 9)

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 tabulés ci après :

Secteur	1	2	3	4	5	6
T_i	-Z	Y	Х	Ζ	-Y	-X
T_{i+1}	Х	Ζ	-Y	-X	-Z	Y

Tableau III.3 Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls.

III. 4.5 Génération des signaux modulants $T_{aon} T_{bon}$ et T_{con}

Les trois rapports cycliques nécessaires sont :

$$T_{aon} = \frac{T_s - T_i - T_{i+1}}{2}$$

$$T_{bon} = T_{aon} + T_i$$

$$T_{con} = T_{bon} + T_{i+1}$$

(III.10)

III. 4.6 Génération des séries d'impulsions Sa, Sb et Sc

La détermination des signaux de commande (S_a, S_b, S_c) en fonction de T_{xon} est donnée par le tableau suivante :

Secteur	1	2	3	4	ц	6
Signaux	1	4	5	т	5	0
S _a	T _{aon}	T_{bon}	T _{con}	T _{con}	T _{bon}	T _{aon}
S _b	$T_{\rm bon}$	T _{aon}	T _{aon}	$T_{\rm bon}$	T _{con}	T _{con}
S _c	T _{con}	T _{con}	T _{bon}	T _{aon}	T _{aon}	T _{bon}

Tableau III.4 Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur.

III.5 Simulation de l'algorithme MLI vectorielle



Fig. III.7 Résultat de Simulation de l'algorithme MLI Vectorielle.
(a) Allure des signaux modulants T_{aon} T_{bon} T_{con}, (b) Tension entre phase, (c) Secteur.

III.6 Commande directe de couple à fréquence de modulation constante (DTC-SVM)

Le schéma de bloc de la commande par (DTC-SVM) d'un MI présenté par la figure (III.8).



Fig. III.8 Commande directe de couple à fréquence de modulation constante (DTC-SVM)

La relation entre la pulsation de couple $\Delta \Gamma_e$ et de la déviation de Φ_s a été déduit par :

$$\frac{\Delta\Gamma_{e}}{\Gamma_{e\,\text{ref}}} = k_{\Phi} \frac{\left|\Delta\Phi_{s}\right|}{\left|\Phi_{s\,\text{ref}}\right|} + k_{\delta}\Delta\delta \tag{III.11}$$

où T_{eref} est le couple de référence , $\Delta \Phi_s$ et $\Delta \delta$ sont respectivement les écarts par rapport à $|\Phi_s|$ et δ qui sont définies par:

$$\Delta \Phi_{\rm s} = \left| \Phi_{\rm s\,ref} \right| - \left| \Phi_{\rm s} \right| \tag{III.12}$$

$$\Delta \delta = \angle \Phi_{\rm s \ ref} - \angle \Phi_{\rm s} \tag{III .13}$$

Où $k_{\delta} et k_{\Phi}$ sont les constantes des données constantes dérivée depuis les spécification du MI.

L'ondulation de couple est effectivement causé par $\Delta \Phi_s$ et, $\Delta \delta$ et les influences de $\Delta \Phi_s$ est considérablement inférieure à celle de $\Delta \delta$. En conséquence, l'ondulation de couple peut être atténuées si $\Delta \delta$ est maintenu proche de zéro.

Pour la commande par DTC-SVM figure (III.8), la génération des impulsions de commande (S_a, S_b, S_c) appliquée aux interrupteurs de l'onduleur est basé sur l'utilisation d'un contrôleur prédictif, qui reçoit des information sur l'erreur du $\Delta\Gamma_e$, l'amplitude du flux statorique référence Φ_{sref} , l'amplitude Φ_s et la position δ du vecteur du flux statorique estimée Φ_s et le vecteur du courant mesurer I_s. En suite le contrôleur prédictif détermine le vecteur de tension statorique de référence dans les coordonnés polaire $V_s = [V_{sref} \ \delta]$.

L'équation (III.11) montre que la relation entre l'erreur de couple et l'incrément de l'angle $\Delta\delta$ est linéaire. Par conséquent, un PI prédictif, qui génère l'angle de charge qui change afin de minimiser l'erreur instantanée entre la référence et le couple réel, à partir de la structure du contrôleur prédictive du couple et de flux statorique indiqué dans la figure (III.9), on voit que l'erreur du couple $\Delta\Gamma_e$, et le flux statorique de référence, sont délivrer au contrôleur prédictif qui, dans sa sortie donne la déviation de l'angle de flux statorique $\Delta\delta$.



Fig. III. 9 Représentation du vecteur flux statorique $\Phi_s \operatorname{et} \Phi_{s \operatorname{ref}}$.

Les composants des axes de la tension de référence stator, sont calculés selon l'équation suivante, [5]

$$V_{s\alpha ref} = \frac{\Phi_{s ref} \cos(\delta + \Delta \delta) - \Phi_{s ref} \cos(\delta)}{T_{s}} + R_{s} I_{s\alpha}$$
(III.14)

$$V_{s\beta ref} = \frac{\Phi_{s ref} \sin(\delta + \Delta \delta) - \Phi_{s ref} \sin(\delta)}{T_s} + R_s I_{s\beta}$$
(III.15)

$$V_{s ref} = \sqrt{V_{s \alpha ref}^{2} + V_{s \beta ref}^{2}}$$
(III.16)

$$\delta = \arctan\left(\frac{V_{s\beta ref}}{V_{s\alpha ref}}\right)$$
(III.17)

III.6.1. Simulation et résultats

Pour montrer l'efficacité et la performance de la méthode proposée, On a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma de bloc de la figure (III.8), pour $\Omega_{ref} = 100 rd/s$. La figure (III.10), illustre les résultats de simulation, lors de l'introduction d'un couple de charge après un démarrage à vide. Á l'instant t=0.5s, on applique un couple de 10 Nm, puis on l'annule à l'instant t=1s. Le module du flux statorique s'établit à sa valeur de référence de 1.1Wb avec. On constate que la vitesse répond sans dépassement. Il est important à noter que le système de commande démontre de bonnes poursuites même sous les conditions de fonctionnement assez sévères et que l'ondulation de couple est sensiblement réduite comparativement au cas de la DTC conventionnelle.





Fig. III.10 Commande en vitesse avec application d'un couple résistant.
(a) Vitesse rotorique, (b) Couple électromagnétique, (c) Module de flux statorique,
(d) Courant de phase, (e) Trajectoire de flux statorique.

III.7 Structure parallèle d'une commande DTC-SVM

Cette méthode proposée conserve l'idée de base de la méthode DTC. Pour cela, la technique d'orientation du flux statorique est utilisée. Ainsi, les tensions de commande peuvent être générées par des régulateurs PI et imposées par la technique SVPWM.

Cette structure de commande possède les avantages du contrôle vectoriel et du contrôle direct du couple et permet de surpasser les problèmes de la DTC classique. Les régulateurs PI et la technique de modulation vectorielle sont employés pour obtenir une fréquence de commutation fixe et moins de pulsations de couple et de flux.

Le schéma bloc de la structure de contrôle est illustré par la figure (III.11). Deux régulateurs PI sont utilisés pour réguler le flux et le couple.



Fig. III.11 Schéma de la commande direct du couple et du flux (DTFC) d'un MI basé sur des régulateurs PI.

III.7.1 Stratégie DTFC proposée

III.7.1.1 Modèle de la machine en vue de la commande

Parmi les différentes formes de modèles utilisées pour représenter la machine asynchrone, celle qui utilise les courants statoriques et les flux statoriques et retenue et la vitesse de rotation (Ω_r) , comme variable d'état, les tensions (V_{sd}, V_{sq}) comme variables de commande. Ce modèle est présenté dans le référentiel (d,q), lié au champ tournant. Ce modèle est exprimé par le système d'équations suivant, [55-57] :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq}$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd}$$
(III.18)
$$V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq}$$

$$V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd}$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd}$$

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{sq}$$

$$\Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd}$$

$$\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq}$$
(III.19)

Par ailleurs, l'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$\Gamma_{\rm e} - \Gamma_{\rm r} = J \frac{d\Omega_{\rm r}}{dt} + f \,\Omega_{\rm r} \tag{III.20}$$

L'équation du couple électromagnétique peut être exprimée en fonction des courants statoriques et du flux statorique comme suit

$$\Gamma_{\rm e} = \frac{3}{2} P \left(\Phi_{\rm sd} i_{\rm sq} - \Phi_{\rm sq} i_{\rm sd} \right) \tag{III.21}$$

III.7.1.2 Contrôle du flux statorique

Dans le cas de l'orientation selon le flux statorique dans le référentiel (d,q) figure (III.12), c'est à dire que l'axe *d* soit confondu avec la direction du vecteur flux statorique Φ_s . La composante d'axe *d* du courant statorique I_{sd} est alors directement proportionnelle à l'amplitude du flux statorique. En régulant et en maintenant constante l'amplitude de la composante du courant statorique I_{sd} , nous obtenons ainsi le découplage entre la commande du couple et celle du flux du MI.



Fig. III.12 Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation de flux statorique.

A partir du modèle de la machine développé précédemment, nous en déduisons une expression du vecteur flux statorique. Donc, si le flux statorique est orienté sur l'axe *d* on à donc :

$$\Phi_{\rm sd} = \Phi_{\rm s} \ \text{et} \ \Phi_{\rm sg} = 0 \tag{III.22}$$

Alors, (III.18) devinent

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_s$$
(III.23)

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \Phi_s$$

Avec la loi d'autopilotage

$$\omega_{\rm sl} = \omega_{\rm s} - \omega_{\rm r} \tag{III.24}$$

Le couple devient :

$$\Gamma_{\rm e} = \frac{3}{2} P \Phi_{\rm s} i_{\rm sq} \tag{III.25}$$

Les courants et flux rotoriques peuvent être exprimés, en fonction des courants statoriques, par :

$$i_{rd} = \frac{1}{M} (\Phi_s - L_s i_{sd})$$
(III.26)

$$i_{rq} = -\frac{L_s}{M} i_{sq}$$
(III.26)

$$\Phi_{rd} = \frac{L_r}{M} (\Phi_s - \sigma L_s i_{sd})$$
(III.27)

$$\Phi_{rq} = -\frac{\sigma L_s L_r}{M} i_{sq}$$
(III.27)

Avec :

 σ = 1 - $\frac{M^2}{L_s L_r}$ le coefficient de dispersion.

En substituant (III.26, III.27) dans (III.18), et en tenant compte de la transformée de Laplace, on a :

$$\Phi_{s} = \frac{L_{s} \left[\left(1 + \sigma T_{r} s \right) i_{sd} + \sigma T_{r} i_{sq} \omega_{sl} \right]}{1 + T_{r} s}$$
(III.28)

$$i_{sq} = \frac{T_r \omega_{sl} \left[\left(\Phi_s - \sigma L_s i_{sd} \right) \right]}{L_s \left(1 + \sigma T_r s \right)}$$
(III.29)

Avec, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ les constantes de temps statorique et rotorique.

Ainsi, en exprimant la composante d du courant statorique en fonction de la composante q et du flux statorique, les tensions statoriques deviennent :

$$V_{sd} = \frac{\Phi_s}{G_{\Phi_s}} + E_d$$
(III.30)
$$V_{sq} \approx \omega_s \Phi_s$$

Avec :

$$G_{\Phi_s} = \frac{T_s \left(1 + \sigma T_r s\right)}{1 + \left(T_r + T_s\right)s + \sigma T_r T_s s^2}$$
(III.31)

$$E_{d} = -\frac{\sigma R_{s} T_{r} \cdot i_{sq} \omega_{sl}}{1 + \sigma T_{r} s}$$
(III.32)

Donc le flux statorique peut être contrôlé par la composante *d* de la tension statorique. La figure. (III.13) montre la relation entre Φ_s et V_{sd} ; un système équivalent du second ordre avec une perturbation E_d . Un régulateur PI peut être utilisé pour obtenir les performances désirées et maintenir le flux statorique à sa valeur de référence Φ_{sref} .



Fig. III.13 Schéma fonctionnel de la régulation du flux.

III.7.1.3 Contrôle du couple électromagnétique

A partir de l'équation III.28, III.29, le courant suivant la composante q peut être exprimée par :

$$i_{sq} = \frac{(1-\sigma)T_r/L_s \cdot \Phi_s \omega_{sl}}{(1+\sigma T_r s)^2 + (\sigma T_r \omega_{sl})^2}$$
(III.33)

La substitution de (III.33), dans (III.25) donne :

$$\Gamma_{\rm e} = \frac{3}{2} P \frac{\left(1 - \sigma\right) T_{\rm r}/L_{\rm s} \cdot \Phi_{\rm s}^2 \omega_{\rm sl}}{\left(1 + \sigma T_{\rm r} s\right)^2 + \left(\sigma T_{\rm r} \omega_{\rm sl}\right)^2} \tag{III.34}$$

La pulsation de glissement est relativement petite et son carré peut être néglige, donc l'équation (III.34) devient :

$$\Gamma_{e} = \frac{3}{2} P \frac{(1-\sigma) T_{r}/L_{s} \cdot \Phi_{s}^{2}}{(1+2\sigma T_{r}s)} (\omega_{s} - \omega_{r})$$
(III.35)

Le couple électromagnétique est proportionnelle à la pulsation de glissement, ainsi, l'équation (III.35) s'écrit comme suit :

$$\Gamma_{\rm e} = G_{\Gamma_{\rm e}} \left(\omega_{\rm s} - \omega_{\rm r} \right) \tag{III.36}$$

Avec :

$$G_{\Gamma_{e}} = \frac{3}{2} P \frac{(1-\sigma) T_{r}/L_{s} \cdot \Phi_{s}^{2}}{(1+2\sigma T_{r}s)}$$
(III.34)

Ainsi que le couple peut être contrôlé par la pulsation statorique, la figure (III.14) montre la relation entre Γ_e et ω_s . Un régulateur PI utilisé pour obtenir les performances désirées et maintenir le couple à sa valeur de référence Γ_{eref} .



