

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE: AUTOMATIQUE

THEME

**"Modélisation et Simulation d'une Commande Directe
du Couple (DTC) appliquée à la Machine asynchrone
sans capteur de vitesse"**

Proposé et dirigé par :

- M. BERRABAH Fouad

Présenté par :

- MELIANI Slimane

Année Universitaire: 2012/2013

N° d'ordre: 072



Remerciements

*Nous tenons à remercier tout d'abord **ALLAH** le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.*

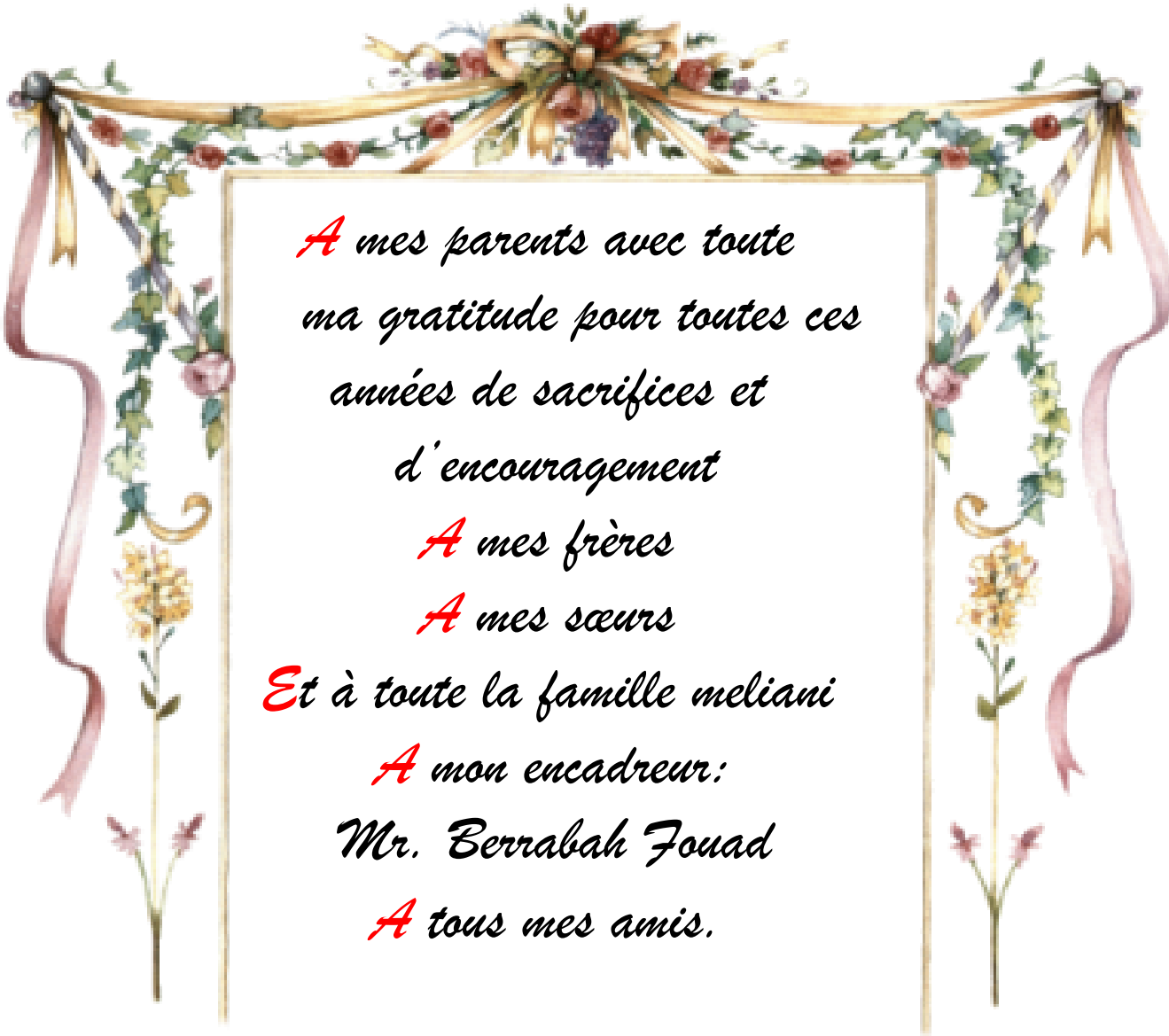
*Nous tenons de remercier Monsieur **berrabah Fouad**, pour avoir encadré nos travaux de fin d'étude. A travers ce mémoire, nous adressons nos reconnaissances à tous nos enseignants qui ont contribué à notre formation depuis la première classe du primaire jusqu'à aujourd'hui.*

Nous remercions tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail et pour l'intérêt qu'il porte à ce dernier

Nous tenons à remercier vivement toutes les personnes qui nous ont aidés à élaborer et réaliser ce mémoire.

Et enfin Nous tenons à remercier également tous nos collègues de la promotion 2013 pour leur d'aide inestimable.

Dédicace



*A mes parents avec toute
ma gratitude pour toutes ces
années de sacrifices et
d'encouragement*

A mes frères

A mes sœurs

Et à toute la famille meliani

A mon encadreur:

Mr. Berrabah Fouad

A tous mes amis.

Sommaire

Remerciements.....	i
Dédicace	ii
Sommaire.....	vi
Notations et symboles.....	vii
Liste des tableaux et figures.....	viii
Introduction Générale	1

Chapitre I Etat de l'art et Modélisation de la machine asynchrone (MAS)

I.1Etat de l'art	4
I.1.1 Introduction	4
I.1.2 Commande scalaire.....	4
I.1.3 Commande vectorielle à flux orienté (FOC).....	5
I.1.4 Commande directe du couple (DTC).....	6
I.1.5 Commande non linéaire (CNL).....	7
I.1.6 Commande par mode glissant (CMG)	7
I.2 Modélisation de la machine asynchrone à induction	7
I.2.1 Introduction	7
I.2.2 Constitution et fonctionnement de la machine asynchrone tournante.....	8
I.2.2.1 Le stator.....	8
I.2.2.2 Rotor.....	8
I.2.3. Principe de fonctionnement.....	9
I.2.4. Hypothèses simplificatrices.....	9
I.2.5.Equations générales.....	10
I.2.5.1.Equations électriques.....	10
I.2.5.2.Équations magnétiques.....	10
I.2.5.3.Équations mécaniques.....	11
I.2.6. Modélisation dans le repère de Park	11
I.2.6.1. Équations électriques.....	12
I.2.6.2. Équations manétiques.....	12
I.2.6.3. Équations mécanique.....	13
I.2.6.4. Représentation d'état.....	13
I.2.7.Choixdu référentiel.....	13
I.2.8.Simulation De La Machine Asynchrone.....	14
I.2.8.1Interprétation de srésultats de simulation	15
I.3. Conclusion.....	16

Chapitre II Modélisation de l'alimentation de la machine MAS

II.1. Introduction	18
--------------------------	----

II. modélisation de convertisseur statique	18
II.2.2. Modélisation du redresseur triphasé	18
II.2. Modélisation du filtre.....	20
II.4. Converteur continue-alternative (onduleur).....	21
II.5. Stratégies de commande MLI sinusoïdale.....	22
II.6. Résultat de simulation de l'association (redresseur-filtre-Onduleur)	23
II.7. Conclusion	24

Chapitre III

Commande directe du couple (dct)

III.1. Introduction	26
II.2 PRICIPE D'UNE CONTROLE DIRECT DU COUPLE	26
II.3. Caractéristiques générales d'une commande directe de couple	27
II.3.1. Avantages de la commande directe de couple.....	27
II.3.2. Inconvénients de la commande directe de couple.....	28
III.4. Contrôle du flux statorique.....	28
III.5. Contrôle du couple électromagnétique:.....	30
III.6. application de l'onduleur de tension a deux niveaux	32
III.6.1 Sélection du vecteur tension V_s :.....	33
III.6.2 Estimation du flux statorique :.....	35
III.6.3 Estimation du couple électromagnétique:.....	35
III.7 ELABORATION DES CONTROLEURS:	35
III.7.1. Elaboration des contrôleurs:.....	35
III.7.2 Le comparateur de couple a deux niveaux:.....	37
III.8. STRATEGIES DE COMMUTATION DANS LA DTC	37
III.8.1 Elaboration des tables de commande	38
III.8.1.1 Table de commande du flux :.....	38
III.8.1.2 Table de commande du couple :.....	38
III.8.2 Elaboration des tables de commutation :.....	38
III.8.2.1 Table de commutation avec les vecteurs tensions active.....	39
III.8.2.2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions nulles	39
III.9. schéma bloc	40
III.9.1 Résultats de simulation	40
III.9.2. Inversion du sens de rotation de vitesse	43
III.10 CONCLUSION	44

Chapitre IV: COMMANDE (DTC) SANS CAPTEUR DE VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE(MAS)

IV.1 Introduction	46
IV.2 Notions d'estimation et observation	46
IV.3 Les méthodes de commande sans capteur mécanique	47
IV.3.1 Méthodes avec Modèle.....	47

IV.3.1.1 Méthodes à base d'estimateur.....	47
IV.3.1.1.1 La loi d'autopilotage	47
IV.3.1.1.2 Estimation de la vitesse par la technique MRAS.....	47
IV.3.1.2 Méthodes à base d'observateur.....	47
IV.3.2 Méthodes sans modèle	47
IV.3.2.1 Estimation de la vitesse à partir des saillances de la machine.....	47
IV.3.2.2 Estimation basée sur l'intelligence artificielle.....	48
IV.4 Estimation adaptative de la vitesse avec modèle de référence (MRAS).....	48
IV.4.1 Modèle de référence.....	49
IV.4.2 Modèle ajustable (adaptatif).....	50
IV.4.3 Mécanisme d'adaptation.....	50
IV.4.4 Synthèse du correcteur.....	51
IV.5 comparaison les résultats de Simulation de la technique MRAS à la DTC.....	53
V.6 Conclusion.....	55
Conclusion générale.....	57

Annexe : les paramètres de la machine asynchrone

Références bibliographique

NOTATION ET SYMBOLES

MAS : Machine Asynchrone.

DTC : Direct Torque Control ou (Côntrole direct du couple).

PI : Correcteur proportionnel-intégrateur.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

^ Symbole pour une grandeur estimé.

s, r : Indices correspondants au stator et rotor.

a, b, c : Indices correspondants aux trois phases a, b, c.

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions d'alimentation des phases statoriques.

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Tensions d'alimentation des phases rotoriques.

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} : Courants statoriques.

I_{ra}, I_{rb}, I_{rc} : Courants rotoriques.

Φ_{sa}, Φ_{sb}, Φ_{sc} : Flux statoriques.

Φ_{ra}, Φ_{rb}, Φ_{ra} : Flux rotoriques.

R_s, L_s : Résistance et inductance propre d'une phase statorique.

R_r, L_s : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.

M_{sr}, M_{rs} : Inductances mutuelles entre une phase du stator et une phase du rotor.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : Angle électrique.

(α, β) : Axes fixés au stator.

(x, y) : Axes fixés au rotor.

(d, q) : Axes fixés par rapport au champ tourant.

[P] : Matrice de transformation de PARK.

W_s : Pulsation statorique.

W_r : Pulsation rotorique.

P : Nombre de pair de pôles.

C_r : Couple résistant.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

σ : Coefficient de dispersion.

T_s : Constante de temps statorique.

T_r : Constante de temps rotorique.

[A] : Matrice de transition.

[B] : Matrice de commande.

V_{eff} : Valeur efficace de tension.

S : Opérateur dérivée de LAPLACE.

K_p : Facteur de proportionnalité.

K_i : Facteur intégral.