Fig. III.14 Schéma fonctionnel de la régulation du couple.

III.8 Simulation et résultats

Pour approuver la commande proposée. On a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma de bloc de la figure (III.11), pour $\Omega_{ref} = 100 rd/s$. La figure. (III.15), illustre les résultats de simulation, lors de l'introduction d'un couple de charge après un démarrage à vide. À l'instant t=0.5s, on applique un couple de 10 Nm, puis on l'annule à l'instant t=1s. Le module du flux statorique s'établit à sa valeur de référence de 1.1Wb avec. On constate que la vitesse atteint sa référence $\Omega_{ref} = 100 rd/s$ sans dépassement et que les rejets de perturbation dus aux consignes de charges appliqués aux différents instants précités sont éliminés contrairement à ce qu'on a observé lors du réglage par DTC classique. En effet le couple électromagnétique agit très rapidement pour suivre les consignes de charges introduites et présente une diminution remarquable des harmoniques. La dynamique des composantes de flux statorique n'est pas affectée par l'application de ces consignes de charges.

La figure. (III.16), illustre les spectres d'harmoniques de la tension.





Fig. III.15 Commande en vitesse avec application d'un couple résistant.
(a) Vitesse rotorique, (b) Couple électromagnétique, (c) Module de flux statorique,
(d) Courant de phase, (e) Trajectoire de flux statorique.



Fig. III.16 Spectre d'harmonique de la tension.(a) DTC Classique, (b) DTC-SVPWM, (c) DTC-SVM.

III. 9 Conclusion

Dans ce chapitre, deux types de contrôle sont présentées : la commande direct du couple basée sur un régulateur prédictif ainsi que la technique de modulation vectorielle est employé pour obtenir une fréquence de commutation fixe et moins de pulsations de couple et de flux.

La deuxième méthode présente une alternative de contrôle direct du couple cette stratégie combine les avantages du contrôle vectoriel et DTC. Les régulateurs PI et la technique SVM ont été utilisés afin de fixer la fréquence de commutation et pour réduire les ondulations du couple. Suivant les résultats obtenus, les deux stratégies de commande proposée fournissent une solution en évitant les inconvénients du DTC classique.

Chapitre IV

Commande Directe du Couple Basée sur la Linéarisation Entrée-Sortie

IV.1 Introduction

La linéarisation exacte entrée-sortie a fait son apparition dans les années 1980 avec les travaux d'Isidori, [74] et les apports bénéfiques de la géométrie différentielle. Un grand nombre de systèmes non linéaires peuvent être partiellement ou complètement transformés en systèmes possédant un comportement entrée-sortie ou entrée état linéaire à travers le choix approprié d'une loi de commande par retour d'état non linéaire. Les propriétés de robustesse sont peu garanties face aux incertitudes paramétriques. Cette commande a été introduite principalement pour remédier aux problèmes rencontrés avec la commande linéaire. Les développements détaillés de telles théories ainsi que des exemples d'application peuvent être retrouvés dans plusieurs publications [75-77, 5-10].

La linéarisation entrée-sortie et une méthode qui permet non seulement de réduire les ondulations de couple et de flux, ce qui est sa vocation première dans notre étude, mais aussi d'améliorer la dynamique de l'entraînement en le rendant moins sensible aux perturbations de couple de charge.

Dans notre travail, on a appliquée une commande directe du couple associé à une commande non-lineaire basé sur la linéarisation entrée-sortie avec la MLI vectorielle. Les tables de vérité et les hystérésis on été éliminées. Ce qui supprime notamment les contraintes de scrutation rapide de ces derniers. Cette méthode améliore d'une façon significative les oscillations du couple et du flux.

Cependant, afin de faciliter la compréhension, il est préférable de rappeler certaines définitions et théorèmes et montrer les procédures à suivre pour réaliser une commande linéarisante d'un système.

IV.2 Outils mathématiques

Dans cette section, nous présentons quelques outils mathématiques nécessaires pour assimiler la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties, [74, 75, 79].

IV.2.1 Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire lisse h(x) par rapport au vecteur x, par le vecteur ligne $\nabla h(x)$, défini par $(\nabla h)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$. D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur f(x)

est défini par le Jacobien de f (matrice de (n x n) éléments) comme suit $(\nabla f)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_i}$

IV.2.2 Dérivée de Lie

Nous utilisons la notation standard des dérivées de Lie. Soient $f \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}^n$: un champ de vecteurs et $h: \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}$ une fonction scalaire. On introduit la dérivée de Lie comme étant une nouvelle fonction scalaire, notée L_f h, donnant la dérivée de h(x) dans la direction de f(x), tel que :

$$L_{f}h(x) = \nabla h f = \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial h}{\partial x_{i}}(x) f_{i}(x)$$

La dérivée de Lie n'est rien d'autre que la dérivée directionnelle le long du vecteur f. Si g est un autre champ de vecteur, alors on a, [79].

$$L_g L_f h = \nabla (L_f h) g$$

IV.2.3 Crochets de Lie

Soient f et g deux champs de vecteurs. Le crochet de Lie de f et g est un troisième champ de vecteurs défini par :

$$[f,g] = ad_fg = \frac{\partial g}{\partial x}f - \frac{\partial f}{\partial x}g$$

Où $\frac{\partial g}{\partial x}, \frac{\partial f}{\partial x}$ sont des matrices Jacobiennes. L'application des crochets de Lie successives donne :

 $ad^{0}fg = g(ad \text{ pour adjoint})$ $ad^{1}fg = [f,g]$ $....ad^{i}fg = [f,ad^{i-1}fg]$

IV.2.4 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties

Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sorties et une nouvelle entrée u, en effectuant un bon choix de la loi de linéarisation. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes classiques, on considère le cas suivant :

$$x^{\cdot} = f(x) + \sum_{i=1}^{p} g_i(x) u$$
$$y_i = h_i(x)$$

Ou $x = [x_1, x_2, ..., x_p]$ est le vecteur des états, $u = [u_1, u_2, ..., u_p]$ est le vecteur des commandes et $y = [y_1, y_2, ..., y_p]$ représente le vecteur des sorties. Le problème consiste à trouver une relation linaire entre l'entrée et la sortie en décrivant la sortie jusqu'à ce qu au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression :

$$y_i^{(r_j)} = L_j^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i}(L_f^{r_j-1} h_j(x)) u_i$$

Le degré relatif total (r) est définit comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus, et doit être inférieur ou égale à l'ordre du système : $r = \sum_{j=1}^{p} r_j \le n$ Qui peut être exprimé sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{1}^{r_{1}} & \dots & \mathbf{y}_{p}^{r_{p}} \end{bmatrix} = \mathbf{A}(x) + \mathbf{E}(x)\mathbf{u}$$

Avec

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f^r b_f(x) \\ \dots \\ L_f^r b_p(x) \end{bmatrix}$$

et

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g_{f}} L_{f}^{r_{f}-1} h_{f}(x) & L_{g_{2}} L_{f}^{r_{f}-1} h_{f}(x) & \dots & L_{g_{p}} L_{f}^{r_{f}-1} h_{f}(x) \\ L_{g_{f}} L_{f}^{r_{2}-1} h_{2}(x) & L_{g_{2}} L_{f}^{r_{2}-1} h_{2}(x) & \dots & L_{g_{p}} L_{f}^{r_{2}-1} h_{2}(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_{f}} L_{f}^{r_{p}-1} h_{p}(x) & L_{g_{2}} L_{f}^{r_{p}-1} h_{p}(x) & \dots & L_{g_{p}} L_{f}^{r_{p}-1} h_{p}(x) \end{bmatrix}$$

Où E(x) est appelée matrice de découplage du système.

On note que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage est inversible. La loi de linéarisation est donnée donc sous la forme :

$$u = \mathrm{E}^{-1}(x) \left[-\mathrm{A}(x) + \mathrm{v} \right]$$

IV.3 Application de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties à la commande directe du couple

Les équations dynamiques du MI dans le référentiel (α,β) sont :

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d}\,\mathbf{i}_{s\alpha}}{\mathrm{d}t} = -\left(\frac{\mathrm{R}_{s}}{\sigma\mathrm{L}_{s}} + \frac{\mathrm{R}_{r}}{\sigma\mathrm{L}_{r}}\right)\,\mathbf{i}_{s\alpha} - \omega_{r}\,\mathbf{i}_{s\beta} + \frac{\mathrm{R}_{r}}{\sigma\mathrm{L}_{r}\mathrm{L}_{s}}\,\Phi_{s\alpha} + \frac{\omega_{r}}{\sigma\mathrm{L}_{s}}\,\Phi_{s\beta} + \frac{1}{\sigma\mathrm{L}_{s}}\,\mathrm{V}_{s\alpha} \\\\ \frac{\mathrm{d}\,\mathbf{i}_{s\beta}}{\mathrm{d}t} = -\left(\frac{\mathrm{R}_{s}}{\sigma\mathrm{L}_{s}} + \frac{\mathrm{R}_{r}}{\sigma\mathrm{L}_{r}}\right)\,\mathbf{i}_{s\beta} + \omega_{r}\,\mathbf{i}_{s\alpha} + \frac{\mathrm{R}_{r}}{\sigma\mathrm{L}_{r}\mathrm{L}_{s}}\,\Phi_{s\beta} - \frac{\omega_{r}}{\sigma\mathrm{L}_{s}}\,\Phi_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma\mathrm{L}_{s}}\,\mathrm{V}_{s\beta} \\\\ \frac{\mathrm{d}\,\Phi_{s\alpha}}{\mathrm{d}t} = -\left(\frac{\mathrm{R}_{s}}{\sigma\mathrm{L}_{s}} + \frac{\mathrm{R}_{r}}{\sigma\mathrm{L}_{r}}\right)\,\mathbf{i}_{s\beta} + \omega_{r}\,\mathbf{i}_{s\alpha} + \frac{\mathrm{R}_{r}}{\sigma\mathrm{L}_{r}\mathrm{L}_{s}}\,\Phi_{s\beta} - \frac{\omega_{r}}{\sigma\mathrm{L}_{s}}\,\Phi_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma\mathrm{L}_{s}}\,\mathrm{V}_{s\beta} \\\\ \frac{\mathrm{d}\,\Phi_{s\alpha}}{\mathrm{d}t} = \mathrm{V}_{s\alpha} - \mathrm{R}_{s}\,\mathbf{i}_{s\alpha} \\\\ \frac{\mathrm{d}\,\Phi_{s\beta}}{\mathrm{d}t} = \mathrm{V}_{s\beta} - \mathrm{R}_{s}\,\mathbf{i}_{s\beta} \\\\ \frac{\mathrm{d}\,\omega_{r}}{\mathrm{d}t} = \frac{3\mathrm{p}}{2\mathrm{J}}(\Phi_{s\alpha}\,\mathbf{i}_{s\beta} - \Phi_{s\beta}\,\mathbf{i}_{s\alpha}) - \frac{\mathrm{\Gamma}_{L}}{\mathrm{J}} \end{cases}$$
(IV.1)

Le couple généré peut être exprimée en termes de courants et flux statoriques comme suit :

$$\Gamma_{\rm e} = \frac{3p}{2} (\Phi_{\rm s\alpha} i_{\rm s\beta} - \Phi_{\rm s\beta} i_{\rm s\alpha}) \tag{IV.2}$$

Le système d'équations est récrit sous la forme suggérée pour l'application de la linéarisation au sens des entrées-sorties comme suit :

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x) \cdot V_{s\alpha} + g_2(x) \cdot V_{s\beta}$$

$$y = h(x)$$
(IV.3)

Avec :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right)i_{s\alpha} - \omega_r i_{s\beta} + \frac{R_r}{\sigma L_r L_s}\Phi_{s\alpha} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s}\Phi_{s\beta} \\ -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right)i_{s\beta} + \omega_r i_{s\alpha} + \frac{R_r}{\sigma L_r L_s}\Phi_{s\beta} - \frac{\omega_r}{\sigma L_s}\Phi_{s\alpha} \\ & -R_s i_{s\alpha} \\ -R_s i_{s\beta} \end{bmatrix}$$
(IV.4)

Où le vecteur des états x et des commandes u sont :

$$x = \left[i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}\right]^{T}, u = \left[V_{s\alpha}, V_{s\beta}\right]^{T}$$
et:

$$\mathbf{g}_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \mathbf{L}_{\mathrm{s}}} & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \mathbf{g}_2(x) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sigma \mathbf{L}_{\mathrm{s}}} & 0 & 1 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$

IV.3.1 Commande flux- couple

La commande flux-couple consiste à choisir comme variables à contrôler, le couple ainsi que le carré du module du flux statorique, le vecteur de sortie est donnés par l'équation suivante, [5] :

$$h_{1}(x) = \Gamma_{e} = \frac{3p}{2} (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha})$$

$$h_{2}(x) = \left| \Phi_{s} \right|^{2} = \Phi_{s\alpha}^{2} + \Phi_{s\beta}^{2}$$
(IV.5)

Les deux variables de sorties à contrôler y₁ et y₂ sont définies par:

$$y_1 = h_1(x)$$

$$y_2 = h_2(x)$$
(IV.6)

IV.3.2 Linéarisation entrée-sortie

La méthode de linéarisation par entrée-sortie est développée à partir de théories de la géométrie différentielle. Elle consiste à utiliser les dérivées de Lie pour exprimer le modèle de la machine en relation entrée-sortie. Pour obtenir la loi de commande non-lineaire, dérivons autant de fois qu'il faut afin de faire apparaître l'entrée u.

Les dérivées des deux soties sont données par :

$$\dot{\mathbf{y}}_1 = \mathbf{L}_{\mathbf{f}} \mathbf{h}_1(x) + \mathbf{L}_{\mathbf{g}1} \mathbf{h}_1(x) \mathbf{V}_{\mathbf{s}\alpha} + \mathbf{L}_{\mathbf{g}2} \mathbf{h}_1(x) \mathbf{V}_{\mathbf{s}\beta} = \frac{\partial \mathbf{h}_1}{\partial x} \mathbf{f}(x) + \frac{\partial \mathbf{h}_1}{\partial x} \mathbf{g}_1(x) \cdot \mathbf{V}_{\mathbf{s}\alpha} + \frac{\partial \mathbf{h}_1}{\partial x} \mathbf{g}_2(x) \cdot \mathbf{V}_{\mathbf{s}\beta} \quad (\text{IV.7})$$

Avec:

$$\begin{split} \mathrm{L}_{\mathrm{f}}\mathrm{h}_{1} &= -\frac{3\mathrm{p}}{2}\Phi_{\mathrm{s}\beta} \Bigg[-(\frac{\mathrm{R}_{\mathrm{s}}}{\sigma\mathrm{L}_{\mathrm{s}}} + \frac{\mathrm{R}_{\mathrm{r}}}{\sigma\mathrm{L}_{\mathrm{r}}})\mathrm{i}_{\mathrm{s}\alpha} - \omega_{\mathrm{r}}\mathrm{i}_{\mathrm{s}\beta} + \frac{\omega_{\mathrm{r}}}{\sigma\mathrm{L}_{\mathrm{s}}}\Phi_{\mathrm{s}\beta} \Bigg] + \frac{3\mathrm{p}}{2}\Phi_{\mathrm{s}\alpha} \Bigg[-(\frac{\mathrm{R}_{\mathrm{s}}}{\sigma\mathrm{L}_{\mathrm{s}}} + \frac{\mathrm{R}_{\mathrm{r}}}{\sigma\mathrm{L}_{\mathrm{r}}})\mathrm{i}_{\mathrm{s}\beta} + \omega_{\mathrm{r}}\mathrm{i}_{\mathrm{s}\alpha} - \frac{\omega_{\mathrm{r}}}{\sigma\mathrm{L}_{\mathrm{s}}}\Phi_{\mathrm{s}\alpha} \Bigg] \\ \mathrm{L}_{\mathrm{g}1}\mathrm{h}_{1} &= \frac{3\mathrm{p}}{2}(\mathrm{i}_{\mathrm{s}\beta} - \frac{1}{\mathrm{L}_{\mathrm{s}}\sigma}\Phi_{\mathrm{s}\beta}) \\ \mathrm{L}_{\mathrm{g}2}\mathrm{h}_{1} &= \frac{3\mathrm{p}}{2}\Bigg(\frac{1}{\mathrm{L}_{\mathrm{s}}\sigma}\Phi_{\mathrm{s}\alpha} - \mathrm{i}_{\mathrm{s}\alpha}\Bigg) \\ \dot{\mathrm{y}}_{2} &= \mathrm{L}_{\mathrm{f}}\mathrm{h}_{2}(x) + \mathrm{L}_{\mathrm{g}1}\mathrm{h}_{2}(x)\mathrm{V}_{\mathrm{s}\beta} + \mathrm{L}_{\mathrm{g}2}\mathrm{h}_{2}(x)\mathrm{V}_{\mathrm{s}\alpha} = \frac{\partial\mathrm{h}_{2}}{\partial x}.\mathrm{f}(x) + \frac{\partial\mathrm{h}_{2}}{\partial x}\mathrm{g}_{1}(x).\mathrm{V}_{\mathrm{s}\alpha} + \frac{\partial\mathrm{h}_{2}}{\partial x}\mathrm{g}_{2}(x).\mathrm{V}_{\mathrm{s}\beta} \quad (\mathrm{IV.8}) \end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{split} \mathrm{L}_{\mathrm{f}}\mathrm{h}_{2} &= -2\mathrm{R}_{\mathrm{s}}\left(\Phi_{\mathrm{s}\alpha}i_{\mathrm{s}\alpha}-\Phi_{\mathrm{s}\beta}i_{\mathrm{s}\beta}\right)\\ \mathrm{L}_{\mathrm{g1}}\mathrm{h}_{2} &= 2\Phi_{\mathrm{s}\alpha}\\ \mathrm{L}_{\mathrm{g2}}\mathrm{h}_{2} &= 2\Phi_{\mathrm{s}\beta} \end{split}$$

IV.3.3 Linéarisation du système

La matrice définissant la relation entre l'entrée physique (u) et la sortie dérivés (y (x)) est donnée par l'expression (IV.9).

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = A(x) + E(x) \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$$
(IV.9)

Avec

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_{f}h_{1} \\ L_{f}h_{2} \end{bmatrix}, E(x) = \begin{bmatrix} L_{g1}h_{1} & L_{g2}h_{1} \\ L_{g1}h_{2} & L_{g2}h_{2} \end{bmatrix}$$
$$E(x) = \begin{bmatrix} \frac{3p}{2}(i_{s\beta} - \frac{1}{L_{s}\sigma}\Phi_{s\beta}) & \frac{3p}{2}\left(\frac{1}{L_{s}\sigma}\Phi_{s\alpha} - i_{s\alpha}\right) \\ & 2\Phi_{s\alpha} & 2\Phi_{s\beta} \end{bmatrix}$$
(IV.10)

E(x): est la matrice de découplage.

$$\det(E) = \frac{3p}{2}(i_{s\beta} - \frac{1}{L_s\sigma}\Phi_{s\beta}) \cdot 2\Phi_{s\beta} - \frac{3p}{2}\left(\frac{1}{L_s\sigma}\Phi_{s\alpha} - i_{s\alpha}\right) \cdot 2\Phi_{s\alpha} = 3p(i_{s\beta} - \frac{1}{L_s\sigma}\Phi_{s\beta})\Phi_{s\beta} - 3p\left(\frac{1}{L_s\sigma}\Phi_{s\alpha} - i_{s\alpha}\right)\Phi_{s\alpha}$$

Après simplification on à :

$$\det(\mathbf{E}) = 3p \left[-\frac{1}{\mathbf{L}_s \sigma} (\Phi_{s\beta}^2 + \Phi_{s\alpha}^2) + \mathbf{i}_{s\beta} \Phi_{s\beta} + \mathbf{i}_{s\alpha} \Phi_{s\alpha} \right]$$
(IV.11)

En utilisant le modèle de moteur à induction on à :

$$\begin{split} \dot{i}_{s\alpha} &= \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{s\alpha} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{r\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} &= \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{s\beta} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{r\beta} \end{split} \tag{IV.12}$$

La substitution de (IV.12), dans (IV-11) donne

$$det(E) = -3p \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left[\Phi_{s\beta} \Phi_{r\beta} + \Phi_{s\alpha} \Phi_{r\alpha} \right]$$
(IV.13)

Il est clair que la matrice E(x) est toujours réversible, le produit du flux du stator et du rotor ne peut pas être égal à zéro, la linéarisation entrée-sortie suivante est introduite pour le système illustré par (IV.3)

Ainsi, la loi de commande par la linéarisation est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = E^{-1}(x) \begin{bmatrix} -A(x) + \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$
(IV.14)

Où

 $V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$, représente le nouveau vecteur des variables d'entrées.

L'application de la loi linéarisante (IV.14) sur le système (IV.9) conduit à deux sous système mono-variable linéaires et découplés :

$$\begin{cases} V_1 = \dot{h}_1(x) \\ V_2 = \dot{h}_2(x) \end{cases}$$
(IV.15)

Pour assurer une régulation parfaite et de suivre les signaux désirés du flux et du couple en vue de leur référence, les entrées internes v_1 et v_2 sont choisis comme suit :

$$\begin{cases} V_1 = \left| \dot{\Phi}_s \right|_{ref}^2 + k_1 \left(\left| \Phi_s \right|_{ref}^2 - \left| \Phi_s \right|^2 \right) \\ V_2 = \dot{\Gamma}_{e ref} + k_2 \left(\Gamma_{e ref} - \Gamma_e \right) \end{cases}$$
(IV.15)

Dans ces conditions on cherche à asservir le couple Γ_{e} au couple de référence $\Gamma_{e_{ref}}$ et $|\Phi_{s}|^{2}$ au flux de référence $|\Phi_{s}|_{ref}$ avec une dynamique imposée. Définissons les variables erreurs :

$$\begin{cases} s_1 = \Gamma_{e \text{ ref}} - \Gamma_e \\ s_2 = \left| \Phi_s \right|_{\text{ref}}^2 - \left| \Phi_s \right|^2 \end{cases}$$
(IV.16)

Les coefficients (k_1, k_2) choisis tel que $s_1 + k_1, s_2 + k_2$ soient des polynômes d'hurwitz (racines du polynôme à parties réelles négatives). La détermination des paramètres k_1 et k_2 peut se faire de différentes manières. Nous citons en particulier la méthode par placement de pôles, [78].

IV.4 Simulation

Dans cette section, l'efficacité de l'algorithme proposé pour le contrôle de couple et de flux d'un moteur à induction commandé par DTC est vérifiée par des simulations.

La figure (IV.I) représente le synoptique d'une commande directe du couple associé à une commande non-lineaire basé sur linéarisation entrée-sortie avec la MLI vectorielle. Les tables de vérité et les hystérésis on été éliminées.



Fig. IV.1 Commande Directe du Couple (DTC-SVM) basée sur la linéarisation entrée-sortie.

IV.4.1 Inversion de la vitesse

La figure (IV.2) donne les résultats d'une campagne de simulations. Un échelon de vitesse de 100 rd/s est appliqué à t=0s le couple résistant initial est de 0 Nm, à t=0.5s à t=1s une consigne d'inversion de vitesse de 100 rd/s à -100 rd/s est imposée la régulation de vitesse est assurée sans erreur statique. Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuites de vitesse et de flux sont très satisfaisantes .La norme du flux statorique est plus proche de la référence.





Fig. IV.2. Résultats de simulation pour inversion de la vitesse.(a) Vitesse rotorique (b) Couple électromagnétique, (c) Module de flux statorique.

IV.4.2 Variation du couple résistant

Dans la figure (IV.3) le test de simulation présente une application d'un couple résistant entre les instants 0,5 et 1 secondes. Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuites de vitesse et de flux sont très satisfaisantes en comparant avec les autres lois de commande (chapitre 2 et 3).

Nous constatons l'établissement de la vitesse à sa valeur de référence en un temps de réponse satisfaisant et sans dépassement. Le test montre un rejet de la perturbation sans dépassement avec maintient de la vitesse de référence, et les réponses de module de flux statorique ne sont pas affectées par cette perturbation. Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuites de vitesse et de flux sont satisfaisantes. Les courants de phases obtenus ont l'allure de sinusoïdes moins bruitées. Nous pouvons remarquer que l'approche proposée permet de réduire considérablement les ondulations du couple et de flux.






Fig. IV.3 Commande en vitesse du MI avec application d'un couple résistant(a) Vitesse rotorique, (b) Couple électromagnétique, (c) Courant de phase,

(d) Trajectoire de flux statorique, (e) Module de flux statorique.

IV.4.3. Étude de robustesse aux variations paramétriques

Variation de la résistance du stator

Nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance statorique sur le découplage entre le flux et le couple. Pour cela, nous avons simulé notre système pour une variation de Rs, nous avons obtenu les résultats de la figure (IV.4), qui présente les résultats de simulation pour la poursuite de trajectoires de vitesse et de flux. La vitesse répond pratiquement sans dépassement, les résultats de simulation montrent aussi le découplage entre le flux et le couple, on note d'après ces résultats que la variation de Rs n'affecte pas le module de flux statorique.





Fig. IV.4 Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

(a) Référence de la résistance statorique, (b) Vitesse rotorique, (c) Module de flux statorique.

IV.4.4. Test d'affaiblissement de flux

Ce test concerne le test d'affaiblissement de flux. Comme la montre la figure (IV.5), le flux et la vitesse ne sont pas affectés par la réduction du flux de référence. L'ondulation de courant de phase à aussi une réduction notable.