τ_i : Constante de temps $\frac{K_p}{K_i}$

Table de figure

Figure.I.1.Schéma classique de commande scalaire.....	5
Figure.I.2.Schéma classique de commande vectorielle	6
Figure.I.3.Synoptiquedelacommande DTCclassique2-niveaux	6
Figure.II.4.Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.	9
Figure.II.5 Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé.....	12
Figure.II.6: Schéma bloc de la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré.	14
Figure.II.7:Réponse de la MAS lors l'application d'une $C_r=10$ N.m à ($t=2$ s)	14
Figure.II.1. Schéma de principe de convertisseur statique	18
Figure.II.2: Redresseur triphasé à diode.	19
Figure.II.3. Tension à la sortie du redresseur	19
Figure.II.4. Le filtre LC.	20
Figure.II.5. Tension de redresseur, (a) avant le filtrage, (b) après le filtrage.	21
Figure.II.6. Schéma d'un onduleur de tension triphasé	21
Figure.II.7. Schéma de modélisation de l'onduleur sur Matlab.	22
Figure.II.8. Schéma de principe de MLI	23
Figure.II.9. Tensions de références et de porteuse.	23
Figure.II.10. Le signale $S(t)$ à la sortie de bloc MLI.	24
Figure.II.11. Tension simple à la sortie de l'onduleur.	24
Figure. III. 1: Schème du contrôle direct du couple-onduleur à deux niveaux.	27
Figure.III.2:Exemple d'évolution de l'extrémité de (ϕ_s).	29
Figure.III.3.a.:Application d'une vectrice tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.	30
Figure.III.3.b.: Application d'une vectrice tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.	30
Figure.III.4. :Trajectoire du flux statorique.	30
Figure.III.5: Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation.	32
Figure.III.6: Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de la vitesse de rotation.	33
Figure.III.7: Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.	32
Figure.III.8: Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$	33
figure. III. 9: Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$	34
figure.II.10 : Sélection des vecteurs V_s correspondent au contrôle De l'amplitude ϕ_s	36
Figure.III.11 : Control à hysteresis à deux niveaux.	36
Figure.III.12: contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur hystérésis a deux niveaux.	37
Fig.III.13: Schéma bloc de simulation de la DTC.	40
Figure.III.14:Résultat de simulation avec correcteur du couple à deux niveaux Et sans régulateur de vitesse.	42

Figure.III.15: Résultat de simulation avec correcteur à deux niveaux et avec régulateur de vitesse. ...	43
Figure.I.16: Résultat de simulation de la DTC lors de l'inversion vitesse.	44
Figure.IV.1 : Schéma de principe représentant la différence entre l'observateur et l'estimateur.	46
Figure.IV.2) : Estimation de la vitesse de la machine asynchrone par la technique (MRAS).	48
Figure.IV.3; synthèse du correcteur de vitesse	52
Figure.IV.4 : commande DTC sans capteur mécanique basée sur l'estimateur (MRAS)	53
Figure.VI.5 : Réponse du système à vide et en charge avec estimation de la vitesse par la technique (MRAS)	54
Figure.VI.6 : Réponse du système à vide et en charge avec la variation de la vitesse.	55

Liste des tableaux

Tableau (III.01) : Table de commutation généralisée.	38
Tableau (III.02) : Table de commande du flux.	38
Tableau (III.03) : Table de commande du couple.	38
Tableau (III.04) : Table de commutation avec les vecteurs tensions active	39
Tableau (III.05) : Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles.	39

Introduction générale

Introduction Générale

La machine à courant continu a régné en maître jusqu'à ces dernières années car bien que le coût de fabrication soit assez élevé, les possibilités de réglage (découplage naturel entre le courant dans l'induit et le flux) sont simples à mettre en œuvre, mais la présence du système collecteur – balais limite sa puissance, sa vitesse, et exige une maintenance permanente, comme l'interdit de son emploi dans les domaines poussiéreux et explosif. [1].

La machine asynchrone (MAS), de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par N. TESLA, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, c'est pourquoi elle a été utilisée depuis longtemps dans les entraînements à vitesse constante. La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Ses principaux avantages résident dans l'absence de bobinage rotorique (machine à cage), structure simple, robuste et facile à construire. Son domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts, reliée directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, elle tourne à vitesse peu inférieure de la vitesse de synchronisme on dit alors qu'il y a glissement. Grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance et de la microinformatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor Considérable. Cet avantage a joué en faveur de la MAS, car actuellement elle est utilisée pour la réalisation de la majorité des entraînements à vitesse variable.

En effet, la première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles.

La commande vectorielle (FOC) constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant, sa plage s'étend des petites puissances jusqu'aux entraînements de grandes puissances. Elle est l'évolution du contrôle scalaire tout en maintenant ses performances en régimes transitoires. La grande différence entre ces deux stratégies de commande, réside dans le fait que pour un contrôle vectoriel les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, la dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance paramétrique.

Mais cette évolution de réglage et l'augmentation des performances en dynamique, se payent Chères. Le fait qui a conduit d'autres chercheurs à trouver des commandes aussi performante et moins coûteuse, ces efforts en étaient récompensés par l'introduction de la commande directe du couple (DTC), L'objectif de ce travail est d'effectuer un développement complet d'une commande directe de

couple DTC. Avec une tentative d'amélioration de cette commande. En partant par les différents tableaux de commutation et avec amélioration de niveaux de hystérésis et avec modification qu'il introduit par une augmentation de nombre de secteur, et achevant par des techniques pour supprimer les capteurs. La disponibilité et l'accessibilité directes des résultats, à partir de simulateurs sont nécessaires dans tous les travaux de recherche modernes. Ainsi, dans le cadre de cette étude nous avons choisi de travailler sous environnement Matlab/Simulink.

Organisation du mémoire :

L'objectif principal de ce travail est l'étude de la commande DTC de la machine asynchrone (MAS) sans capteur de vitesse.

Ce mémoire est reparti en quatre chapitres comme suit :

Dans le premier chapitre, nous débiterons par un état de l'art sur les principales méthodes de Commandes qui existent industriellement, notamment la commande scalaire, vectorielle (FOC), la commande directe du couple (DTC), Commande Non Linéaire (CNL) et la Commande Par Mode Glissant (CMG). Nous poursuivrons ensuite par la modélisation du moteur asynchrone en triphasé et diphasé ainsi qu'à sa représentation dans les différents repères, chose qui s'avère indispensable pour étudier la dynamique et le comportement de la machine tant aux régimes transitoires qu'au régime permanent.

Le deuxième chapitre on présentera l'étude de l'onduleur de tension à deux niveaux commandés par la technique MLI vectorielle

Le troisième chapitre présentera l'application du principe de la commande directe de couple par orientation du flux statorique à la MAS. Les résultats de simulation avec des régulateurs classiques seront notamment présentés dans le dernier chapitre. Dans le troisième chapitre, nous avons vu plusieurs méthodes d'estimation et par souci de commande directe de couple sans capteur on choisit l'estimation de la vitesse par un observateur adaptatif MRAS.

Le quatrième chapitre, il contient toutes les résultats obtenues par la simulation des différents applications vues dans les chapitres précédemment.

Ce mémoire sera achevé par une conclusion générale sur la commande proposée de la machine asynchrone, et les travaux qui peuvent être envisagés en perspectives.

Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce travail et ouvrira une perspective afin de guider les initiatives futures d'évolution et de recherche.

Chapitre I

**ETAT DE L'ART ET MODELISATION DE
LA MACHINE ASYNCHRONE**

I.1 ETAT DE L'ART

I.1.1 Introduction

La machine asynchrone de par ses avantages incontestés (simplicité de conception et d'entretien, faible coût, et surtout absence de l'ensemble balais-collecteur), est de loin la machine la plus utilisée en industrie, les chercheurs ne se lassent d'améliorer ses performances tant à la machine elle-même MAS multi phases et à double étoile, MAS à double cage, et à cage profonde, MAS doublement alimentée, MAS utilisés en génératrices ...), qu'à sa commande, autant que permettent les progrès en matières de composants électroniques et matériaux industriels. Par contre le contrôle de la MAS se heurte à une grande complexité physique liée au couplage électromagnétique entre le stator et le rotor. La machine asynchrone a donc été utilisée essentiellement à vitesse constante.

Toute fois le développement des systèmes utilisant les machines asynchrones fonctionnant à fréquence variable a été possible grâce d'une part, au développement des calculateurs puissants tel que les DSP, et les microcontrôleurs facilitant ainsi l'implantation d'algorithmes complexes temps réel dans les systèmes d'informatiques industriels actuels, et d'autre part aux semi-conducteurs de puissance de hautes performances qui constituent les convertisseurs statiques associés aux systèmes de commande. Les problèmes d'alimentations et de calculs étant réglés, de diverses commandes ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes permettant ainsi d'étendre la gamme de puissance d'utilisation de la MAS dans les commandes à vitesse variable et supplanté la machine à courant continu longtemps utilisée. Les commandes les plus fréquentes sont la commande scalaire, la commande vectorielle, et la commande directe du couple.

I.1.2 Commande Scalaire (Loi V/f)

Cette première méthode de commande, la plus ancienne, équipe un grand nombre des variateurs à dynamique relativement lente et ne nécessitant pas de fonctionnement à très basse vitesse avec fort couple par exemple le ventilateur, le compresseur, climatiseur et la pompe ou des performances dynamiques très élevés [2].

Le contrôle du couple et de la vitesse de la machine à induction nécessite le contrôle de son flux magnétique réalisé selon deux méthodes dites directes et indirectes.

Les premières dérivent à partir de sa mesure physique ou de son estimation. Les secondes sont réalisées sur la base du maintien du rapport tension-fréquence égal à une constante, souvent appelées les lois V/f et qui sous entendent généralement toutes les commandes scalaires (Volt/Hertz en anglais).

Le principe de cette commande est fondé sur la modélisation en régime permanent du moteur à induction. En cherchant à maximiser les capacités de couple (C_{max}), le flux doit être maintenu dans une large plage égale à sa valeur nominale correspondant au Maintien du rapport $V/f = \text{constante}$. De par son fondement, cette technique est sensible dans les phases transitoires aux variations paramétriques à savoir la résistance statorique [3].

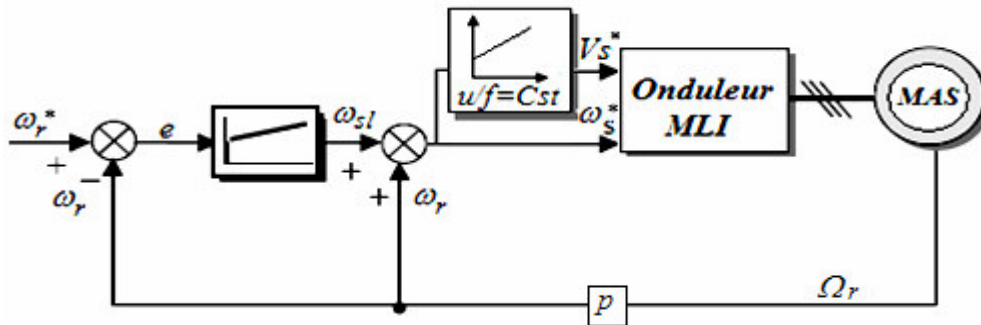


Figure 1.1. Schéma classique de commande scalaire.

I.1.3 Commande Vectorielle Par Orientation Du Flux (FOC)

L'objectif de la commande vectorielle dite par orientation du flux, est d'obtenir de la machine asynchrone des performances comparables à celle d'une machine à courant continu à excitation indépendante où le découplage entre le flux et le couple existe naturellement. Cette approche est largement répandue chez les fabricants de variateurs de vitesse depuis son introduction par Blaschke en 1972 [4]. Elle donne des performances bien meilleures en régime dynamique, et a permis à la commande de la machine asynchrone de connaître une véritable révolution, car jusque-là on n'utilisait que la commande scalaire [5]. Désormais, cette commande constitue aujourd'hui la référence universelle et industrielle en matière de contrôle du couple électromagnétique des machines à courant alternatif [6].

De nombreuses études ont été menées autour de cette base de travail pour obtenir les structures de commande vectorielle [7].

Il existe des méthodes vectorielles directes et indirectes selon la détermination de l'angle de position du flux, ou angle d'orientation. Si cet angle est donné directement à partir des composantes biphasées du flux, ces méthodes sont dites directes, sinon elles sont indirectes et l'angle en question devrait être calculé par l'intégrale de la pulsation du stator déduite à partir de la combinaison linéaire de la pulsation de glissement et la vitesse du rotor. On retiendra donc que les méthodes directes nécessitent un capteur de flux ou son estimation, alors que les méthodes indirectes nécessitent un capteur de vitesse ou son estimation.

I.1.5 Commande Non Linéaire (CNL)

La technique de linéarisation par retour d'état a été introduite depuis les années 80 et elle a été utilisée pour la commande des systèmes non linéaires. Le but de cette approche est de transformer le système, multi entrées non linéaire en un système linéaire en utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie permettant l'application de la méthode des systèmes linéaires.

La linéarisation entrée-sortie par retour d'état est à l'origine de nombreux travaux. On peut citer le travail de Marino et de ces collègues [14] qui ont proposé une commande non linéaire détaillée, pour la linéarisation du comportement E/S d'un moteur à induction avec une adaptation du découplage d'entrée-sortie. L'application industrielle de la théorie du contrôle non-linéaire du moteur à induction est devenue possible grâce à l'utilisation du DSP (Digital System Processor). L'aspect pratique de cette approche non-linéaire est exposé par Von Raumer dans [15] dans lequel il a proposé le contrôle séparé du flux et du couple avec une limitation du courant statorique.

I.1.6 Commande par Mode Glissant (CMG)

La stratégie de commande à structure variable, utilisant les modes glissants a été développée par plusieurs études et recherches [16] pour la commande des moteurs asynchrones, (Utkin 1993, Dunnigan et autres 1998, Benchaib 1998 et Loukianov 2001). La théorie des modes glissants est devenue l'une des éventualités du contrôle de la vitesse et du flux de la machine à induction en raison de son insensibilité aux variations paramétriques, de son rejet de perturbations externes, de sa réponse dynamique rapide et, en particulier, de sa simplicité d'implémentation par les convertisseurs de puissance [17]. La commande par mode glissant est basée sur une logique de commutation, son objectif est de synthétiser une variété de surfaces telles que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, de régulation et de stabilité. Par la suite, on détermine une loi de commande (commutation) qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface en se basant sur la théorie de Lyapounov [18].

Toutefois, elle présente l'inconvénient de l'effet du broutement qui a peut être surmonté par exemple dans les travaux présentés dans [19].

I.2 Modélisation de la machine asynchrone

I.2.1. Introduction

En général les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres, trop complexes, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes. On doit développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible du modèle réel.