(a) Vitesse rotorique, (b) Module de flux statorique, (c) Courant de phase.

IV.4.5 Sensibilité par rapport aux variations des paramètres mécaniques

Variation du coefficient l'inertie

Nous avons procédé à une variation du moment d'inertie de $J = 2J_n$ et $J = 0.5*J_n$. Les grandeurs étudiées sont respectivement : la vitesse de le module de flux statorique. La figure (IV.6) montre la vitesse pour différentes valeurs du moment d'inertie. La régulation de la vitesse de la machine est peu affectée par la variation de la valeur du moment d'inertie. Pour des valeurs inférieures à la valeur nominale du moment d'inertie, la réponse de la vitesse est plus rapide et, inversement, pour des valeurs du moment d'inertie supérieures à la valeur nominale, le système répond plus lentement à la consigne de la vitesse. Il est clair que la variation du moment d'inertie n'affecte pas le module de flux statorique.



Fig. IV. 6 Test de variation du moment d'inertie. (a) Vitesse rotorique, (b) Module de flux statorique.

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, qui présente une partie du thème de cette thèse de recherche, nous avons proposée une commande DTC basée sur la linéarisation entrée-sortie en utilisant la modulation vectorielle (SVM). Cette association assure une linéarisation parfaite quelque soit les profils de trajectoires admissibles imposés à la machine asynchrone. Cette association permet de remédier aux inconvénients du DTC classique. Ce qui a permis de réduire significativement les bruits sur le couple et les contraintes de temps de calcul ainsi, l'efficacité de l'approche proposée est montrée par les résultats de simulation. Toutefois, comme rapporté par Slotine, [75], cette commande est peu robuste au sens ou elle nécessite une connaissance exacte des paramètres pour garantir les performances désirées. Nous allons pouvoir maintenant nous intéresser dans le chapitre suivant à l'étude de l'apport de la commande adaptative.

Chapitre V

Amélioration de la DTC-SVM. Apport de la commande Adaptative

V.1. Introduction

Les régulateurs de type PI sont largement utilisés dans ces structures de commande, Ils sont insuffisants pour répondre aux performances exigées. Sont sujets à une détérioration des performances en présence des perturbations de charge et des variations paramétriques. Pour palier ces limitations, l'utilisation des commandes modernes est nécessaire.

L'intérêt de la commande adaptative est d'apporter une solution au contrôle des systèmes dont le comportement dynamique est partiellement ou totalement inconnu et éventuellement variable dans le temps. En effet, dans ces situations, les méthodes classiques de commande n'aboutissent pas aux performances désirées en boucle fermée, et conduisent à une détérioration de la robustesse du régulateur. , la commande adaptative est une alternative intéressante qui permet de prendre en compte ces problèmes. Le MCS est destiné à éliminer les effets de variation des paramètres du système, les perturbations, ainsi que les effets de la non linéarité du système.

Un certain nombre de ces commandes adaptatives ont été déjà appliquées à la machine asynchrone telles que la commande adaptative par mode de glissement, commande adaptative a modèle de référence, ... Les travaux publiés dans la littérature ont montré l'efficacité de ces méthodes, [80-90].

Dans le présent travail, une approche de la commande adaptative, contrôleur à synthèse minimale, a été analysée et appliquée à la commande en vitesse de la DTC-SVM du MI.

V.2 Différentes techniques de commande adaptative

L'origine de la commande adaptative remonte aux années 1950 : les automaticiens se sont vite aperçus en effet qu'un contrôleur avec des paramètres fixes n'était pas toujours capable d'assurer les performances voulues, par exemple dans le cas où les paramètres du système variaient avec le temps. Durant cette période où la commande adaptative suscita un réel intérêt, deux approches allèrent se dégager pour élaborer un contrôleur adaptatif. L'une s'appelle la commande adaptative par modèle de référence ou MRAC, la seconde concerne la commande auto-ajustable (Self-Tuning Regulator "S.T.R").

V.2.1 Commande adaptative auto-ajustable

Dans ce type de commande, la boucle d'adaptation comporte un bloc d'identification des paramètres inaccessibles du système fournissant des valeurs estimées utilisées par la loi de commande comme s'ils étaient les vrais paramètres. L'hypothèse de base consiste à supposer que le bloc d'identification est capable de fournir une bonne estimation de l'état du système à chaque instant précédant le calcul proprement dit de la loi de commande. L'avantage de la séparation entre identification et commande est de pouvoir estimer les paramètres d'un système tout en satisfaisant les objectifs de commande.



Un auto-régleur (Self Tuning Controller) [80] est représenté par la figure (V. 1)

Fig. V. 1 Schéma de principe d'un régulateur auto-ajustable.

V.2.2 Réglage adaptatif par poursuite d'un modèle de référence

Chapitre V

La commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence AMFC (en anglais : adaptive model following control) est composé de deux commande : une commande linéaire (à coefficients fixe) et une commande adaptative qui est générée par le mécanisme d'adaptation afin d'éliminer les effets dus à la variation des paramètres de la machine.

La commande adaptatif AMFC exige que les grandeurs d'état de la machine soient mesurables afin de pouvoir mettre en contre réaction ces grandeurs et imposer au système global fermé un certain comportement dynamique. Cependant, dans la plupart des cas, il n'est pas possible de mesurer directement ces grandeurs d'état (flux rotorique).

Le principe du réglage adaptatif par poursuite d'un modèle de référence est schématisé à la figure (V. 2).



Fig.V.2 Structure du réglage adaptatif par poursuite d'un modèle de référence (AMFC).

V.2.3 Commande adaptative avec modèle de référence (MRAC)

La commande adaptative par modèle de référence fait tendre asymptotiquement le processus vers un modèle de référence établi a partir des performances désirées pour le système en boucle fermée, le mécanisme d'adaptation corrige les paramètres du régulateur en fonction de l'erreur entre la sortie mesurée et celle du modèle, . Ce type de commande est également nommé commande directe ou à identification implicite, [80]. Figure (V.3)



Fig.V.3 Structure d'une commande adaptative a modèle de référence

V.2.3.1 Equations du modèle de référence

Considérant le modèle de référence du premier ordre, on peut écrit :

$$\Gamma_{\rm e} - \Gamma_{\rm r} = J \frac{d\Omega_{\rm m}}{dt} + f \,\Omega_{\rm m} \tag{V.1}$$

Le modèle de référence pour le système est donné par :

$$u_{m} = \frac{J}{K} \frac{d\Omega_{m}}{dt} + \Omega_{m}$$
(V.2)

Le passage du modèle de référence à commande découplée se fait par :

$$e = \Omega_m - \Omega_{r ref} \tag{V.3}$$

La loi de commande U est donnée par :

$$U = K_u \Omega_{rref} + K_p \Omega_r + K_e e$$
(V.4)

Où les valeurs de K_u , K_p sont de la forme :

$$K_{u}(e,t) = \int_{0}^{t} \alpha.y.u_{m}^{T} dt + \beta.y.u_{m}^{T}$$
(V.5)
$$K_{p}(e,t) = \int_{0}^{t} \alpha.y.x^{T} dt + \beta.y.x^{T}$$

Les gains K_u et K_p utilisés dans le cas de régulateur PI sont constantes et dépendent uniquement des paramètres de la machine. L'objectif est que ces gains ne soient plus fonctions des paramètres de la machine mais auront une forme générale qui peuvent être utilisée pour toutes les machines dont les paramètres (α , β) sont des constantes.

L'expression de y est donnée par :

$$y = C_1(\Omega_m - \Omega_r) \tag{V.6}$$

V.3 Contrôleur à synthèse minimale (MCS)

La commande adaptative à synthèse minimale (en anglais : Minimal Controller Synthesis) est l'extension du AMFC, il est formulé pour la commande des systèmes linéaires et non linéaires.

L'équation dynamique du système est :

$$J\frac{d\Omega_{m}}{dt} + f\Omega_{m} + d = \Gamma_{e}$$
(V.7)

d: représente la perturbation extérieure.

Le modèle de référence pour le système est donné par :

$$J\frac{d\Omega_{m}}{dt} + \Omega_{m} = u_{m}$$
(V.8)

La loi de commande est donnée par :

$$\mathbf{u} = \mathbf{K}_{\mathbf{r}} \boldsymbol{\Omega}_{\mathbf{r}} + \mathbf{K}_{\mathbf{f}} \mathbf{u}_{\mathbf{m}} \tag{V.9}$$

Avec :

$$K_{r}(e,t) = \int_{0}^{t} \alpha.y.U_{m}^{T} dt + \beta.y.U_{m}^{T}$$

$$K_{f}(t) = \int_{0}^{t} \alpha.y.x.dt + \beta.y.x^{T}$$
(V.10)



Fig.V. 4. MCS Algorithme.

Considérons un système décrit par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x}(t) = A(t).x(t) + B.u(t) + d(x, t)$$
 (V.11)

Avec :

$$A(t) \in \mathbb{R}^{n.n}$$
 et $B \in \mathbb{R}^{n.1}$, $x = [x_1, x_2, ..., x_n]^T$, $x \in \mathbb{R}^{n.1}$

La matrice A(t) et les vecteurs B(t) et d(x,t) sont donnés par :

$$A(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & . & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & . & . & 1 \\ -a_1 & -a_2 & . & -a_n \end{bmatrix} B(t) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ . \\ b_1 \end{bmatrix}, d(t) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ . \\ d_1 \end{bmatrix}$$
(V.12)

Les coefficients a_i (i=1, n), b_i et d_1 sont inconnus.

Le modèle de référence est défini par l'équation état suivante :

$$\dot{x}_{m}(t) = A_{m} \cdot x_{m}(t) + B_{m}(t) \cdot \mathbf{r}$$
(V.13)

Avec :

 $A_{m} \in \mathbb{R}^{n.n} \quad et \quad B_{m} \in \mathbb{R}^{n.1}$

La matrice A_m et le vecteur B_m sont donnés par :

$$A_{m} = \begin{bmatrix} 0 & . & 1 & 0 & . & . & 0 \\ 0 & 0 & 1 & . & . & 0 \\ . & & & & & \\ 0 & & & & 1 \\ -a_{m1} & -a_{m2} & . & . & . & -a_{mn} \end{bmatrix}, B_{m} = \begin{bmatrix} 0 \\ . \\ 0 \\ b_{m} \end{bmatrix}$$
(V.14)

Les matrices A, A_m et les vecteurs B, B_m peuvent s'écrire :

$$A = \begin{bmatrix} 0_{n-1,1} & I_{n-1} \\ A_1 & \end{bmatrix} \qquad A_m = \begin{bmatrix} 0_{n-1,1} & I_{n-1} \\ A_{m1} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0_{n-1,1} \\ b_1 \end{bmatrix} \qquad B_m = \begin{bmatrix} 0_{n-1,1} \\ b_m \end{bmatrix} \qquad d = \begin{bmatrix} 0_{n-1,1} \\ d_1 \end{bmatrix}$$
(V.15)

Avec :

$$A_{1} = (1.n) \text{ vecteur} = \begin{bmatrix} -a_{1} & -a_{2} & . & . & -a_{n} \end{bmatrix}$$
$$A_{m} = (1.n) \text{ vecteur} = \begin{bmatrix} -a_{m1} & -a_{m2} & . & . & -a_{mn} \end{bmatrix}$$

On obtient :

$$(B^{T}B)^{-1} = \begin{bmatrix} 0_{1,n-1}, & b_{1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0_{1,n-1} \\ b_{1} \end{bmatrix} = \frac{1}{b_{1}^{2}}$$
 (V.16)

Donc :

$$B^{+} = \left(B^{T}B\right)^{-1}B^{T} = \frac{1}{b_{1}^{2}} \begin{bmatrix} 0_{1,n-1}, & b_{1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{1,n-1}, & \frac{1}{b_{1}} \end{bmatrix}$$
(V.17)

et

$$\mathbf{I}_{n} - \mathbf{B}\mathbf{B}^{+} = \mathbf{I}_{n} - \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{n-1,1} \\ \mathbf{b}_{1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{1,n-1} & \mathbf{b}_{1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{n-1,n-1} \\ \mathbf{0}_{1,n-1} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{n-1} & \mathbf{0}_{1,n-1} \\ \mathbf{0}_{1,n-1} & 0 \end{bmatrix}$$
(V.18)

Dans ce cas, on obtient à partir des conditions du suivi parfait de modèle :

$$(I_{n} - BB^{+})B_{m} = \begin{bmatrix} I_{n-1} & 0_{1,n-1} \\ 0_{1,n-1} & 0 \end{bmatrix} B_{m} = \begin{bmatrix} 0_{1,n-1} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$(I_{n} - BB^{+})(A_{m} - A) = \begin{bmatrix} I_{n-1} & 0_{1,n-1} \\ 0_{1,n-1} & 0 \end{bmatrix} (A_{m} - A) = \begin{bmatrix} 0_{n-1,n-1} & 0_{n-1,1} \\ 0_{1,n-1} & 0 \end{bmatrix}$$

$$(V.19)$$

$$(I_n - BB^+)d = \begin{bmatrix} I_{n-1} & 0_{1,n-1} \\ 0_{1,n-1} & 0 \end{bmatrix} d = \begin{bmatrix} 0_{n-1,1} \\ 0 \end{bmatrix}$$
 (V.20)

V. 3.1 Boucle fermée

L'erreur dynamique du système en boucle fermée est donnée par :

$$\dot{x}_{e} = A_{m} \cdot x_{e} \cdot (A - A_{m}) x - B \cdot u + B_{m} \cdot r - d$$
(V.21)

$$x_{e} = x_{m} - x \tag{V.22}$$

V.3.2 Proposition

Quand l'entrée de référence r(t) est différente de zéro pour tout t, le vecteur perturbation d(x,t)peut être écrit sous la forme :

$$d(x,t) = \delta A(t).r \tag{V.23}$$

ou

$$\delta A(t) = \begin{bmatrix} 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \delta a(t) \end{bmatrix} \qquad \delta A(t) \in \mathbb{R}^{n.1}$$
(V.24)

Les variation de $\delta a(t)$ sont déterminées par la nature de la perturbation d(x,t). Dans ce cas, en remplaçant d dans (V.21), on obtient :

$$\dot{x}_{e} = A_{m} \cdot x_{e} \cdot (A \cdot A_{m}) x - Bu + (B_{m} \cdot \delta A) \cdot \mathbf{r}$$
(V.25)

ou encore

$$\dot{x}_{e} = A_{m} \cdot x_{e} - I_{n} w_{e}^{\prime}$$
(V.26)

Avec :

$$W'_{e} = (A - A_{m})x + B \cdot u + (\delta A - B_{m}) \cdot r$$
(V.27)

$$W'_{e} = \begin{bmatrix} 0 \\ . \\ . \\ 0 \\ \sum_{i=1}^{n} (-a_{i} + a_{mi}) x_{i} + b_{1} . u + (\delta a - b_{m}) . r \end{bmatrix}$$
(V.28)

V.3.4 Dérivation de l'algorithme MCS

Dans toute stabilité basée sur les méthodes du MRAC, l'objectif est de dériver une entrée de commande u qui assure une stabilité globalement asymptotique de l'erreur pour toutes les conditions initiales de x_e , r, x et u.

L'équation (V.26) est divisée en deux blocs :

Bloc feedforward linéaire invariant

Bloc feedback non linéaire variant

Si les conditions suivantes sont satisfaites :

Pour le bloc feedback

$$\int_{t_0}^{t_1} y_e^{\mathrm{T}} W_e^{\mathrm{I}} dt \ge -c_0^2 \qquad \text{pour tout } t_1 \ge t_0$$
(V.29)

Avec c_0 étant une constante indépendante de t_1 .

$$y_e = C_e x_e \tag{V.30}$$

• La fonction de transfert feedforward $C_e [pI - A_m]^{-1} I_m$ est réelle strictement positive. L'hyperstabilité Asymptotique du système feedback est assurée pour toutes les conditions initiales de x, r, u et x_e il est à noter que la théorie de l'hyperstabilité exige que le système feedback décrit par l'équation (V.25) soit : Contrôlable

Chapitre V

- observable
- (C_e est définie positive)

En utilisant le critère de kalman-Yacubovith, la fonction de transfert $C_e[pI - A_m]^{-1}I_n$ est réelle strictement positive s'il existe une matrice Q symétrique définie positive et une matrice P symétrique positive elle que :

$$A_m^{\mathrm{T}}.P + P.A_m = -Q \tag{V.31}$$

$$C_e = I_n P = P \tag{V.32}$$

V.3.5 Corollaire

Du faite que Am est une matrice d'Hurwitz, une matrice symétrique définie positive C_e existe toujours. En écrivant y_e comme $Y_e = [y_1, y_2, ..., y_n]$ et utilisant la relation (V.28), le membre droit de l'équation (V.29) peut être écrit sous la forme :

$$\int_{t_0}^{t_1} y_e^T W_e^{'} dt = \int_{t_0}^{t_1} y_n \left(\sum_{i=1}^n (-a_i + a_{mi}) x_i + b_1 . u + (\delta a - b_m) dt \right)$$
(V.33)

De cette équation, on peut déduire que u doit être une fonction des états du système, du terme y_n et de l'entrée de réference r.

Ainsi en définit l'entrée MCS u comme :

$$\mathbf{u} = \mathbf{K}_{\mathbf{r}}(\mathbf{t})\mathbf{x} + \mathbf{K}_{\mathbf{f}}\mathbf{r} \tag{V.34}$$

Avec: $K_{p}(t) = [K_{p1}, K_{p2}, ..., K_{pn}]$

En remplaçant u dans (V.33) par son expression dans (V.34), on obtient :

$$\int_{t_0}^{t_1} y_e^{T} W_e' dt = \int_{t_0}^{t_1} \sum_{i=1}^{n} \left(-b_1 K_{pi} - a_i + a_{mi} \right) x_i + \left(-b_1 K_r + \delta a - b_m \right) r.dt$$
(V.35)

A partir de l'équation (V.35) on peut déduire que si x et r sont différentes de zéro pour tout t, alors la condition lim $x_e(t)=0$ quand t tend vers l'infini implique que l'entrée de commande contienne des intégrateurs qui forcent le terme W'_e à zéro pour toutes les conditions initiales de x,u et r.

Par conséquent, les gains adaptatifs K_{pi}(i=1,n) et K_r seront écrits :

$$K_{pi} = K_{pi1} + K_{pi2}$$
(V.36)
$$K_r = K_{r1} + K_{r2}$$

Avec : K_{pi1}, K_{r1} sont les gains intégrales

 $K_{\mbox{\tiny pi2}}, K_{\mbox{\tiny r2}}$ sont les gains proportionnels

Donc l'équation (V.35) peut donc s'exprimer comme suit :

$$\sum_{i=1}^{n} Y_{n} x_{i} \left(b_{1} K_{pi1} - a_{i} + a_{mi} \right) + \int_{t_{0}}^{t_{1}} Y_{e}^{T} W_{e}^{'} =$$

$$\int_{t_{0}}^{t_{1}} \sum_{i=1}^{n} Y_{n} x_{i} b_{1} K_{pi2} dt + \int_{t_{0}}^{t_{1}} Y_{n} r \left(b_{1} K_{r1} + \delta . a - b_{m} \right) dt \qquad (V.37)$$

$$+ \int_{t_{0}}^{t_{1}} Y_{n} r b_{1} K_{r2} dt$$

Pour une fonction continue f(t), si la constante K est positive l'inégalité suivante est toujours satisfaite :

$$\int_{t0}^{ti} Kf(t) \cdot f(t) \cdot dt = \frac{1}{2} K \Big[f(ti)^2 - f(t0)^2 \Big] \ge -\frac{1}{2} k f(t0)^2$$
(V.38)

Si les gains K_{pi1} , K_{r1} , K_{pi2} , K_{r2} sont définis par :

$$K_{pi1} = \int_{t0}^{t1} \alpha_i y_{ni} dt$$

$$K_{pi2} = \beta_i y_n x_i \qquad (V.39)$$

$$K_{r1} = \int_{t0}^{t1} \alpha_r y_n r dt$$

$$K_{r2} = \beta_r y_n r$$

Avec : α_i , β_i , α_r , β_r constante, alors l'inégalité (V.35) peut être écrite sous la forme :

$$\int_{t_0}^{t_1} y_e^{\mathrm{T}} W_e' dt = \sum_{i=1}^n \int_{t_0}^{t_1} \alpha_i b_i \dot{f}_{r_1} f_{r_1} dt + \sum_{i=1}^n \int_{t_0}^{t_1} \beta_i b_1 f_{r_1}^2 dt + \int_{t_0}^{t_1} \alpha_r b_i \dot{f}_{r_1} f_{r_1} dt + \int_{t_0}^{t_1} \beta_r b_1 f_{r_2}^2 dt$$
(V.40)

Les fonctions $f_{i1}, f_{i2}, f_{r1}, f_{r2}$ sont définies respectivement comme suit :

$$f_{i1} = \int_{0}^{t} y_{n} x_{i} dt + \frac{a_{mi} - a_{i}}{\alpha_{i} d_{1}}$$

$$f_{i2} = y_{n} x_{i}$$

$$f_{r1} = \int_{0}^{t} y_{n} r dt + \frac{\delta a - a_{m}}{\alpha_{r} d_{1}}$$
(V.41)

Dans le cas de l'application du MCS, l'erreur dynamique aura pour expression :

$$\dot{x}_{e} = A_{m} x_{e} - b W^{T} \Phi - b W^{T} \gamma - d$$
(V.42)

$$\Phi = b_1 \alpha y_n W = b_1 \alpha b^T . P. x_e W$$
(V.43)

$$\gamma = b_1 \beta y_n W = b_1 \beta b^T . P x_e W$$
(V.44)

$$W = \begin{bmatrix} x^{\mathrm{T}} & \mathbf{r}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}$$
(V.45)

$$\Phi = \left[b_1 \cdot \int_0^t \alpha_1 \cdot y_n \cdot x_1 \cdot dt + a_{m1} - a_1 \cdot \dots \cdot b_1 \cdot \int_0^t \alpha_n \cdot y_n \cdot x_n \cdot dt + a_{mn} - a_n \cdot b_1 \int_0^t \alpha_r \cdot y_n \cdot r \cdot dt - b_m \right]^T$$

$$b = \begin{bmatrix} 00 & \dots 01 & \end{bmatrix}^T, b \in \mathbb{R}^{n.1}$$

Afin de satisfaire le critère de Popov nous devrons satisfaire les conditions suivantes :

$$\begin{array}{l} \alpha b_1 \succ 0\\ \beta b_1 \geq 0 \end{array} \tag{V.46}$$

La condition de la stricte positivité de la fonction de transfert $C_e \left[pI - A_m \right]^{-1} b$ est donnée par :

$$A_m^T P + P A_m = -Q \tag{V.47}$$

 $P \succ 0, Q \succ 0$

$$y_n = b^T P x_e \tag{V.48}$$

La loi MCS pour un système SISO est donnée par :

$$\mathbf{u} = \left[\theta^{\mathrm{T}} + \frac{1}{\mathbf{b}_{1}}\gamma^{\mathrm{T}}\right]\mathbf{W}$$
(V.49)

Avec: $\theta^{\mathrm{T}} = \left[\int_{0}^{t} \alpha . y_{\mathrm{n}} . x^{\mathrm{T}} . \mathrm{d}t, \int_{0}^{t} \alpha . y_{\mathrm{n}} . r. \mathrm{d}t\right]$

V.3.6 Analyse de la stabilité du système

Considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V(x_e, \Phi) = x_e^T P x_e + \frac{1}{b_1 \cdot \alpha} \Phi^T \Phi$$
(V.50)

En évaluant la dérivée temporelle de V le long des trajectoires de (V.41) et les relations (V.42) et (V.43), on obtient :

$$\dot{\mathbf{V}} = -\mathbf{x}_{e}^{\mathrm{T}}\mathbf{Q}\mathbf{x}_{e} - 2\mathbf{b}_{1}\boldsymbol{\beta}\mathbf{x}_{e}^{\mathrm{T}}.\mathrm{Pbb}^{\mathrm{T}}.\mathrm{P}\mathbf{x}_{e}.\mathrm{W}^{\mathrm{T}}\mathrm{W} - 2\mathbf{x}_{e}^{\mathrm{T}}\mathrm{Pbd}$$
(V.51)

Si V est négatif en dehors d'une région fermée de x_e compris l'origine de l'espace, alors toutes les solutions de (V.41) entrera dans cette région. Dans ce cas, en observant que la matrice est semi-définie positive et en utilisant les propriétés générales des normes, nous obtenons à partir de (V.51) :

$$\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{x}_{e}, \Phi) \leq -\lambda_{\min}(\mathbf{Q}) \left\| \mathbf{x}_{e} \right\|^{2} + 2 \left\| \mathbf{x}_{e} \right\| \lambda_{\max}(\mathbf{P}) \left| \mathbf{d} \right|$$
(V.52)

De (V.52), on observe que si $\|\mathbf{x}_e\| \ge \frac{2\lambda_{\max}(\mathbf{P})|\mathbf{d}|}{\lambda_{\min}(\mathbf{Q})}$ alors V est négatif. Nous concluons que x_e entre la région

hypersphère Ω définie par :

$$\Omega = \left\{ \mathbf{x}_{e} \in \mathbb{R}^{n} / \left\| \mathbf{x}_{e} \right\| \leq \frac{2\lambda_{\max}(\mathbf{P}) \cdot \left| \mathbf{d} \right|_{\max}}{\lambda_{\min}(\mathbf{Q})} \right\}$$
 V.53)

où, $|\mathbf{d}|_{max}$ indique les valeurs maximales de $|\mathbf{d}|$. Nous notons que Ω dépend l'amplitude de la perturbation ainsi que les valeurs de P et Q, qui sont reliés par le modèle de référence, (voir (V.44)).

V.4 Amélioration de la DTC-SVM par l'emploi de la commande Adaptative MCS

Nous appliquons, dans cette section, la stratégie du contrôle adaptatif analysée au moteur à induction subissant les différentes perturbations. Le MCS est destiné à prendre en charge les variations paramétriques dues aux changements dans les conditions de fonctionnement de la machine ou à des perturbations indésirables. Parmi les différentes dispositions probables la variation du couple de charge, de la poursuite des variations de la consigne et éventuellement les variations des paramètres de la machine. La structure générale de la commande adaptative est montrée par le schéma global de la figure (V.5).