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale pour l'élaboration des lois de commande. Les progrès de l'informatique et de génie logiciels permettent de réaliser les modélisations

performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y'a lieu pour pallier les différents effets qui peuvent accompagner, généralement les variations de vitesse, les variations de charge....etc.

Pour obtenir le modèle d'un tel système, trois taches doivent être accomplies:

- Choisir le modèle
- Déterminer ses paramètres
- Et enfin vérifier sa validité.

Dans ce chapitre, il sera présenté la modélisation linéarisé de Park d'une machine asynchrone. Ensuite, il sera procédé à la validation par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont donnés en annexe.

I.2.2. Constitution de la machine asynchrone tournante

Le moteur asynchrone comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au Silicium et comportant des encoches dans lesquelles sont placés les enroulements. Le stator est fixe, on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobiné et à cage d'écureuil. Dans notre étude, nous allons considérer le cas d'une moteur asynchrone à cage d'écureuil.

I.2.2.1. Le stator

Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor ; dans tous les cas le stator reste, au moins dans son principe, le même. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine.

I.2.2.2 Le Rotor

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné. Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur. Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné est par conséquent d'un prix de revient inférieur et a une robustesse intrinsèquement plus grande. Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service.

I.2.3.Principe de fonctionnement

Le moteur d'induction se comportant comme un transformateur à couplage par champ tournant et à secondaire en court-circuit. Le primaire (stator) recevant des courants de pulsation ω_s crée un flux tournant à la vitesse angulaire synchrone. Ce flux balayant les enroulements secondaires y induit des forces électromotrices et donc des courants puisque ce bobinage est en court-circuit. Le couple est dû à l'action du flux primaire sur les courants secondaires induits.

Le moteur tourne à une vitesse ω_m d'autant plus inférieure à ω_s que le couple résistant sur son arbre est plus grand. On appelle glissement l'écart des vitesses angulaires synchrones ω_s et réel ω_m rapporté à la vitesse angulaire synchrone comme dans la relation :

$$g = \omega_s - \omega_m / \omega_s$$

I.2.4. Hypothèses simplificatrices

On suppose que la saturation du circuit magnétique n'est pas considérée, ni son hystérésis, ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdal. On suppose que la construction mécanique est parfaitement équilibrée, l'entrefer est lisse, et la dispersion du champ magnétique aux deux bouts de la machine est négligeable. Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, nous considérerons une machine à une paire de pôles, le passage à plusieurs paires de pôles s'effectuant de manière simple en divisant alors les angles par ce nombre de paires de pôles, on parle alors d'angle électrique. Le stator sera composé de trois bobines identiques (A, B et C) régulièrement déphasées de $2\pi/3$ radians électriques, la phase A sera prise comme référence angulaire. Le rotor sera considéré comme équivalent à trois bobines identiques (a, b et c) court-circuitées sur elles- mêmes également régulièrement déphasées de $2\pi/3$ radians électriques [20] [21].

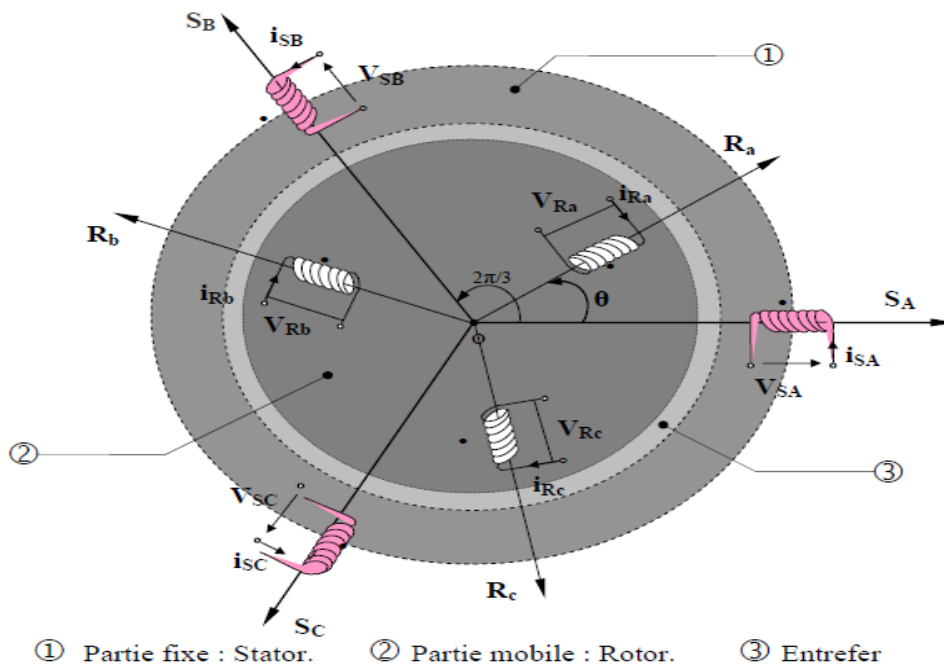


Fig. II.4.Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

I.2.5. Equations générales

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

I.2.5.1. Equations électriques

Nous pouvons à présent écrire le système matriciel électrique suivant dans le repère triphasé :

$$\begin{bmatrix} V_{Sa} \\ V_{Sb} \\ V_{Sc} \\ V_{Ra} \\ V_{Rb} \\ V_{Rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \\ i_{Ra} \\ i_{Rb} \\ i_{Rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{Ra} \\ \Phi_{Eb} \\ \Phi_{Rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.01})$$

Ou de manière plus raccourcie :

$$[V_{Sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)[\Phi_{sabc}] \quad (\text{I.02})$$

$$[V_{Rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)[\Phi_{rabc}] = 0 \quad (\text{I.03})$$

I.2.5.2. Équations magnétiques

Maintenant, nous devons exprimer les grandeurs magnétiques au stator et au rotor, toujours dans le repère triphasé :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{Sa} \\ \Phi_{Sb} \\ \Phi_{Sc} \\ \Phi_{Ra} \\ \Phi_{Rb} \\ \Phi_{Rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_{sr} & M_{sr} & M_{sr} \\ M_s & l_s & M_s & M_{sr} & M_{sr} & M_{sr} \\ M_s & M_s & l_s & M_{sr} & M_{sr} & M_{sr} \\ M_{rs} & M_{rs} & M_{rs} & l_r & M_r & M_r \\ M_{rs} & M_{rs} & M_{rs} & M_r & l_r & M_r \\ M_{rs} & M_{rs} & M_{rs} & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \\ i_{Ra} \\ i_{Rb} \\ i_{Rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.04})$$

Pour l'écriture condensée, on met :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.05})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I.06)$$

On aura :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.07)$$

On aura finalement :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)([L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{Rabc}]) \quad (I.08)$$

$$[V_{Rabc}] = [R_r][i_{Rabc}] + (d/dt)([L_{rr}][i_{Rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]) \quad (I.09)$$

I.2.5.3.Équations mécaniques

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, etc...), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles [22].

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega \quad (I.10)$$

Notions que la vitesse électrique du rotor est donnée par l'expression suivante :

$$\omega_r = p \cdot \Omega \quad (I.11)$$

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application. Les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique, et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [23].

I.2.6. Modélisation dans le repère de Park

A présent, nous devons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé. Nous avons classiquement le choix entre trois repères. Le premier est gardé fixe par rapport au stator, et est communément appelé $\alpha\beta$, le second est lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme ω_s et est appelé d-q, et le dernier gardé fixe par rapport au rotor est appelé XY. La modélisation en $\alpha\beta$ voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique.

Celle en d-q voit par contre des grandeurs continues car elle est située sur le champ tournant. Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park [24].

Dans la théorie de Park, on utilise la transformation unique pour les courants, tensions et flux.

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

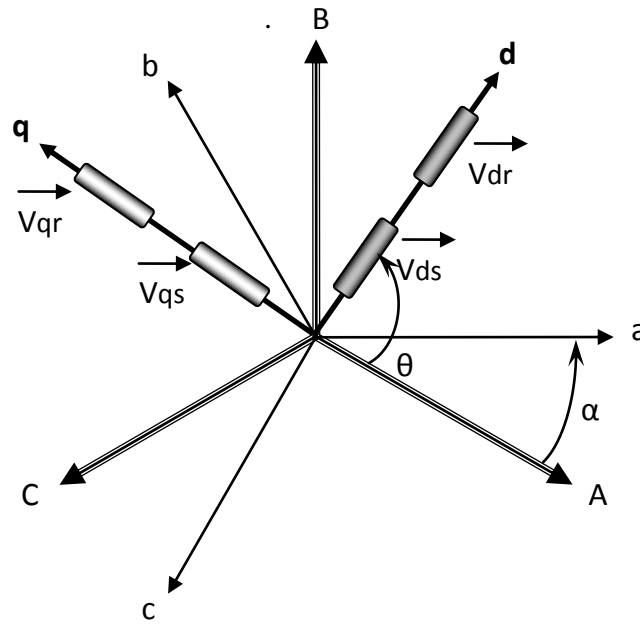


Fig. II.5. Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé

I.2.6.1. Équations électriques

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \quad (\text{I.13})$$

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \quad (\text{I.14})$$

$$V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{qr} = 0 \quad (\text{I.15})$$

$$V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{dr} = 0 \quad (\text{I.16})$$

I.2.6.2. Equations magnétiques

$$\Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \quad (\text{I.17})$$

$$\Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \quad (\text{I.18})$$

$$\Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \quad (\text{I.19})$$

$$\Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \quad (\text{I.20})$$

I.2.6.3. Équations mécanique

$$\begin{aligned}
 J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} &= C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \\
 C_e &= (3/2) \cdot p \cdot M \cdot (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{sd} \cdot i_{rq}) \\
 \omega_r &= p \cdot \Omega_r
 \end{aligned} \tag{I.21}$$

I.2.6.4. Représentation d'état

$$[\dot{\mathbf{X}}] = [\mathbf{A}][\mathbf{X}] + [\mathbf{B}][\mathbf{U}] \tag{I.22}$$

Avec:

$[\mathbf{X}]$: Vecteur d'état, avec $[i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}]^t$

$[\mathbf{A}]$: Matrice d'évolution d'état du système.

$[\mathbf{B}]$: Matrice de la commande.

$[\mathbf{U}]$: Vecteur du système de commande. $[V_{ds}, V_{qs}, 0, 0]^t$

$$[\mathbf{A}] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & \omega_c & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m \omega_m}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_c & \frac{-1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{L_m \omega_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_c - \omega_m) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_c - \omega_m) & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \tag{I.23}$$

$$\text{Et } [\mathbf{B}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{I.24}$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion

I.2.7. Choix du référentiel

Le référentiel choisi en fonction de l'étude à réaliser. Dans la pratique il existe trois types de référentiels:

- Référence des axes (α, β) : système biphasé n à axes orthogonaux ($\theta_c = 0$)
- Référence des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_c = \theta_s$)
- Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_c = \theta_r$)

I.2.8.1. Interprétation des résultats

D'après la Figure.I.7 on constate que lorsque le démarrage à vide la courbe de vitesse présente des oscillations avec une augmentation linéaire puis atteint sa valeur nominale (157.06 rad/s). Le couple électromagnétique pendant le régime transitoire est fortement oscillatoire après il se stabilise à une valeur nulle. Les flux statoriques se présentent sous forme sinusoïdales d'amplitude presque constante (1 Web). Les courants statoriques présentent des oscillations successives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées.

Le deuxième essai, correspond à l'application d'une charge mécanique ($C_r=10 \text{ N.m}$) à l'instant ($t=2 \text{ s}$).

La courbe de la vitesse diminue au moment de l'application de la charge mécanique et se stabilise à la valeur 149.4 (rad/s). Le couple électromagnétique rejoint la valeur de couple résistant (charge mécanique). Les flux statoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de ses modules. Les courants statoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

➤ Les courants statoriques:

Au démarrage, la machine se comporte comme un transformateur, le courant statorique présente des dépassements excessifs (faible f.c.é.m. et faible vitesse) mais il disparaît rapidement au bout de quelques alternances (0,5s) pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante, de même pour le démarrage en charge ($C_r=10\text{N.m}$).

Le même dépassement avec des amplitudes plus importantes que avant jusqu'au régime sinusoïdale ou le courant se stabilise.

➤ Le couple:

Cette caractéristique illustre le fort couple électromagnétique aux premiers instants de démarrage. En régime établi, le couple électromagnétique est relativement constant. Après l'application de la charge ($C_r= 10\text{N.m}$) le couple rejoint sa valeur pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur nominale du couple.

➤ La vitesse:

On constate qu'au démarrage, il y a un accroissement presque linéaire de l'allure de la vitesse, celle-ci tend vers un régime établi. A l'application de la perturbation, ($C_r=10\text{N.m}$) on constate une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement.

I.3.CONCLUSION:

Dans ce chapitre au premier temps nous avons étudiés les commandes les plus fréquentes, établi le modèle mathématique de la machine asynchrone.

La complexité de ce modèle a été réduit moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park qui ramène la machine triphasée en une machine biphasé équivalente, tous a pour sa simulation. Ce type de moteur s'estime possédants l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction, par contre sa simulation est difficile, car le modèle est fortement non linéaire.

Les résultats obtenus suite à cette première simulation apparaissent satisfaisantes, ils répondent bien à l'évolution d'une opération d'un démarrage direct sur un réseau standard d'une machine asynchrone.

Ce chapitre permet essentiellement de retrouver les résultats classiques de la machine asynchrone, et de valider ainsi le modèle établi et de vérifier que les simulations effectuées par le logiciel MATLAB sont valables.

Chapitre II

Modélisation de l'alimentation de la MAS.

II.1. Introduction

Le convertisseur statique est un système permettant d'imposer à la machine asynchrone des tensions de phase, dont les fréquences et les amplitudes variables, à partir d'un réseau triphasé de fréquence et amplitude fixes. Il est composé généralement d'un redresseur à et d'un onduleur de tension. La figure (II.1) montre la structure du convertisseur statique, la machine à induction est alimentée généralement par un onduler qui assure la conversion continue/alternatif pour produire une tension à valeur moyenne nulle dont l'amplitude et la fréquence sont commandable.

II.2. modélisation de convertisseur statique

L'alimentation est constitué d'une source triphasé alimente un redresseur de tension, et d'un filtre LC et d'un onduleur de tension comme le montre la figure (II.2). Le but de toute commande est de pouvoir faire varier la vitesse de la machine. La vitesse dépend implicitement de la fréquence et de la tension statorique.

Donc pour parvenir à régler la vitesse il faut régler la fréquence et la tension d'alimentation. Le seul moyen d'obtenir une source d'alimentation capable de fournir une tension de fréquence réglable est d'alimenter la machine par un onduleur.[27]

L'alimentation continue de l'onduleur est assurée par redresseur par l'intermédiaire d'un filtre LC dont le principal intérêt est de filtrer les ondulations de la tension continue à la sortie de redresseur.

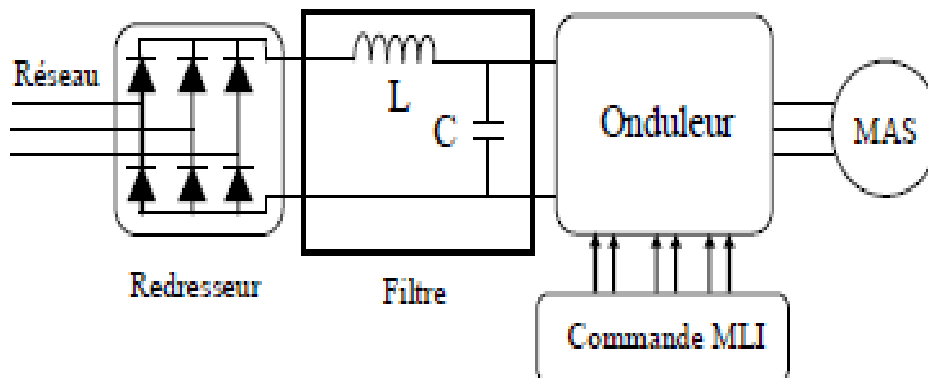


Fig. II.1. Schéma de principe de convertisseur statique

II.2.1. Modélisation du redresseur triphasé

Les redresseurs sont des convertisseurs qui assurent la conversion alternative continue (AC/DC). Nous utilisons le pont triphasé toutes diodes alimentées par un système de tension sinusoïdales triphasées, schématisé par la figure (II.2).

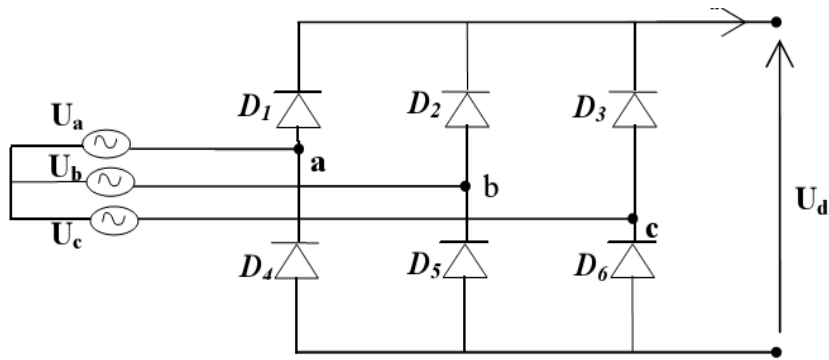


Fig.II.2: Redresseur triphasé à diode.

Les tensions simples du réseau triphasé équilibré sont :

$$\begin{cases} U_a = V_m \sin \omega_s t \\ U_b = V_m \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c = V_m \sin(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.01})$$

Et si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$U_{red}(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad (\text{II.02})$$

Cette tension est représentée par la Figure (II.3)

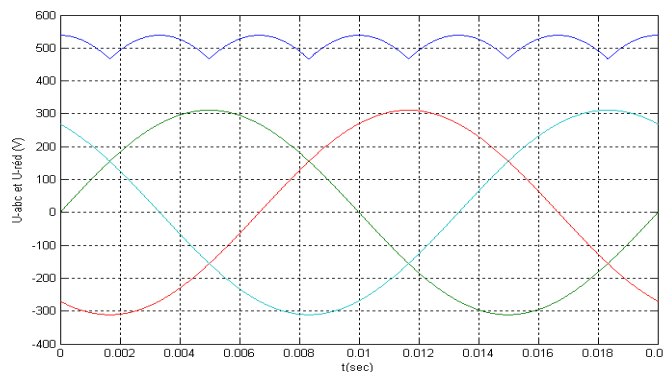


Fig. II.3. Tension à la sortie du redresseur

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage

II.2.2. Modélisation du filtre

Pour filtrer la tension continue délivrée par le pont redresseur on utilise un filtre (LC), Le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé dans les points suivants :

- Il assure la fourniture du courant sous basse impédance et transitoirement le stockage des impulsions renvoyées par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés dans le réseau d'alimentation.
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation délivrée par le redresseur.
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit. En freinant, grâce à l'inductance.

Les grandeurs qui interviennent pour fixer le dimensionnement du filtre sont :

- * la tension U_{dc} d'alimentation de l'onduleur.
- * La composante continue du courant exigé i_s .
- * L'ondulation maximale de ce courant est celle tolérée sur la tension U_{dc} dans les plus mauvaises conditions.

Dans un tel filtre l'inductance L_f doit le plus souvent correspondre à une valeur élevée s'exprimant en m H., la capacité C_f du filtre correspond généralement à des valeurs considérables de plusieurs mF le cas échéant. Les équations du filtre sont :

$$\begin{cases} U_{red}(t) = L_f \frac{di_d(t)}{dt} + U_{dc} \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d(t) - i_s(t)) \end{cases} \quad (II.03)$$

La fonction du transfert du filtre est donnée par : $F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_{red}(s)} = \frac{1}{1 + \sqrt{L_f \cdot C_f} s}$

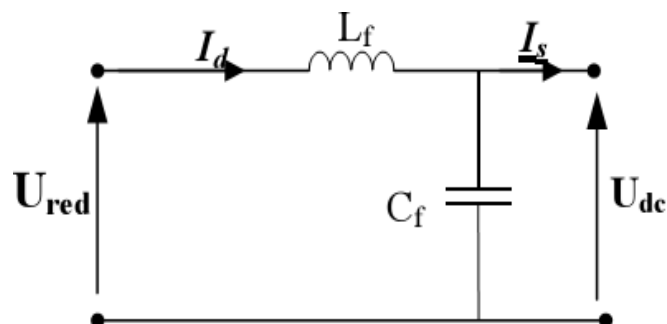


Fig. II.4. Le filtre LC.

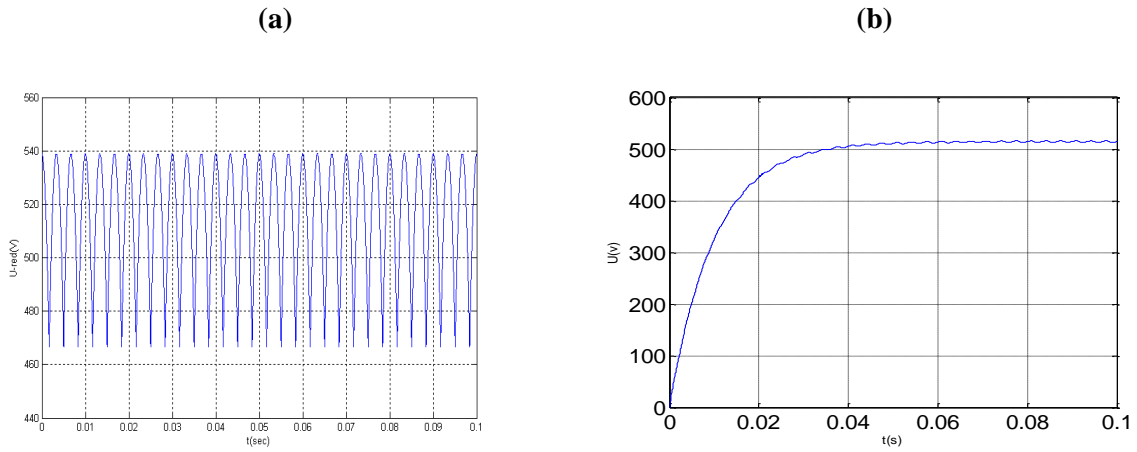


Fig. II.5. Tension de redresseur, (a) avant le filtrage, (b) après le filtrage.

II.2.3. Convertisseur continue-alternative (onduleur)

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par modulation de Largeur d'impulsions (MLI). La structure à trois bras est présentée sur la Figure (II.6) [26].

Pour assurer la continuité des courants alternatifs (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}) les interrupteurs (T1 et T4), (T2 et T5) et (T3 et T6) doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Les tensions de sortie de l'onduleur V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée o . Pour qu'elles soient identiques à $1/3$ période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de $1/3$ période sur le précédent [27].

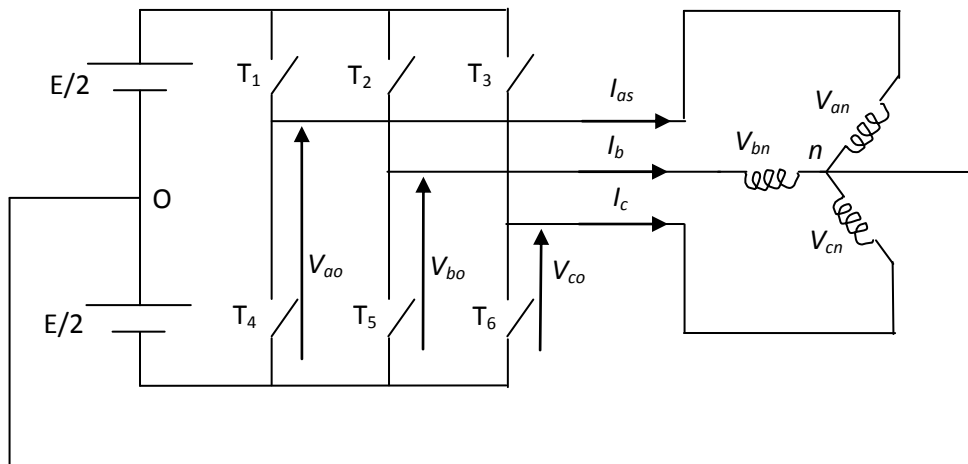


Fig. II.6. Schéma d'un onduleur de tension triphasé

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante d'amplitude E, on déduit aisément les expressions des tensions composées.

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \tag{II.04}$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle :

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3) \cdot [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3) \cdot [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3) \cdot [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \tag{II.05}$$

La matrice de connexion [T] de l'onduleur s'écrit :

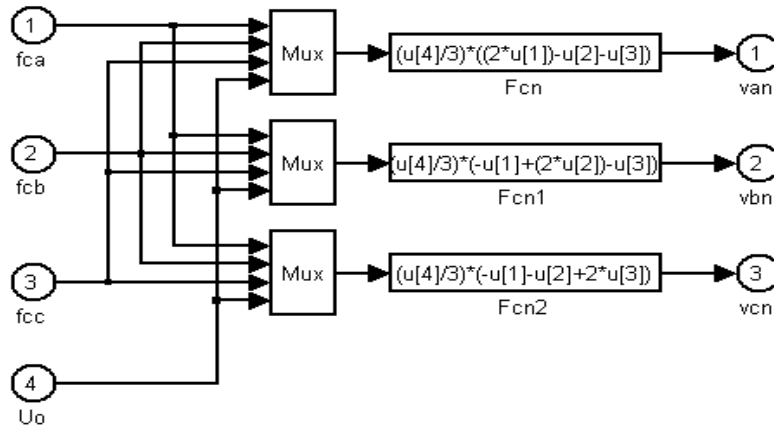


Fig. II.7. Schéma de modélisation de l'onduleur sur Matlab.