Fig. V. 5 Structure de la commande par DTC-SVM apport de la commande adaptative.

V.4.1 Test de variation de la vitesse de référence

Chapitre V

La figure (V. 6) donne les résultats d'une campagne de simulations. Un échelon de vitesse de 150 rd/s est appliqué à t=0s le couple résistant initial est de 0 Nm, à t=1s à t= 2s une consigne de variation de vitesse de 150 rd/s à 90 rd/s est imposée, la régulation de vitesse est assurée sans erreur statique et une bonne concordance entre la réponse du système et celle du modèle. Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuites de vitesse et de flux sont très satisfaisantes .La norme du flux statorique est plus proche de la référence. Ainsi que l'erreur n'est plus affectée par la perturbation.



Fig. V.6 Résultats de simulation. (a) Réponse du système et du modèle, (b) Gains adaptifs (K_r, K_f) , (c) Erreur.





(d) Module de flux statorique, (e) Couple électromagnétique, (f) Courant de phase.

V.4.2 Variation du couple résistant

Dans la figure (V.8) le test de simulation présente une application d'un couple résistant entre les instants 1s et 2s. La première remarque est que la perturbation n'influe pas sur la réponse du système, et par conséquent l'utilisation de l'algorithme MCS élimine l'effet de la perturbation.





(a) Réponse du système et du modèle, (b) Courant de phase (K_r, K_f), (c) Gains adaptifs.

V.4.3. Étude de robustesse aux variations paramétriques

V.4.3.1 Variation de la résistance du stator

La figure (V.9) montre une comparaison entre la commande MCS et la commande PI. Nous remarquons une amélioration sur la qualité de réglage par rapport à la commande PI traduite par un temps d'établissement réduit sans dépassement et un rejet des oscillations du couple. Nous pouvons constater la supériorité du contrôleur adaptatif élaborer sur le PI.





a) Réponse du système (vitesse),

b) Zoom.

Les figure (V.10) et (V.11) montrent la réponse de la vitesse dans le cas de la présence des perturbations paramétriques de R_s et J. Ces tests sont effectués pour les faibles vitesses. Nous pouvons constater la supériorité du contrôleur adaptatif élaborer sur le PI.

Chapitre V

L'ensemble de ces résultats, montre les performances et la robustesse de cette loi de commande. En effet, il apparaît bien que la commande maintient la qualité de l'asservissement et du réglage lors des variations paramétriques. Et que les rejets de perturbation dus aux consignes de charges appliqués aux différents instants précités sont éliminés contrairement à ce qu'on a observé lors du réglage par un PI classique.



Fig. V.10 Robustesse de la commande pour les faibles vitesses (20 rd/s)a) Réponse du système (vitesse)b) Module de flux statorique

V.4.3.2 Sensibilité par rapport aux variations des paramètres mécaniques de la machine Variation de coefficient l'inertie

Pour mettre en évidence l'avantage du MCS sur le PI, nous avons comparé leurs performances. Pour cela, la robustesse du régulateur MCS par rapport aux perturbations paramétriques est testée pour une poursuite de trajectoire de vitesse de référence 157 rd/s. En figure (V.11), Nous avons procédé à une variation du moment d'inertie de $J=2J_n$ et $J=0.5*J_n$. L'ensemble de ces résultats, montre les performances et la robustesse que procure le MCS pour la commande du MI. En effet, il apparaît bien que le MCS maintient la qualité de l'asservissement et du réglage aussi bien en présence des variations des paramètres mécaniques.





b) Réponse du contrôleur MCS

V.5 Application de la commande adaptative à la DTC-SVPWM

Chapitre V

Le comportement du système a été simulé en utilisant le logiciel de simulation Matlab- Simulink. Nous avons inséré un modèle de référence de la vitesse de consigne, pour générer une trajectoire de référence de la vitesse de rotation.

La structure générale de la commande adaptative est montrée par le schéma global de la figure (V.12).



V.5.1 Résultats de simulation et discussion

Dans cette section, la stratégie du contrôle adaptatif à savoir la commande à synthèse minimale appliquée à la machine asynchrone. Le régulateur adaptatif est destiné à tenir compte des variations du couple de charge, de la poursuite de la consigne et éventuellement des paramètres physiques. Notons que les valeurs des gains adaptatifs sont : ($\alpha = 0,025,\beta = 0,0025$).

L'évolution des variables de la machine, lors du démarrage avec une vitesse de référence de 150 rd/s, est appliqué à t=0s, le couple résistant initial est de 0 Nm, à t=1s et t= 2s une consigne de variation de vitesse de 150 rd/s a 90 rd/s est imposée. La régulation de vitesse est assurée sans erreur statique. Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuites de vitesse et de flux sont très satisfaisantes .La norme du flux statorique est plus proche de la référence.



Fig. V.13 Résultats de simulation.

(a) Réponse du système et du modèle, (b) Gains adaptifs (K_r, K_f) , (c) Couple électromagnétique.



Fig. V.14 Résultats de simulation. (d) Courant de phase, (e) Module de flux statorique, (f) Erreur.



Fig. V.15 Trajectoire du flux statorique.

V.5.2 Variation du couple résistant

Dans la figure (V.16) le test de simulation présente une application d'un couple résistant entre les instants 1s et 2s. La réponse montre que le contrôleur adaptatif est capable de poursuite de trajectoire de référence et de rejeter la perturbation de charge.

Lorsque le couple de charge varie les gains adaptatifs changeant automatiquement pour compenser cette variation, par conséquent, conduire la vitesse du moteur à la réponse souhaitée.

D'autre part, en utilisant l'algorithme proposé MCS toute variation dans la dynamique du moteur ne sera pas affecter les performances du contrôleur.

La sensibilité des gains est inversement proportionnelle à la vitesse du moteur. La variation de gain est faible lorsque la vitesse est élevée, la variation de gain est plus importante lorsque la vitesse est faible. Les paramètres scalaires α . β sont choisis de façon empirique





Fig. V.16 Application d'un échelon de couple résistant entre 1s et 2s.
(a) Réponse du système et du modèle, (b) Courant de phase, (c) Gains adaptifs (K_r, K_f)

V.6 Commande linéarisante adaptative application à la DTC-SVM

Chapitre V

Le principal désavantage de la commande linéarisante est qu'elle se base sur la connaissance du modèle exact du système. En effet, dans la majorité des cas on ne peut connaître de façon précise le modèle réel du système. La combinaison de la commande adaptative avec celle de la commande linéarisante présentée dans le chapitre quatre permet de réaliser une commande linéarisante adaptative robuste face aux incertitudes paramétriques du système. La structure générale de la commande linéarisante adaptative est montrée par le schéma global de la figure (V.17).



Fig. V.17. Structure d'une commande DTC-SVM linéarisante adaptative.

V.6.1 Test sur la variation de la vitesse de référence

Sur la figure (V.18) on à représenté la réponse du système et celle du modèle pour une variation de référence de 0 à 150 *rd/s*. On constate que la vitesse atteint sa référence sans dépassement ainsi que la variation de référence n'influe pas sur la réponse du système, sur la même figure on a représenté les gains adaptatifs et l'erreur entre la réponse du système et celle du modèle. Le couple électromagnétique présente une diminution remarquable des harmoniques. La dynamique des composantes de flux statorique n'est pas affectée par l'application de ces consignes de charges.



Fig. V.16 Résultats de simulation.
(a) Vitesse, (b) Erreur, (c) Gains adaptifs (K_r, K_f)



Fig. V.18 Résultats de simulation.

(d) Courant de phase, (e) Module de flux statorique, (f) Couple électromagnétique.

V.6.2 Robustesse vis à vis la variation des paramètres électriques

Chapitre V

Dans cette partie, nous étudions la robustesse de la commande DTC-SVM basée sur la linéarisation entrée sortie, apport de la commande adaptative à synthèse minimale vis-à-vis la variation des paramètres électriques du moteur. L'analyse de la robustesse est explorée vis-à-vis la variation des résistances (\mathbf{R}_s , \mathbf{R}_r), selon les testes de robustesse présentés par la figure (V.19)

On constate d'après les résultats présentés par la figure (V.19). L'insensibilité de cette structure de commande face aux déviations paramétriques du moteur.

L'effet des incertitudes résistives reste négligeable. Malgré l'application du couple de charge, le module de flux au stator reste à sa valeur de consigne durant toute cette phase.



Fig. V.19 Résultats de simulation.(a) Scénarios de variation des paramètres électriques du moteur,(b) Vitesse rotorique.





(c) Couple électromagnétique, (d) Norme de flux statorique.

V.6.3 Sensibilité par rapport aux variations des paramètres mécaniques

Variation de coefficient d'inertie

Nous avons procédé à une variation du moment d'inertie de $J = 2J_n$ et J = 0.5*J. Les grandeurs étudiées sont respectivement : la vitesse de le module de flux statorique. La figure (V.20) montre la vitesse pour différentes valeurs du moment d'inertie. La régulation de la vitesse de la machine n'est plus affectée par la variation de la valeur du moment d'inertie. Pour des valeurs inférieures à la valeur nominale du moment d'inertie, la réponse de la vitesse est plus rapide et, inversement, pour des valeurs du moment d'inertie supérieures à la valeur nominale, le système répond plus lentement à la consigne de la vitesse. Il est clair que la variation du moment d'inertie n'a pas affecté le module de flux statorique.



Fig. V. 20 Test de variation du moment d'inertie.(a) Vitesse rotorique, (b) Module de flux statorique.

V.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons traité l'apport de la commande adaptative à la commande DTC-SVM soumis aux perturbations externes. Nous avons proposée, tout d'abord, une commande adaptative robuste. La stabilité de notre commande en boucle fermée est prouvée théoriquement.

L'utilisation de cet algorithme nous donne une convergence rapide. Différents régimes ont été simulés pour apprécier l'apport de cet commande : démarrages à vide et en charge, applications d'échelons de couple résistant, variations paramétriques. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de la commande MCS à répondre aux différents types de variation paramétriques (la résistance statorique, le moment d'inertie et de la charge), Les résultats obtenus sont nettement meilleurs. Ces résultats ont permis d'illustrer, tant au niveau des performances que de la robustesse, l'efficacité de la commande adaptative dans les entraînements électriques avec moteur à induction.

Conclusion générale et perspectives

CONCLUSION GENERALE

Cette thèse a pour but d'apporter une contribution au contrôle direct du couple du moteur à induction et de concevoir une commande robuste face aux incertitudes paramétriques. Après avoir donné un bref aperçu sur la commande par DTC. On essaie d'améliorer les inconvénients de cette méthode de commande. D'abord, la méthode DTC-SVM est capable de travailler avec une fréquence constante du convertisseur de puissance. Ce fonctionnement est assuré par l'utilisation d'une modulation MLI vectorielle pour laquelle, à chaque période de modulation, sont appliqués deux vecteurs actifs de tension et un vecteur de tension nulle. Avec cette technique, les oscillations de couple et de flux sont réduites.

La réponse dynamique du système a été également améliorée. Un autre objectif à réaliser était d'obtenir une méthode de commande simple et facilement réglable on a proposé une structure parallèle de la DTC. Cette commande possède les avantages du contrôle vectoriel et du contrôle direct du couple et permet de surpasser les problèmes des deux méthodes. Les régulateurs proportionnel-intégral et la technique de modulation vectorielle sont employés pour obtenir une fréquence de commutation fixe et moins de pulsations de couple et de flux.

Dans ce travail, nous avons aussi développé une autre technique qui réduit les oscillations de couple, cette technique que nous avons appelé DTC basée sur la linéarisation entrée-sortie ou les tables de vérité et les hystérésis ont été éliminées. Ce qui supprime notamment les contraintes de scrutation rapide de ces derniers. Cette méthode améliore d'une façon significative les oscillations du couple et du flux.

Les propriétés de robustesse sont peu garanties face aux incertitudes paramétriques. Il s'agit de développer des lois de commande adaptatives pour résoudre les problèmes de poursuite des systèmes non linéaires incertains et perturbés.

La commande adaptative à synthèse minimale peut remédier à ce problème. L'ensemble des résultats obtenus a montré satisfaction quand aux performances atteintes par le système. Celles-ci sont traduites par la robustesse de la commande vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine et du couple de charge. Par ailleurs, la commande assure une bonne poursuite des variations même en présence de perturbation de charge.
PERSPECTIVES

L'ensemble de nos réflexions et de nos études nous conduit à présenter quelques perspectives à ce travail.

L'implémentation de la méthode de commande DTC-SVM basée sur la linéarisation entrée-sortie sur une carte de contrôle DSPACE serait intéressante.

Il est proposé une continuation de la recherche dans le domaine de la commande DTC basée sur la linéarisation entrée-sortie par l'utilisation de la méthode du backstepping.