II.3. Stratégies de commande MLI sinusoïdale

Le principe général de cette stratégie est de comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence. Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$U_r \geq U_p \Rightarrow S(t)=1 \text{ sinon } S(t)=0$$

Tel que :

U_r : tension référence,

U_P : tension porteuse

$S(t)$: est le signal MLI résultant

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

L'indice de modulation 'm' qui est l'image du rapport de fréquences de la porteuse f_p sur celle de la

référence f_{ref} :
$$m = \frac{f_P}{f_{ref}} = \frac{T_{ref}}{T_P}$$

- Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) 'r' qui est l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence V_{mref} sur la porteuse V_{mP} : $r = \frac{V_{mref}}{V_p}$

Le schéma de l'élaboration de la M.L.I sur Matlab est donné par la figure (II-8)

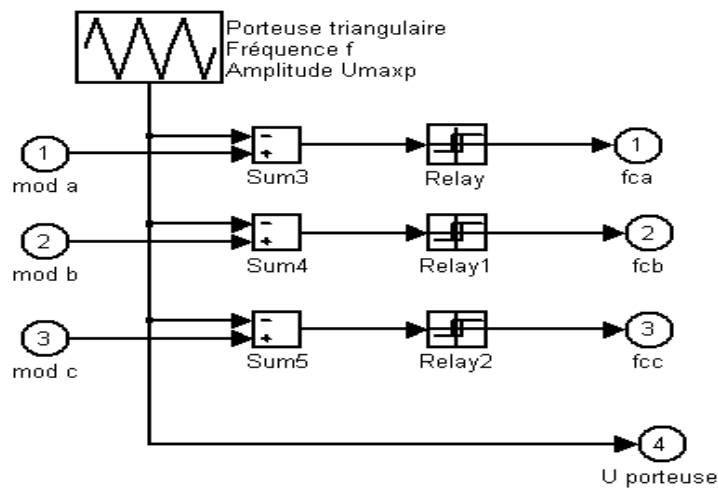


Fig. II.8. Schéma principe de MLI

II.4. Résultat de Simulation de l'association (redresseur-filtre-Onduleur)

Nous utilisons un réseau de caractéristiques 220/380Volt et de 50HZ pour alimenter le redresseur et pour les références de MLI, et un porteuse de 350Volt et 1000Hertz.

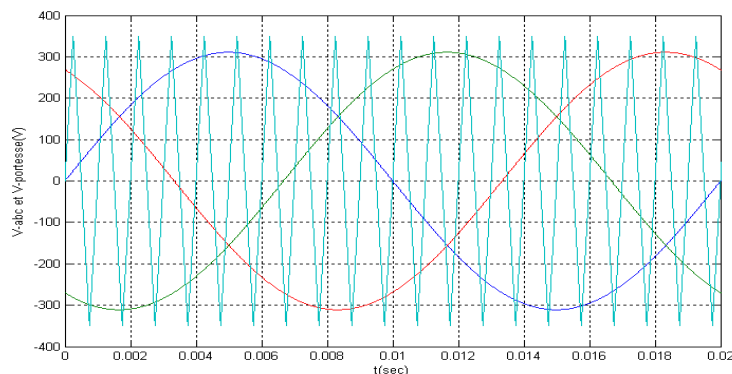


Fig. II.9. Tensions de références et de porteuse.

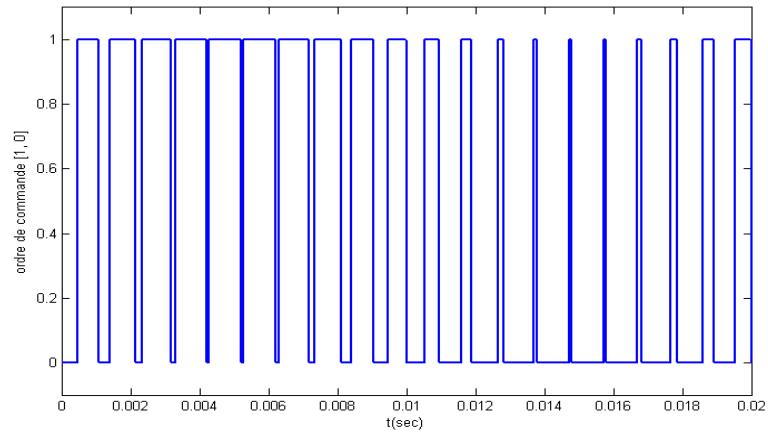


Fig. II.10. Le signal $S(t)$ à la sortie de bloc MLI.

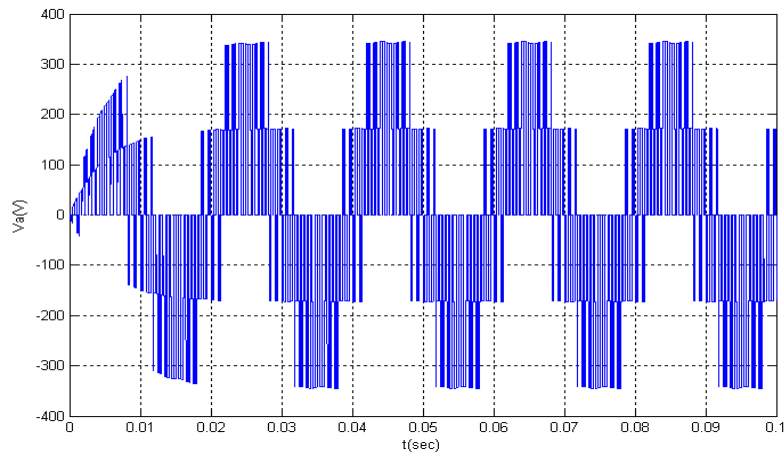


Fig. II.11. Tension simple à la sortie de l'onduleur.

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre on a présent la modélisation de l'alimentation de la MAS , qu'il est constitué d'un redresseur de tension, d'un filtre LC, et d'un onduleur de tension à deux niveaux commandé par la stratégies de commande MLI.

La MLI triangle sinusoïdale est caractérisée par deux paramètres m et r . Plus m est grand plus les résultats de simulation sont meilleurs, mais ce dernier dépend de la qualité des composant existants L'objectif de la commande MLI est réside dans le décalage des harmoniques vers des fréquences plus élevées.

Chapitre III

commande directe du couple DTC de la MAS

III.1 INTRODUCTION

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié, ces dernières années, d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI.

En effet, les progrès de l'électronique numérique et les développements des composants de puissance permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes de commande inenvisageables il y a une dizaine d'années.

Ainsi la commande DTC à partir de références externes, tels le couple et le flux, ne recherche pas, comme dans les commandes classiques (vectorielles ou scalaires) les tensions à appliquer à la machine, mais recherche 'le meilleur' état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. La commande DTC considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation, la recherche de l'état de commutation le plus adapté à un instant de calcul reposant sur une heuristique des comportements des évolutions du flux et du couple en fonction des états de commutation considérés.

La commande DTC a été appliquée à la commande de machine asynchrone, via la mise au point de nouvelles méthodes de commandes. Dans la commande DTC classique, nous devons considérer la maîtrise de deux variables d'état de la machine asynchrone : le flux statorique et le couple électromagnétique. La régulation de ces deux variables est réalisée à partir de deux régulateurs à hystérésis. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible.

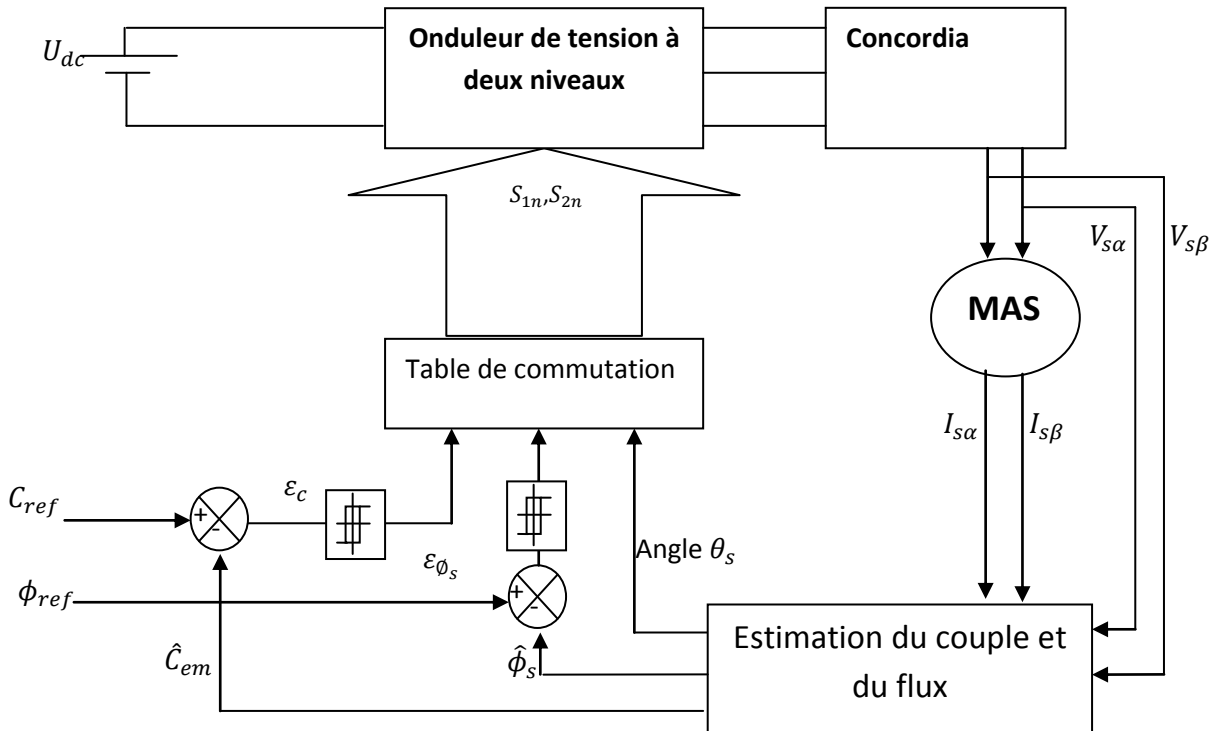
La technologie moderne des systèmes d'entraînements exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse et du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

III.2 PRICIPE D'UNE CONTROLE DIRECT DU COUPLE

La commande DTC d'une machine asynchrone basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Un onduleur de tension de deux niveaux délivre douze positions distinctes dans le plan de phase. La commande par DTC de la MAS, peut être schématisée par la figure (II.1) Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, en plus [28]

- la stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine.

- l'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator).
- le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple.
- la mise en œuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (Park) dans des axes tournants.
- elles correspondent le plus souvent à des stratégies de contrôle simples à des faibles coûts de calcul.



figure(III. 1): Schème du contrôle direct du couple-onduleur à deux niveaux.

III.3. Caractéristiques générales d'une commande directe de couple

- ✓ La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- ✓ La commande indirecte des intensités et tensions statorique de la machine.
- ✓ L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.
- ✓ La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- ✓ L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis.
- ✓ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

III.3.1. Avantages de la commande directe de couple [29][30]

- ✓ Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.

- ✓ Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
- ✓ 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.
- ✓ Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis que la commande vectorielle exige 2 régulateurs PI et un modulateur de PWM.
- ✓ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- ✓ La réponse dynamique du couple est très rapide.
- ✓ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- ✓ Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition.

III.3.2. Inconvénients de la commande directe de couple [29]

- ❖ L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- ❖ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- ❖ L'existence des oscillations de couple.

La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

Cependant, la DTC est une commande qui est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. Seule la variation de la résistance du stator, due aux changements de la température ou le fonctionnement à des vitesses de rotation petites, dégradent les performances de la commande DTC [31,32]. Cette variation peut être rapide et aléatoire, c'est pourquoi, l'implantation d'un estimateur de cette résistance ou un observateur d'état est plus que nécessaire, afin de corriger ou d'estimer le flux et le couple [33-34]. Pour résoudre l'inconvénient précédent, divers travaux ont été faits dans lesquels ont visé des arrangements et des algorithmes pour considérer la variation de la résistance statorique [35].

Dans apparaît un nouvel arrangement de DTC qui utilise la troisième harmonique de la tension statorique pour estimer le flux et le couple en présence de la variation de la résistance statorique, cet arrangement a donné une bonne amélioration dans le fonctionnement, avec un démarrage rapide et robuste du moteur à vitesse réduite [36].

III.4. Contrôle du flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur le contrôle du flux statorique, ainsi son expression dans le référentiel (α, β) est [37]:

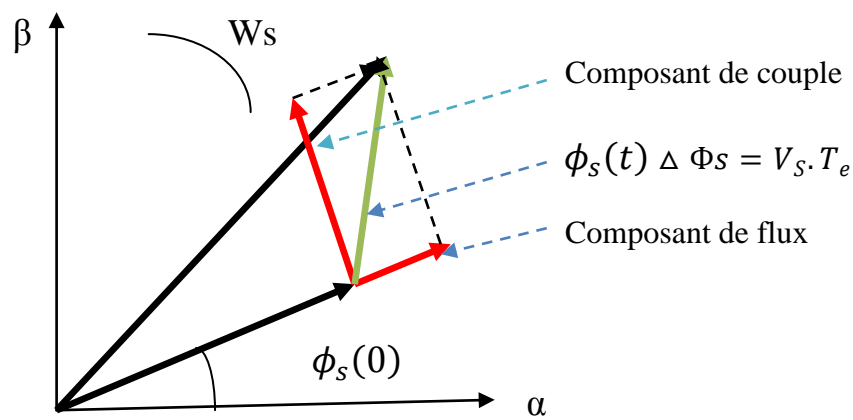
$$\Phi_s = \int (V_s - R_s \cdot I_s) dt. \quad (\text{III.1})$$

Entre deux commutations de l'onduleur, est fixe et constant. Si l'instant initial (0) correspond à l'instant de la commutation précédente, l'évolution du vecteur flux à partir de cet instant initial est, selon la Figure (III.2) :

$$\Phi(t) = \Phi(0) + V_s(t) - R_s \int_0^t V_s dt \tag{III.2}$$

Si on néglige le terme correspondant à la résistance statorique, on trouve que l'extrémité du vecteur flux statorique décrit, une droite parallèle au vecteur tension appliqué (Figure III.2), une droite parallèle au vecteur au la vectrice tension appliquée , on trouve l'expression du flux :

$$\phi_s(t) \approx \phi_s(0) + V_s \cdot t \rightarrow V_s \cdot t \approx \Delta \phi_s \tag{III.3}$$



Figure(III.2.):Exemple d'évolution de l'extrémité de (ϕ_s).