Références Bibliographiques

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Machine", IEEE Trans. Industry Application, vol. 22, pp. 820- 827, Sep/Oct 1986.
- [2] M. Depenbrok, "Direct Self-Control (DSC) of Inverter fed Induction Machine," IEEE Trans. Power Electron., vol. PE-3, pp. 420-429, Oct 1988.
- [3] S. Belkacem, F. Naceri and R. Abdessemed, "Improvement in DTC-SVM of AC Drives Using a New Robust Adaptive Control Algorithm" Accepted for Publication at the International Journal of Control Automation and System, IJCAS, vol. 9, no. 2, 2011.
- [4] S. Belkacem, F. Naceri, R. Abdessemed, "A Novel Robust Adaptive Control Algorithm and Application to DTC-SVM of AC Drives", Serbian Journal of Electrical Engineering (SJEE), vol. 7, no. 1, Serbia, pp. 21-40, May 2010.
- [5] S. Belkacem, F. Naceri, R. Abdessemed, "Robust Nonlinear Control for Direct Torque Control of Induction Motor Drive Using Space Vector Modulation", Journal of Electrical Engineering, vol. 10, no. 3, pp. 79-87, Sep 2010.
- [6] M. Hajian, J. Soltani, G. Arab Markadeh and S. Hosseinnia, "Adaptive Nonlinear Direct Torque Control of Sensorless IM Drives With Efficiency Optimization", IEEE transactions on industrial electronics, vol. 57, no. 3, pp. 975-958, 2010.
- [7] H. Masood, S. Jafar, A. M. Gholamreza, H. Saeed, "Input-Output Feedback Linearization of Sensorless IM Drives with Stator and Rotor Resistances Estimation", Journal of Power Electronics, vol. 9, no. 2, Korea, pp. 654-666, 2009.
- [8] Z. G. H Abootorabi, R. Arab Markadeh, J. Soltani, "Direct Torque Control of Synchronous Reluctance Motor using Feedback Linearization Including Saturation and Iron Losses", Epe Journal, vol .19, no. 3, 2009.
- [9] Z. G. H. Abootorabi, R. Arab Markadeh, J. Soltani, "Direct Torque and Flux Regulation of Synchronous Reluctance Motor Drives Based on Input–Output Feedback Linearization", Energy Conversion and Management Elsevier, vol. 51, pp. 71–80, 2010.
- [10] S. Belkacem, B. Zegueb, 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 (JESTR), vol. 3, no. 1, pp. 168-175, 2010.
- [11] M. O. Hamiti, Réduction des Ondulations de Couple d'une Machine Synchrone à Réluctance Variable. Approches par la Structure et par la Commande, Thèse de Doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, Juin 2009.
- [12] A. Maria, Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones à aimants permanents, Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, 2004.
- [13] S. Belkacem, F. Naceri, R. Abdessemed, "Sensorless DTC-SVM for Induction Motor Drive Using Nonlinear Adaptive Stator Flux Observer", 1st International Conference on Modelling and Simulations, ICOMOS. July 12th - 26th, 2010, bary, Italy.

- [14] S. Belkacem, F. Naceri, "Sensorless DTC-SVM for Induction Motor Drive", The 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic equipment OPTIM 2010, May 20-22, 2010.
- [15] S. Belkacem, F. Naceri, R .Abdessemed, "Speed sensorless DTC of induction motor drives using EKF", ICEEA'08, International Conference on Electrical Engineering and its Applications Sidi Bel-Abbes, May 20 – 21, 2008.
- [16] Z. Zhang, R. Tang, B. Bai, and D. Xie, "Novel Direct Torque Control Based on Space Vector Modulation With Adaptive Stator Flux Observer for Induction Motors", IEEE transactions on Magnetics, vol. 46, no. 8, pp. 3133–3136, 2010.
- [17] F. Heydari, A. Sheikholeslami, K. G. Firouzjah, S. Lesan, "Predictive field-oriented control of PMSM with space vector modulation technique", Electr. Electron. Eng, China, vol. 5, no. 1, pp. 91–99, 2009.
- [18] M. Pacas and J. Weber, "Predictive direct torque control for the PM synchronous machine", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 5, pp. 1350–1356, October 2005.
- [19] R. Arab Markadeh, J. Soltani, "Robust direct torque and flux control of adjustable speed sensorless induction machine drive based on space vector modulation using a PI predictive controller", Electrical Engineering, vol. 88, pp. 485–496, 2006.
- [20] S. H. Kaboli, M. R. Zolghadril, A. Homaifar, "Effects of Sampling Time on the Performance of Direct Torque Controlled Induction Motor Drive", IEEE Power Electronics, pp. 421–426, 2003.
- [21] X. Lin-Shi, Commande des systèmes de conversion d'énergie, Habilitation à diriger des recherches, Frence, Juillet 2007.
- [22] K. B. Lee, J. H. Song, I. Choy, J.Y. Choi, J. H. Yoon, and S. H. Lee, "Torque ripple reduction in DTC of induction motor driven by 3-level inverter with low switching frequency", PESC, pp. 448–453, 2000.
- [23] C. A. Martins, X. Roboam, T.A. Meynard, and A.S. Carvalho, "Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives by using a multilevel converter", IEEE Trans. on Power Electronics, vol .17, no. 2, pp. 286–297, 2002.
- [24] L. Lin, Y. Zou, Z. Wang, H. Jin, X. Zou, H. Zhong, "A DTC algorithm of induction motors fed by three-level inverter with neutral-point balancing control", Proceedings of the CSEE, vol. 27, no. 3, pp. 46–50, 2007.
- [25] F. Hussein, E. Soliman, E. M. Elbuluk, "Direct Torque Control of a Three Phase Induction Motor using a Hybrid PI/Fuzzy Controller", IEEE, pp. 1681-1685, 2007.
- [26] M. Pacas and J. Weber, "Direct Torque Control for the PM Synchronous Machine", Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE, vol. 2, pp. 1249–1254, Novembre 2–6, 2003.
- [27] I. Sarasola, J. Poza, M. A. Rodríguez et G. Abad, "Predictive Direct Torque Control for Brushless Doubly fed Machine with Reduced Torque Ripple at Constant Switching Frequency", IEEE ISIE International Symposium on Industrial Electronics, Juin 2007.
- [28] R. M. Caporal et M. Pacas, "A predictive Torque Control for the synchronous Reluctance Machine Taking Into Account the Magnetic Cross Saturation", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54(2): 1161–1167, Avril 2007.

- [29] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani, "Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines", 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON '94, vol. 1, pp. 299-304, 5-9 Sept 1994.
- [30] J. K. Kang, D. W. Chung, S. K. Sul, "Direct Torque Control of Induction Machine with Variable Amplitude Control of Flux and Torque Hysteresis Bands", IEEE/IEMD Int. Conf, pp. 640-642, 1999.
- [31] V. Ambrozic, G. S. Buja, R. Menis, "Band-constrained technique for direct torque control of induction motor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, no.4, pp. 776–784, 2004.
- [32] R. K. Behera and S. P. Das, "Improved direct torque control of induction motor with dither injection", vol. 33, no. 5, pp. 551–564, October 2008.
- [33] L. Romeral, A. Arias, E. Aldabas, and M.G. Jayne, "Novel direct torque control (DTC) scheme with fuzzy adaptive torque ripple reduction", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 50, no. 3, pp. 487–492, 2003.
- [34] J. Zhijun, H. Shimiao, C. Wenhui, "A New Fuzzy Logic Torque Control Scheme Based on Vector Control and Direct Torque Control for Induction Machine", (ICICIC'08), 2008.
- [35] S. Xi Liu, M. Yu W, Y. Guang Chen, S. Li, "A Novel Fuzzy Direct Torque Control System for Three-level Inverter-fed Induction Machine", International Journal of Automation and Computing, vol. 7, no. 1, pp. 78-85, February 2010.
- [36] C. A Martins, X Roboam, T.A Meynard, A.S Carvalho, "Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives", IEEE Trans. Power Electron, vol. 17, no. 2, pp. 286 – 297, March 2002.
- [37] K. B. Lee and F. Blaabjerg, "Improved Direct Torque Control for Sensorless Matrix Converter Drives with Constant Switching Frequency and Torque Ripple Reduction ", International Journal of Control, Automation, and Systems (IJCAS), vol. 4, no. 1, pp. 113-123, February 2006.
- [38] F. Morel, Commandes Directes Appliquées à une Machine Synchrone à Aimants Permanents Alimentée par un Onduleur Triphasé à Deux Niveaux ou par un Convertisseur Matriciel Triphasé, Thèse de Doctorat de L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, 2007.
- [39] J. Lara, A. Cabello, V. Guzman, M. Gimenez and J. Restrepo, "Induction Motor Direct Torque Control Using Matrix Converters", Proceedings of the 41st International Conference UPEC '06, vol. 1, pp. 383–387, September 6–8, 2006.
- [40] Z. Chunmei, L. Heping, C. Shujin, W. Fangjun, "Application of neural networks for permanent magnet synchronous motor direct torque control", Journal of Systems Engineering and Electronics Elsevier, vol. 19, no. 3, pp. 555–561, 2008.
- [41] P. Ponce, D. M. Aguilar, and A. Monroy, "Using Artificial Neural Networks in the Induction Motor DTC Scheme", 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen, Germany, pp. 3325-330, 2004.
- [42] Y. V. Siva Reddy, M. Vijayakumar and T. Brahmananda, "Direct Torque Control of Induction Motor Using Sophisticated Lookup Tables Based on Neural Networks", AIML Journal, vol. 7, no. 1, June 2007.
- [43] E. Al-radadi, "Direct Torque Neuro-fuzzy Speed Control of an Induction Machine Drive Based on a New Variable gain PI Controller", Journal of Electrical Engineering, vol. 59, no. 4, 2009.

- [44] P. Z. Grawbowski, M. P. Kazmierkowski, B. K. Bose, F. Blaabjerg, "A Simple Direct-Torque Neuro-Fuzzy Control of PWM Inverter Fed Induction Motor Drive", IEEE transactions on Industrial Electronics, vol. 47, pp. 863-870, August 2000.
- [45] M. Romero, J. H. Braslavsky and M. I. Valla, "Ripple reduction in direct torque and flux control of induction motors via sliding modes", Latin American Applied Research, vol. 37, pp. 289-297, 2007.
- [46] C. Bharatiraja, S. Jeevananthan, R. Latha, "A Novel Space Vector Pulse Width Modulation Based High Performance Variable Structure Direct Torque Control Evaluation of Induction Machine Drives", International Journal of Computer Applications, vol. 3, no. 1, pp. 33-38, June 2010.
- [47] W. Huangang, X. Wenli, Y. Geng, L. Jian, "Variable Structure Torque Control of Induction Motors Using Space Vector Modulation", Electrical Engineering, vol. 87, pp. 33-38 Springer-Verlag, 2004.
- [48] P. Vas, Sensorless Vector and Direct Torque Control, Clarendon Press, 1998.
- [49] J. Soltani, G. R. A. Markadeh, and N. R. Abjadi, "A new adaptive direct torque control (DTC) scheme based-on SVM for adjustable speed sensorless induction motor drive," in ICEMS, Seoul, Korea, Oct. 8–11, pp. 497–502, 2007.
- [50] A. Khedher, M. F. Mimouni, "Sensorless Adaptive DTC of Double Star Induction Motor", Energy Conversion and Management, Elsevier, vol. 51, no. 1, pp. 1-15, 2010.
- [51] S. Kaboli, M. R. Zolghadri, S. Haghbin and A. Emadi, "Torque Ripple Minimization in DTC of Induction Motor Based on Optimized Flux Value Determination", the 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (*IECON 2003*). Virginia, USA, pp. 431-435, 2003.
- [52] H. Li, Q. Mo, Z. Zhao, "Research on Direct Torque Control of Induction Motor Based on Genetic Algorithm and Fuzzy Adaptive PI Controller", International Journal on Measuring Technology and Mechatronics Automation, vol. 3, pp. 46-49, 2010.
- [53] M. Bounadja, A.W. Belarbi, B. Belmadani, "Stratégie Modifiée du Contrôle Direct de Couple d'une Machine à Induction avec Modulation Vectorielle pour l'Alterno–Démarreur Intégré",
- [54] M. P. Kazmierkowski, A. B. Kasprowicz, "Improved direct torque and flux vector control of PWM inverter-fed induction motor drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 42, no. 4, pp.344-350, Aug. 1995.
- [55] C. Carloss de Wit, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Edition Hermes Sciences Europe, 2000.
- [56] J. P. Caron, J. P. Hautier, Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone, Edition Technip-Paris, 1995.
- [57] G. Grellet et G. Clerc, Actionneurs Electriques Principes Modèles Commandes, Editions Eyrolles, 1997.
- [58] A. Jidin, N.R.N. Idris, A. H. M. Yatim, "Study on Stability and Performances of DTC Due to Stator Resistance Variation" The 5th Student Conference on Research and Development SCOReD, Malaysia, 2007.
- [59] M. E. Haque, and M. F. Rahman, "The Effect of Stator Résistance Variation on Direct Torque Controlled of an Induction Motor", Australia, 2003.
- [60] M. Aktas, H. Okumus, "Stator resistance estimation using ANN in DTC IM drives", Turk Jour Elec Eng & Comp Sci, vol. 18, no. 2, pp. 197- 210, 2010.

- [61] B.K. Bose, Power Electronics and AC Drives, Edition Pretice-Hall, 1986.
- [62] G. Seguier, et F. Labrique, Les Convertisseurs de L'électronique de Puissance, Commande et Comportement Dynamique, Edition Tec.Doc, Paris Cedex, 1998.
- [63] S. Panda, A. Mishra, B. Srinivas, "Control of Voltage Source Inverters Using PWM/SVPWM for Adjustable Speed Drive Applications", A dissertation Department of Electrical Engineering National Institute of Technology, Rourkela, May 2009.
- [64] B. Akin, State Estimation Techniques for Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motors, M.Sc. Thesis EE Dept, METU, Aug 2003.
- [65] M. Jasinski, D. Swierczynski, M. P. Kazmierkowski, "Novel Sensorless Direct Power and Torque Control of Space Vector Modulated AC/DC/AC Converter", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, vol. 2, pp. 1147-1152, 2004.
- [66] J. Lee, C. G. Kim, M. J. Youn, "A dead-beat type digital controller for the direct torque control of an induction motor", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, pp. 739 – 746, Sept 2002.
- [67] K. V. Kumar, P. A. Michael, J. P. John and S. S. h Kumar, "Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter, ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, vol. 5, no. 7, pp. 61-74, July 2010.
- [68] D. Swierczyski, Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, Ph.D. Thesis, Warsaw, Poland, 2005.
- [69] M. Zelechowski, Space Vector Modulated Direct Torque Controlled (DTC-SVM) Inverter-Fed Induction Motor Drive, Ph.D Thesis, Warsaw University of Technology, 2005.
- [70] K. Zhou and D. Wang, "Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis, IEEE transactions on industrial electronics, vol. 49, no. 1, pp. 186-196, February 2002.
- [71] A. S. Kwasinski, P. T. Krein, and P. L. Chapman, "Time Domain Comparison of Pulse-Width Modulation Schemes", IEEE power electronics, vol. 1, no. 3, pp. 64-68, September 2003.
- [72] W. F. Zhang and Y. H. Yu, " Comparison of Three SVPWM Strategies", Journal of electronic science and technology of china, vol. 5, no. 3, pp. 283-297, September 2007.
- [73] Y. Srirattanawichaikul, W. Srirattanawichaikul, and S. Premrudeepreechacharn, "Reduction of Torque Ripple in Direct Torque Control for Induction Motor Drives Using Decoupled Amplitude and Angle of Stator Flux Control", ECTI Transactions on Electrical Eng. Electronics and Communications, vol. 8, no. 2, pp. 187-196, August 2010.
- [74] A. Isidori, Nonlinear Control Systems, Springer-Verlag. New York, 2nd Ed, 1989.
- [75] J. E. Slotine, W. Li, Applied Nonlinear Control, Prentice-Hall, 199 1.
- [76] R. Marino, P. Tomei, C. M. Verrelli, "Adaptive output feedback tracking control for induction motors with uncertain load torque and resistances", International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), pp. 419-424, 2010.
- [77] D. Karagiannis, A. Astolfi, R. Ortega, M. Hilairet, "A Nonlinear Tracking Controller for Voltage-Fed Induction Motors With Uncertain Load Torque", IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 17, no. 3, pp. 608 – 619, 2009.
- [78] G. Scorletti, G. Binet et E. Pigeon, Commande Numérique par Placement de Pôles, Cours de Maîtrise de l'Université de Caen, France, 2004.

- [79] A. Kaddouri, Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents, Thèse présentée à la faculté des études supérieures de l'université laval pour l'obtention du grade de Philosophie Doctor (Ph.D), Novembre 2000.
- [80] I. D. Landau, "Model reference adaptive controllers and stochastic self-tuning regulator-A unified approach", Journal of Dynamic Systems, Measurement and control, vol. 103, pp. 404-416, 1981.
- [81] D. Landau, Commande adaptative : Aspects Pratiques et Théoriques, Masson, 1986.
- [82] N. S. Amirouche, Contribution a la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone a aimants permanents, Thèse de doctorat d'Etat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007
- [83] K. Halbaoui, D. Boukhetala, and F. Boudjema, "A New Robust Model Reference Adaptive Control for Induction Motor Drives Using a Hybrid Controller", SPEEDAM International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, pp. 1109-1113, 2008.
- [84] S. M. Gadoue, D. Giaouris, J.W. Finch, "Tuning of PI speed controller in DTC of induction motor based on genetic algorithms and fuzzy logic schemes", Proceedings of the 5th International Conference on Technology and Automation, pp. 85–90, 2005.
- [85] A. Miloudi, E. A. Al-radadi, A. D. Draou, "A Variable Gain PI Controller Used for Speed Control of a Direct Torque Neuro Fuzzy Controlled Induction Machine Drive", Turk Jour Elec Engin, vol. 15, no. 1, pp. 37-49, 2007.
- [86] L. Th, H. Suh, "Adaptive Controller Design for a Synchronous Reluctance Motor Drive System With Direct Torque Control", IET Electr Power Appl, vol. 90, no. 5, pp. 815–824, 2007.
- [87] S. Maiti, C. Chakraborty and S. Sengupta, "Simulation Studies on Model Reference Adaptive Controller Based Speed Estimation Technique for the Vector Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Simulation Modelling Practice and Theory, Elsevier ,vol. 17,no. 4, pp. 585-596, 2009.
- [88] S. M. Gadoue, D. Giaouris, J.W. Finch, "Artificial Intelligence-Based Speed Control of DTC Induction Motor Drives-A Comparative Study", Electric Power Systems Research Elsevier, vol. 79, pp. 210–219, 2009.
- [89] F. Naceri and S. Belkacem, "A New Robust Approach to MCS Algorithms. Application to an AC Machine," Archives of electrical engineering (AEE), Poland, vol. 56, no. 2, pp. 163-178, 2006.
- [90] W. S. H. Wong, W.K.S. Pao and D. Holliday, "Minimal Controller Synthesis Adaptive Control for Direct Torque Controlled Induction Motor Drives", First International Power and Energy Conference PECon, pp. 330-336, Malaysia, November 28-29, 2006.
- [91] A. Hussain, Contribution a la commande adaptative robuste par modes glissants, Thèse de Doctorat de l'Université de Reims Champagne Ardenne, Frence, Décembre 2009.
- [92] R. Marino, P. Tomei, C. M. Verrelli, "An Adaptive Tracking Control from Current Measurements for Induction Motors with Uncertain Load Torque and Rotor Resistance" Automatica Journal, vol. 44, pp. 2593–2599, 2008.

LISTE DES COMUNICATIONS ET PUBLICATIONS

- [1] S. Belkacem, F. Naceri and R. Abdessemed, "Improvement in DTC-SVM of AC Drives Using a New Robust Adaptive Control Algorithm" Accepted for Publication at the International Journal of Control Automation and System, IJCAS, vol. 9, no. 2, 2011.
- [2] S. Belkacem, F. Naceri, R. Abdessemed, "Robust Nonlinear Control for Direct Torque Control of Induction Motor Drive Using Space Vector Modulation", Journal of Electrical Engineering, vol. 10, no. 3, pp. 79-87, Sep 2010.
- [3] S. Belkacem, A. Betta, F. Naceri, "Speed Sensorless DTC for Induction Motor based on an Improved Adaptive Flux Observer", Journal ACTA ELECTROTEHNICA, vol. 46, no. 2, pp. 51-58, 2005.
- [4] S. Belkacem, Naceri, R. Abdessemed, "Estimation of Speed and Stator Flux for Sensorless DTC of Induction Motor Using EKF Algorithm", Information and Communication Technologies International Symposium (ICTIS'07), April 3-5, Morocco, 2007.
- [5] S. Belkacem, F. Naceri, R. Abdessemed, "Performance Analysis of a Speed Sensorless Induction Motor Drive based on DTC scheme ", Proceedings of the International Conference on Modeling and Simulation, 28-30, Konya, TURKEY. pp, 83-88, August 2006.
- [6] S. Belkacem, F. Naceri and R. Abdessemed, "Improvement in DTC-SVM of AC Drives Using a New Robust Adaptive Control Algorithm", The 10th international conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA'2009) December 20-22, pp. 392-410, 2009, Hammamet, Tunisia.
- [7] S. Belkacem, F. Naceri, R. Abdessemed, "A New Control Strategy by Combining Direct Torque Control with Feedback Linearization for Induction Motor Drive", The 11th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic control and Computer Engineering (STA'2010) December 20-22, 2010, Hammamet, Tunisia.

Annexe

SPECIFICATIONS

A. Paramètres du moteur asynchrone utilisé

Symboles	Description	Valeurs	Unités
R _s	Résistance statorique	1.2	Ω
R _r	Résistance rotorique	1.8	Ω
L_{s}	Inductance statorique	0.1554	Н
L_r	Inductance rotorique	0.1568	Н
T_r	Constante de temps rotorique	0.0871	S
М	Inductance Mutuelle	0.15	Н
J	Inertie du moteur	0.07	$Kg.M^2$
f	Coefficient de frottement	0.000	N.m/rd/s
р	Nombre de paires de pôles	2	
$\Phi_{ m ref}$	Flux de réference	1.1	Wb
P _n	Puissance nominale	4	kW
ω _n	Vitesse nominale	150	rd/s
$\Gamma_{\rm e}$	Couple électromagnétique	25	N.m

Improvement in DTC-SVM of AC Drives Using a New Robust Adaptive Control Algorithm

Sebti Belkacem, Farid Naceri, and Rachid Abdessemed

Abstract: In this paper a new robust adaptive speed controller algorithm for AC motor drives is presented. The main feature of this algorithm is that minimum synthesis is required to implement the strategy. MCS algorithm is a significant development of MRAC. The stability of the proposed system is achieved through Popov's Hyperstability criteria. The new algorithm appeared to be robust in the face of totally unknown plant dynamics, external disturbances and parameter variations with the plant. Finally, a new approach has been successfully implemented on DTC-SVM. Extensive simulation results are presented to validate the proposed technique. The system is tested at different speeds and a very satisfactory performance has been achieved.

Keywords: DTC-SVM, minimum controller synthesis (MCS), parameter variation, robust approach.

1. INTRODUCTION

The industrial application areas of the direct torque control (DTC) scheme have been increased due to several factors such as quick torque response and robustness against the motor parameter variations [1,2]. The conventional DTC algorithm using the hysteresis based voltage switching method has relative merits of simple structure and easy implementation. The performance of such a scheme depends on the error band set between the desired and measured torque and stator flux values. In addition, in this control scheme, the inverter switching frequency is changed according to the hysteresis bandwidth of flux and torque controllers and the variation of speed and motor parameters. Superior motor performance is achieved by narrower hysteresis bands especially in the high speed region. However, these bands cannot be set too small for the protection of the inverter power switching devices. As a result, this approach will not be suitable for high power drives such as those used in tractions, as they require good torque control performance at considerably lower frequency [3-5]. For such high power industrial applications, if in the DTC the hysteresis bands of the controllers become relatively wide, with the low inverter switching frequency, the resulting motor torque pulsations become high up to an undesired level.

To overcome the above problems, some researchers

© ICROS, KIEE and Springer 2011

have suggested, the DTC scheme using the space vector modulation (SVM) techniques [6-10]. In [7] a control method has been discussed that allows constant switching frequency operation and uses two PI controller in order to generate the inverter reference voltage in the IM stator flux reference frame. In this control scheme, a PI speed controller is also used to produce the torque reference signal. The control scheme in [7] is not robust to parameters uncertainty, especially to the stator resistance variations. In addition, it is needed to on-line transform the machine variables from a stationary reference frame to the stator flux reference frame and vice-versa.

To control the speed of an induction motor driven by the DTC-SVM. The Proportional-Integral controller is always the preferred choice as highlighted by [11]. This is because the implementation of the PI controller requires minimal information about the motor, where the controller gains are tuning [12,13] until a satisfactory response is obtained. However, the induction motor is naturally a non-linear system and is subjected to parameter variations, external disturbances and nonlinear loads. PI controller may not give satisfactory performance when subjected to these conditions as shown by [14,15] this has prompted the development of a more robust adaptive controller for AC motor drives.

Much effort has been devoted to developing robust adaptive control for AC motor drives. As consequence, a number of robust adaptive control methods have been developed and many robustness results have been obtained.

Lorenz and Lawson have proposed a (MRAC) as a solution to the problem of on-line tuning of the field oriented induction machine drive [16]. By using a Proportional-Integral controller in a feedback to modulate the slip constant, the error between the desired torque and the calculated torque is equal to zero and the system actively pursues field oriented. Like the other methods, machine inductance ratios must be known or

Manuscript received Mach 16, 2009; revised February 19, 2010 and August 10, 2010; accepted September 24, 2010. Recommended by Editor Young II Lee.

Sebti Belkacem is with LEB-Research Laboratory, Department of Electrical Engineering, Batna University, Street Chahid Med El Hadi Boukhlouf, 05000, Batna, Algeria, (e-mail: Belkacem_sebti @yahoo.fr).

Farid Naceri and Rachid Abdessemed with LEB-Research Laboratory, Department of Electrical Engineering, Batna University, Street Chahid Med El Hadi Boukhlouf, 05000, Batna, Algeria (e-mails: f.naceri@univ-batna.dz, r.abdessemed@lycos.com).