«La composante de flux», de vecteur tension (composante radiale), change l'amplitude de vecteur flux et sa « composante de couple », (composante tangentielle), change la position du vecteur flux.

Théoriquement, en appliquant successivement et de manière appropriée les différents vecteurs tensions, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire, désirée pour fonctionner avec un module de flux pratiquement constant Figure (III.3.a -III.3.b), il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est pas possible que si la période d'échantillonnage est très faible devant la période de rotation du flux. En plus la composante de flux de vectrices tensions appliquées doit être minimum et au contraire celle de la composante du couple doit être maximum. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante.

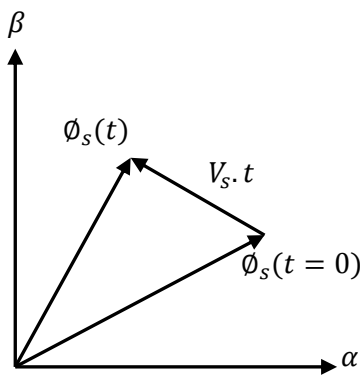


Figure III.3.a.: Application d’une vectrice tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.

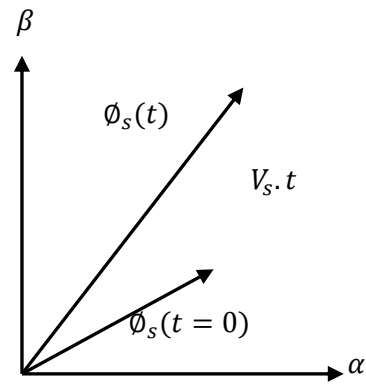


Figure III.3.b.: Application d’une vectrice tension statorique qui permet d’augmenter le module du flux statorique.

On peut faire suivre à l’extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l’amplitude du flux proche d’une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la figure (III-4) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d’hystérésis centrée sur le flux de référence.

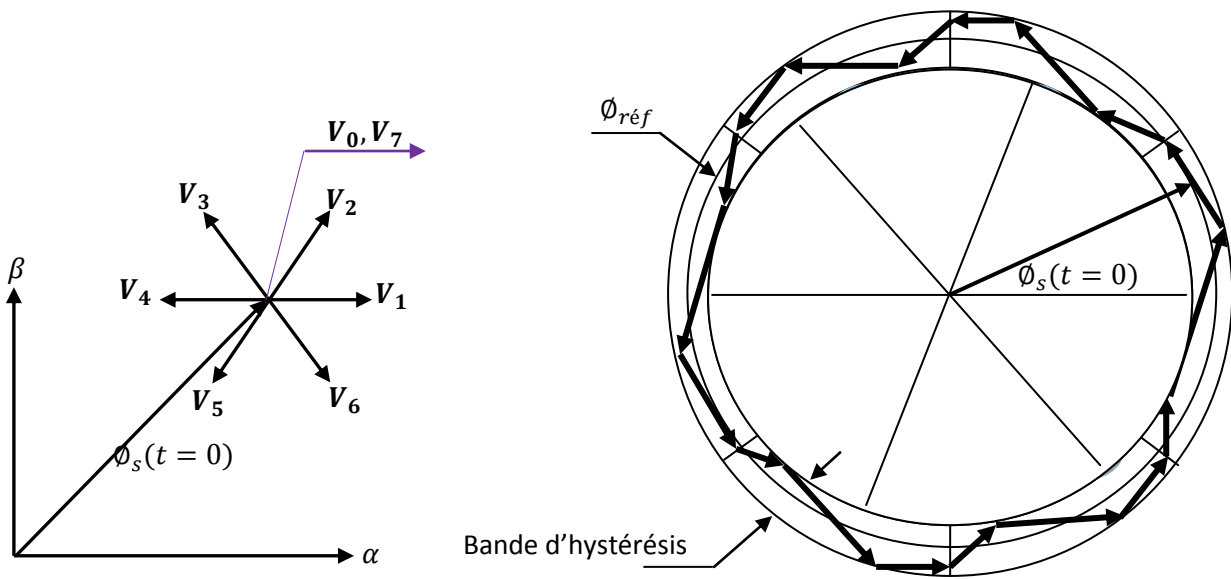


Figure III.4. :Trajectoire du flux statorique.

III.5. Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s’exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivant : [38]

$$C_{em} = K \cdot \Im_m [\phi_s \cdot \phi_r^*] \tag{III. 4}$$

K est une constante dépendant des paramètres de la machine,

$$K = \frac{3}{2} \cdot P_n \cdot \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \quad (III.5)$$

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} \phi_s = [\phi_s, \theta_s] = \phi_{s0} \cdot e^{j\theta_{s0}} \\ \phi_r = [\phi_r, \theta_r] = \phi_{r0} \cdot e^{j\theta_{r0}} \end{cases} \quad (III.6)$$

Ou:

ϕ_{s0} et ϕ_{r0} sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant $t=0$.

On remplace le flux statorique et le flux rotorique par leur expression dans celle du couple électromagnétique. Compte tenu que la loi de contrôle veut maintenir le flux statorique proche de sa valeur de référence $\phi_{sréf}$, on obtient :

$$C_{em} = K \cdot \phi_{sréf} \phi_{r0} \sin(\gamma_0) \quad (III.7)$$

Avec:

$$\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \quad (III.8)$$

Lors de l'application d'un vecteur tension "actif" on modifie les positions et les vitesses des flux statorique et rotorique selon:

$$\phi_s = \phi_{sréf} \cdot e^{j(\theta_{s0} + \theta_{r0})} \quad (III.9)$$

Ou:

$$\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) \cdot \Delta t \quad (III.10)$$

est la variation de vitesse du vecteur statorique. De même pour le flux rotorique, nous pouvons écrire :

$$\phi_r = (\phi_{r0} + \Delta\phi_r) \cdot e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \quad (III.11)$$

Avec:

$$\Delta\theta_r = \Delta\theta_s - \Delta\gamma$$

Or si on considère que l'évolution du flux rotorique est très lente par rapport à celle du flux statorique, on peut dire qu'immédiatement après l'application du vecteur de tension active, $\Delta\phi_r$ et $\Delta\theta_r$ sont encore nuls, et donc :

$$\Delta\gamma = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) \cdot \Delta t \quad (III.12)$$

Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique. Sur Figure (III-5) et (III-6), on a illustré l'évolution du couple électromagnétique dans le cas de l'application de deux vecteurs de tension qui font évoluer le flux statorique dans des sens de rotation contraires. Le sens de rotation trigonométrique est considéré comme le sens de rotation positif.

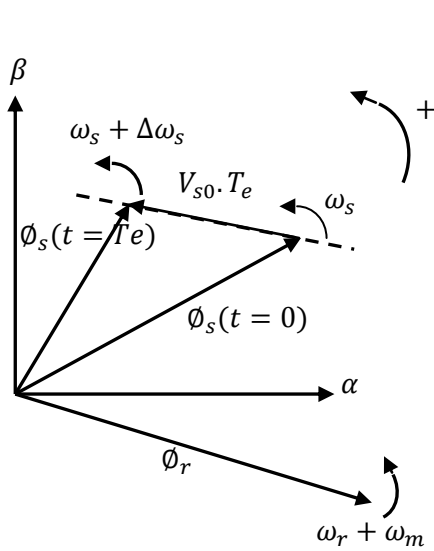


Figure III.5: Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation.

$$\Delta\gamma > 0 \Rightarrow C_{em} \uparrow$$

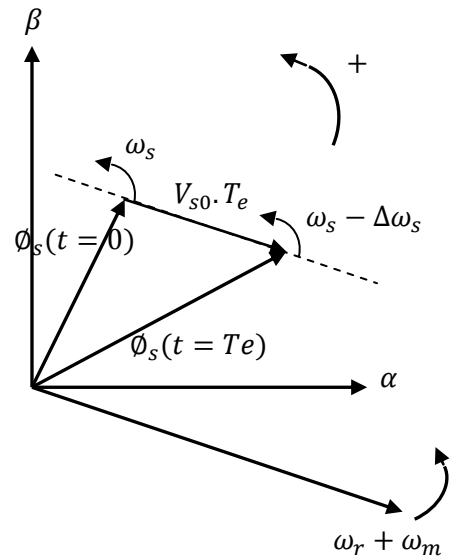


Figure III.6: Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de la vitesse de rotation.

$$\Delta\gamma < 0 \Rightarrow C_{em} \downarrow$$

III.6. APPLICATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX :

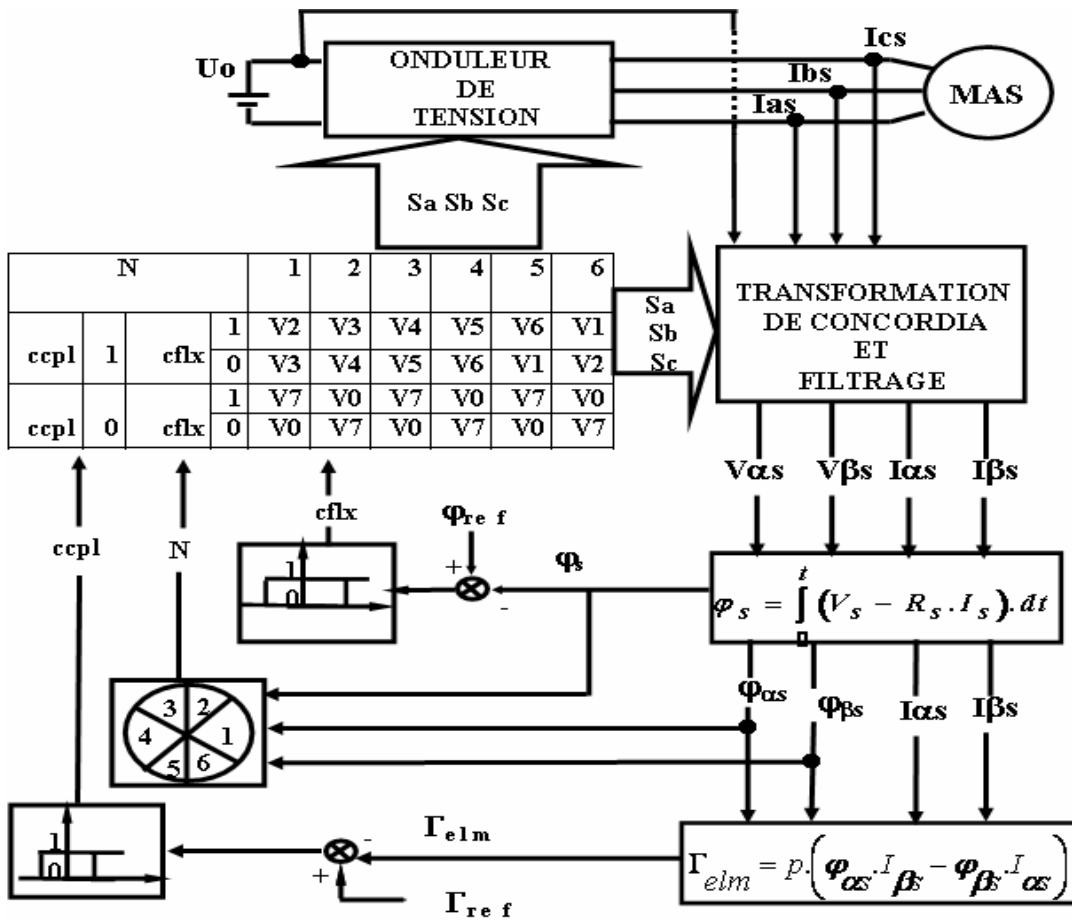


Figure III.7. : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

III.6.1 Sélection du vecteur tension V_s

Le choix de V_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux statorique ϕ_s , du sens de rotation de ϕ_s , mais également de l'évolution souhaitée pour le couple.

En sélectionnant un vecteur V_s ($S_a S_b S_c$) approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une fourchette.

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel fixe (S) en le décomposant en six zones i (avec $i = [1, 6]$), symétriques par rapport aux directions des vecteurs tensions non nuls, déterminé à partir des composantes du flux sur les axes (α) et (β) [28].

L'axe (α) étant choisi confondu avec l'axe du bobinage (a) de l'enroulement triphasé (a, b, c), lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone numérotée i , les deux vecteurs V_i et 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 quel que soit le sens d'évolution du flux ou du couple.

Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls V_{i+1} , V_{i-1} , V_{i+2} , V_{i-2} sur toute la zone i ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle de la vectrice tension sélectionnée reste le même. Ceci est décrit sur la Figure (III.8).

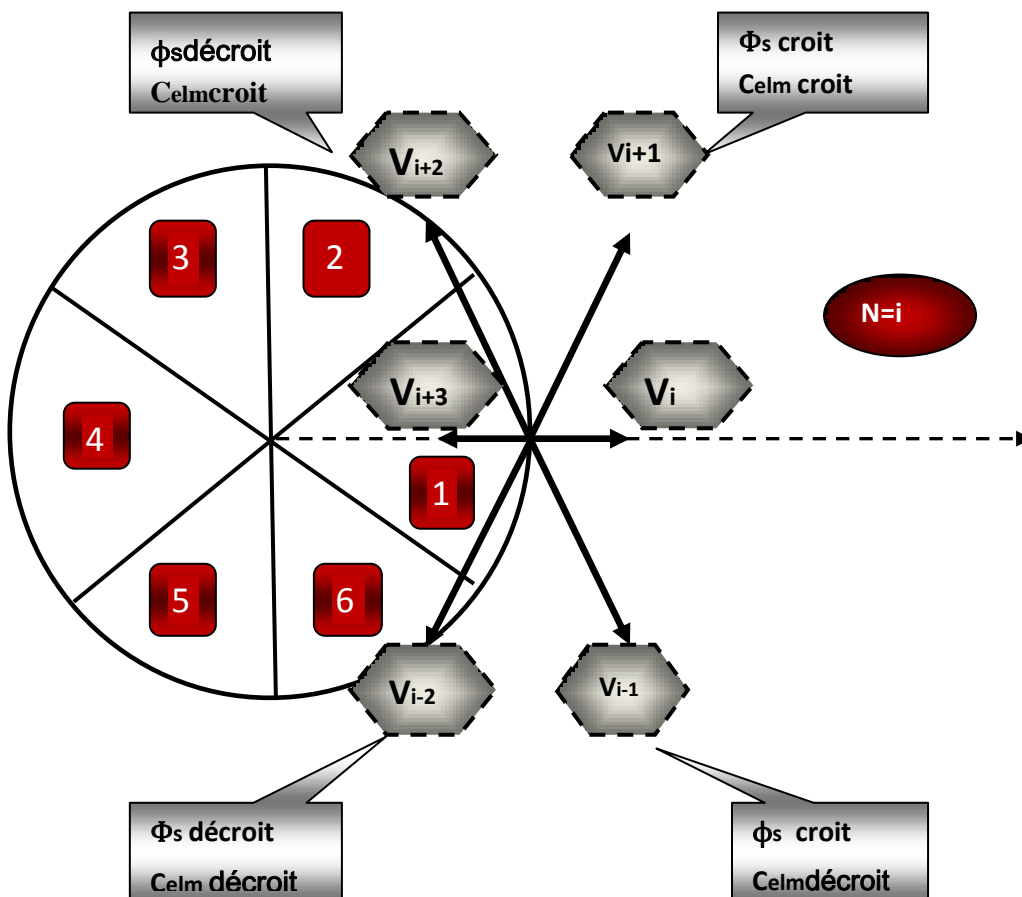


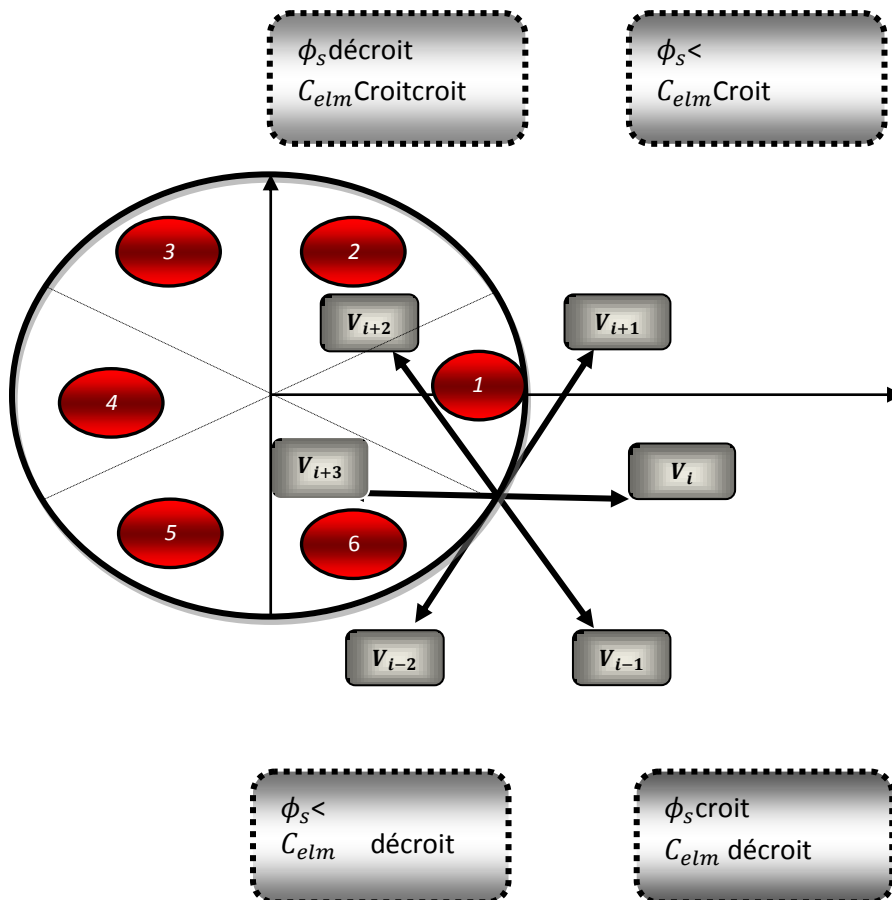
Figure III.8: Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$.

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux. Mais comme on a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur fixe souhaitée.

- Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.

Si on applique V_0 ou V_7 le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative. Cependant, le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone i . En début de zone i , les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent, leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement.

A la même position, les angles entre V_{i-1} et V_{i+2} et le vecteur flux sont de 150° . Donc leur composante de flux est très importante et leur composante de couple est très petite. Les variations du flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles [28],



figure(III. 9): Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$.

III.6.2 Estimation du flux statorique

La structure DTC exige l'estimation du flux et du couple. Le flux statorique peut être estimé par différentes techniques dépendant ou non de la vitesse angulaire du rotor (ou la position), mesurée ou non. L'estimateur classique du "modèle tension" est couramment utilisé. Ainsi, l'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes [39]

$$\Phi_s = \Phi_{\alpha s} + j\Phi_{\beta s} \quad (III.13)$$

Alors le module de flux s'écrit :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{\alpha s}^2 + \Phi_{\beta s}^2} \quad (III.14)$$

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{\alpha s}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{\beta s}) dt \end{cases} \quad (III.15)$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux $\widehat{\Phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\widehat{\Phi}_{s\alpha}$ et $\widehat{\Phi}_{s\beta}$.

L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\widehat{\Phi}_s$ est égale :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\widehat{\Phi}_{s\alpha}}{\widehat{\Phi}_{s\beta}} \quad (III.16)$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur cette dernière est négligeable.

Les composantes $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ du vecteur courant sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés I_{as} , I_{bs} , I_{cs} . Soit:

$$I_s = I_{\alpha s} + j I_{\beta s} \quad (III.17)$$

$$\begin{cases} I_{\alpha s} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{\beta s} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \right] \end{cases} \quad (III.18)$$

III.6.3 Estimation du couple électromagnétique:

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux statorique $\Phi_{\alpha s}$, $\Phi_{\beta s}$ et les grandeurs calculées du courant statorique, $I_{\alpha s}$ et $I_{\beta s}$: [39]

$$\hat{C}_{em} = p \cdot (\widehat{\Phi}_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \widehat{\Phi}_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (III.19)$$

III.7 ELABORATION DES CONTRÔLEURS

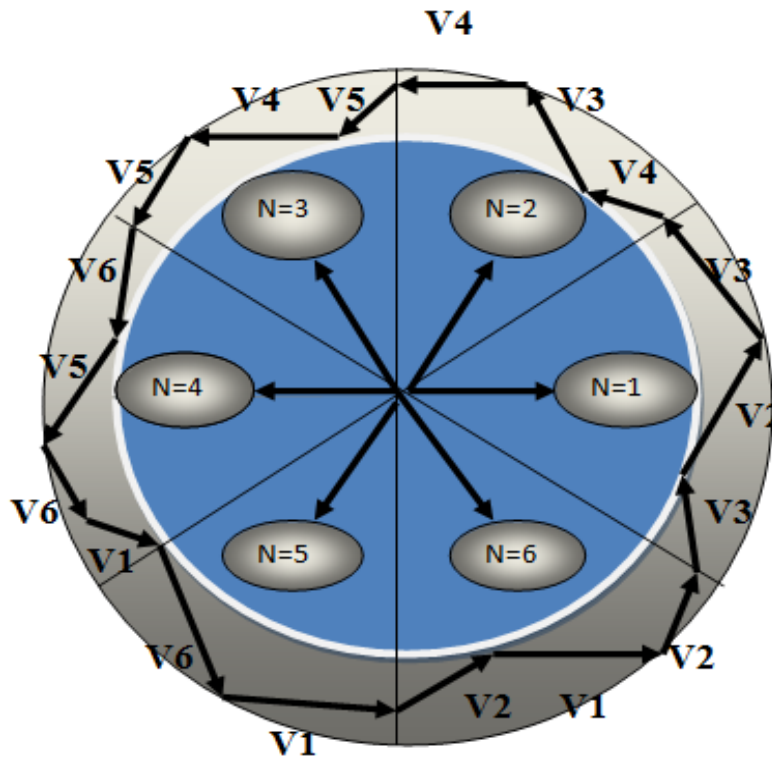
III.7.1. Elaboration des contrôleurs:

On a vu, lorsque le flux se trouve dans la zone $N=i$, V_{i+1} ou V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et V_{i+2} ou V_{i-2} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux, Figure (III.10.a). Ce

qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et indépendamment de l'amplitude de l'erreur. Donc la sortie du correcteur du flux peut être une variable booléenne : [28]

- ❖ 1 : lorsque l'erreur de flux est positive.
- ❖ 0 : lorsque l'erreur de flux est négative.

On ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite. Le choix du correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la plus adaptée à la commande étudiée. En effet avec ce type de correcteur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux Φ_s , dans une couronne circulaire Figure(III.10.b). La sortie du contrôleur de flux c_{flx} , indique les dépassements supérieurs et inférieurs de l'amplitude du flux. Le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de respecter $\Phi_{ref}-\Phi_s < \Delta\Phi$, avec Φ_{ref} la consigne de flux et $\Delta\Phi$ l'écart d'hystérésis du contrôleur. Figure (III.10.).



figure(III.10) : Sélection des vecteurs Vs correspondant au contrôle De l'amplitude ϕ_s .

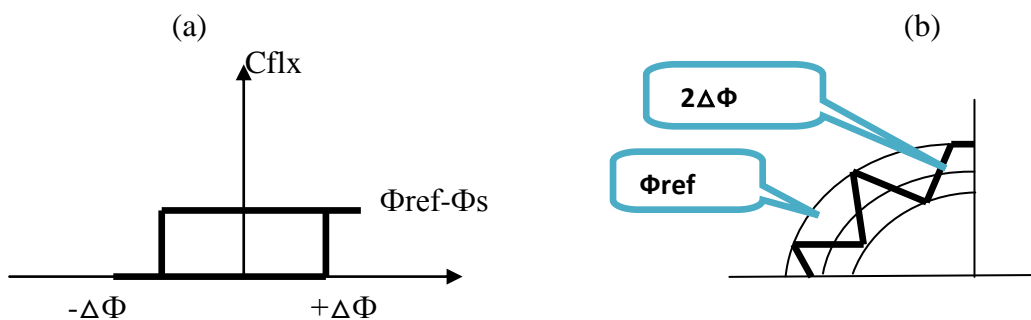
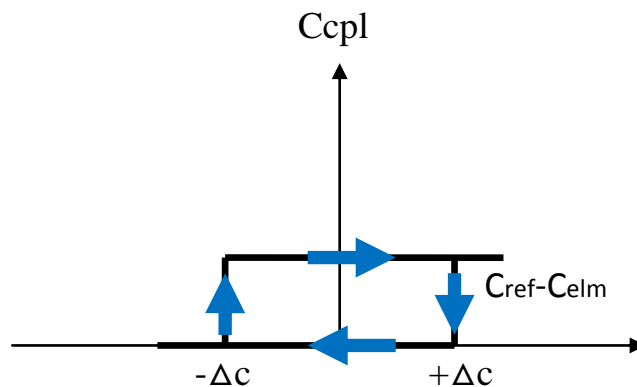


Figure.III.11 : Control à hysteresis à deux niveaux.

III.7.2 Le comparateur de couple a deux niveaux:

Ce correcteur est plus simple, il se réduit au contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur, ce qui convient aux applications de type traction. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être appliqués pour faire évoluer le vecteur flux Φ_s . Dans ce cas, le couple électromagnétique ne peut être diminué que par la sélection de vecteurs nuls. Donc, on aura un fonctionnement à deux quadrants. Le changement de sens de rotation du moteur dans ce type de correcteur se fait par croisement des phases du moteur, car le sens de rotation du vecteur flux Φ_s est unique. Il est à signaler que le comparateur à deux niveaux nécessitera un nombre moins élevé de commutations pour une même largeur d'hystérésis de contrôle. [28] voire la Figure(III.12):



FigureIII.12: contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur hystérésis a deux niveaux.

III.8. STRATEGIES DE COMMUTATION DANS LA DTC:

Pour une stratégie de commutation donnée, le contrôle direct du couple ainsi que l'ondulation du courant, la fréquence de commutation et la réponse du couple est assez différente à basses et à haute vitesse. Notre objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire par la combinaison des différentes stratégies de commutation pour élaborer la plus optimale en se basant sur les rapports mathématiques des vecteurs spatiaux de flux statorique, flux rotorique, le courant et la tension statorique. D'après le principe de la structure DTC, la sélection du vecteur tension adéquate, 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 ϕ_s et de C_{elm} . En considérant le vecteur Φ_s dans le plan (α, β) divisé en $N = i$ secteur ($i=1 \dots 6$), et pour augmenter son amplitude, les vecteurs V_i , V_{i+1} et V_{i-1} peuvent être sélectionnés. Inversement la décroissance de ϕ_s peut être obtenue par les vectrices tensions V_{i+2} , V_{i-2} et V_{i+3} .

Le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement dû à la chute statorique $R_s I_s$. Bien sûr, le vecteur tension V_s appliqué pour contrôler le flux statorique affecte aussi la valeur du couple.[28]

La table (III.01) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple.

	Augmentation	Diminution
ϕ_s	$V_i, V_{i-1} \text{ et } V_{i+1}$	$V_{i+2}, V_{i-2} \text{ et } V_{i+3}$
C_e	$V_{i+1}, \text{ et } V_{i+2}$	$V_{i-1} \text{ et } V_{i-2}$

Tableau (III.01) : Table de commutation généralisée.

III.8.1 Elaboration des tables de commande

III.8.1.1 Table de commande du flux

De façon générale, ce table de commande de flux résume les séquences de tension active à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur [40].

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$\phi_s \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\phi_s \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tableau (III.02) : Table de commande du flux.

III.8.1.2 Table de commande du couple :

La table de commande du couple montre les séquences de tension actives à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple.

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$C_{em} \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_{em} \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Tableau (III.03) : Table de commande du couple.

III.8.2 Elaboration des tables de commutation :

D'après Les tables de commutation qui sont élaborées en fonction des sorties du correcteur à hystérésis du flux, correcteur à hystérésis du couple et de la zone de position de flux, et on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteur tension active et la deuxième avec vecteur tension nul comme le montre les tableaux suivants : [39]

III.8.2.1 Table de commutation avec les vecteurs tensions active:

Dans ce cas on n’exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l’avantage de la simplicité et permet d’éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse, comme on l’a vu précédemment.

N		N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
cflx	Ccpl						
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
1	0	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
0	0	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau (III.04) : Table de commutation avec les vecteurs tensions active.

III.8.2.2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions nulles :

L’action de vecteur nul ou des vecteurs radiaux pour la variation du couple, est assez semblable. Mais leur influence sur la variation du flux est différente car l’application du vecteur nul affecte légèrement le module de flux alors que le vecteur radiale l’affecte fortement. par conséquents, pour garder le flux $\overline{\phi_s}$ dans la bande de contrôleur à hystérésis un nombre de commutation est exige. Pour limiter le nombre de commutation il devrait être opportun d’utiliser un vecteur nul. de l’autre coté, à basse vitesse le système de contrôle sélectionnant un vecteur nul durant un temps considérable implique une diminution indésirable du flux (l’influence de la chute de tension $R_s \cdot \overline{I_s}$). [39]

N		N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
cflx	ccpl						
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
1	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
0	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7

Tableau (III.05) : Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles.

Dans ce cas on n’exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l’avantage de la simplicité et permet d’éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse, comme on l’a vu précédemment.

III.9. SCHEMA BLOC

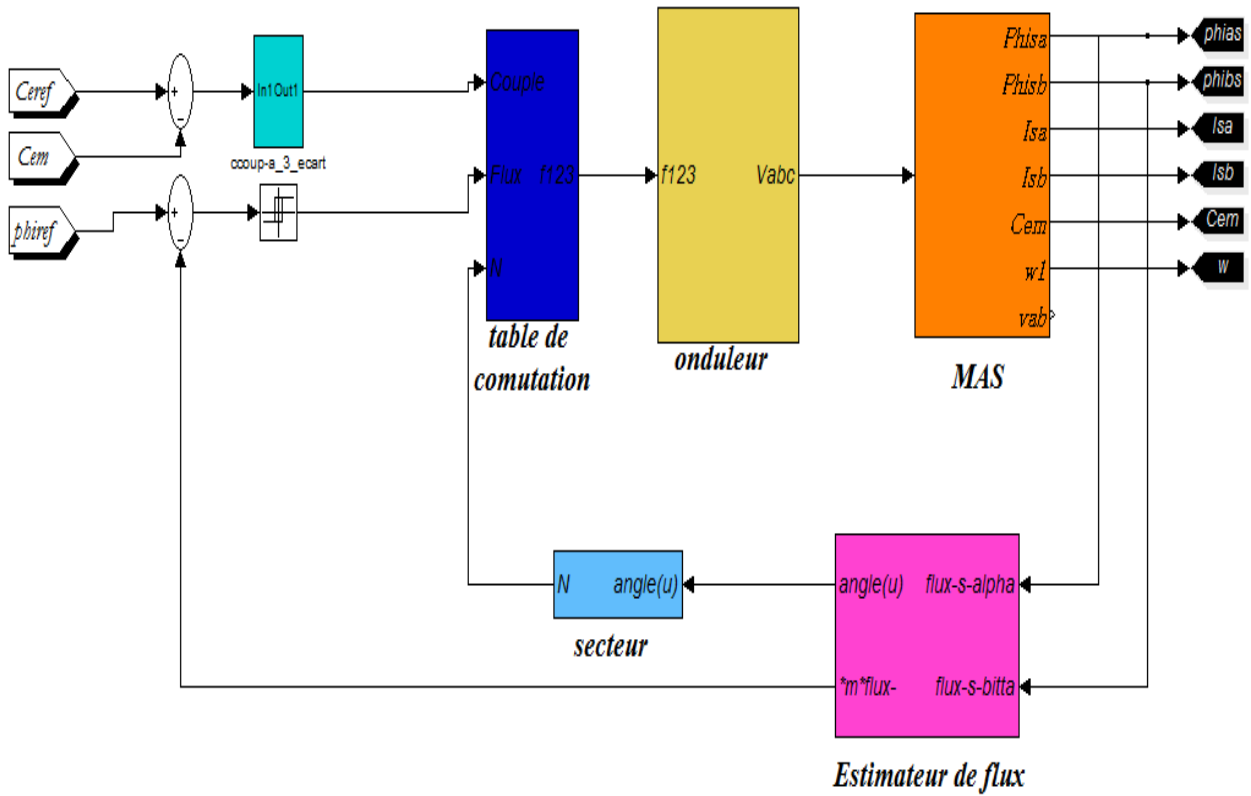


Fig.III.13: Schéma bloc de simulation de la DTC.

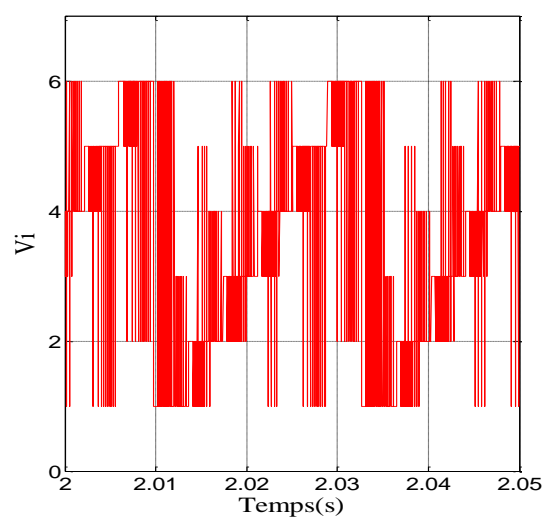
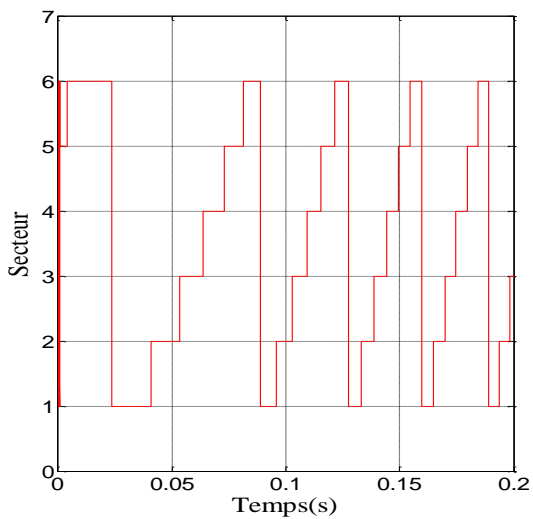
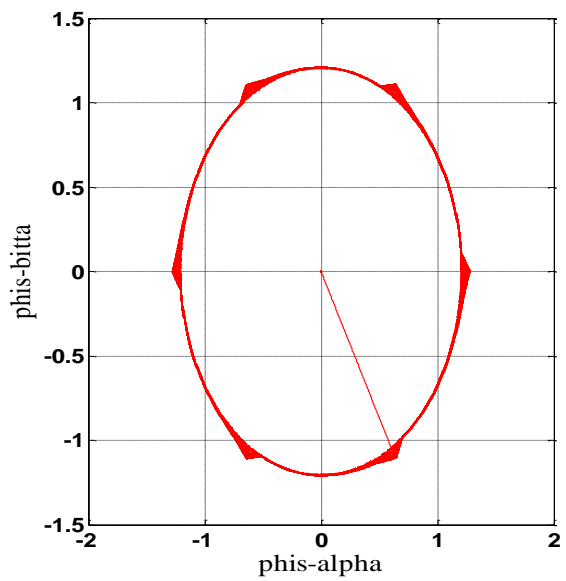
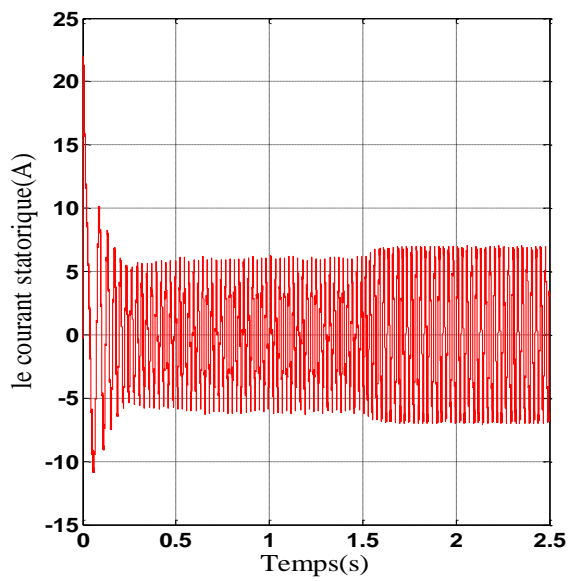
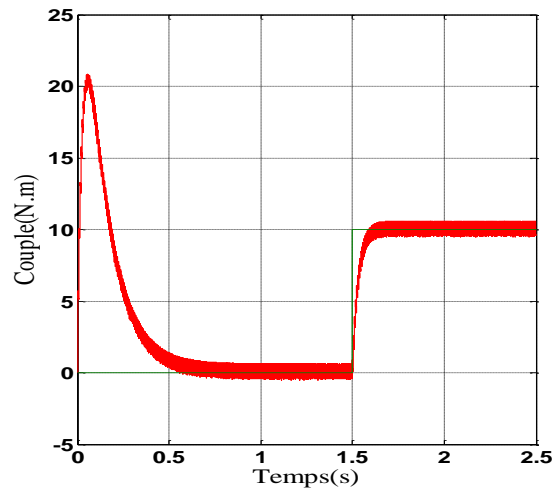
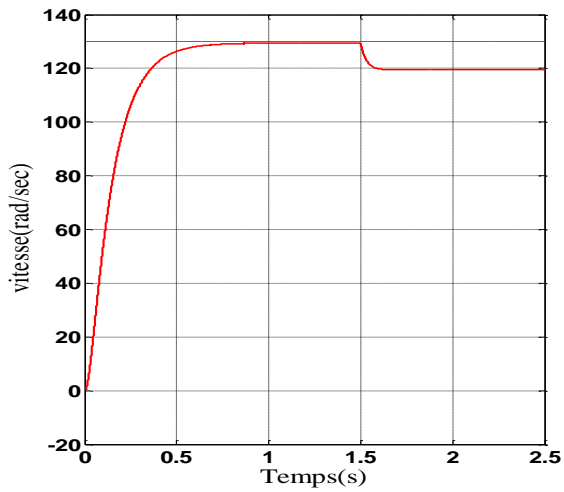
III.9.1 Résultats de simulation

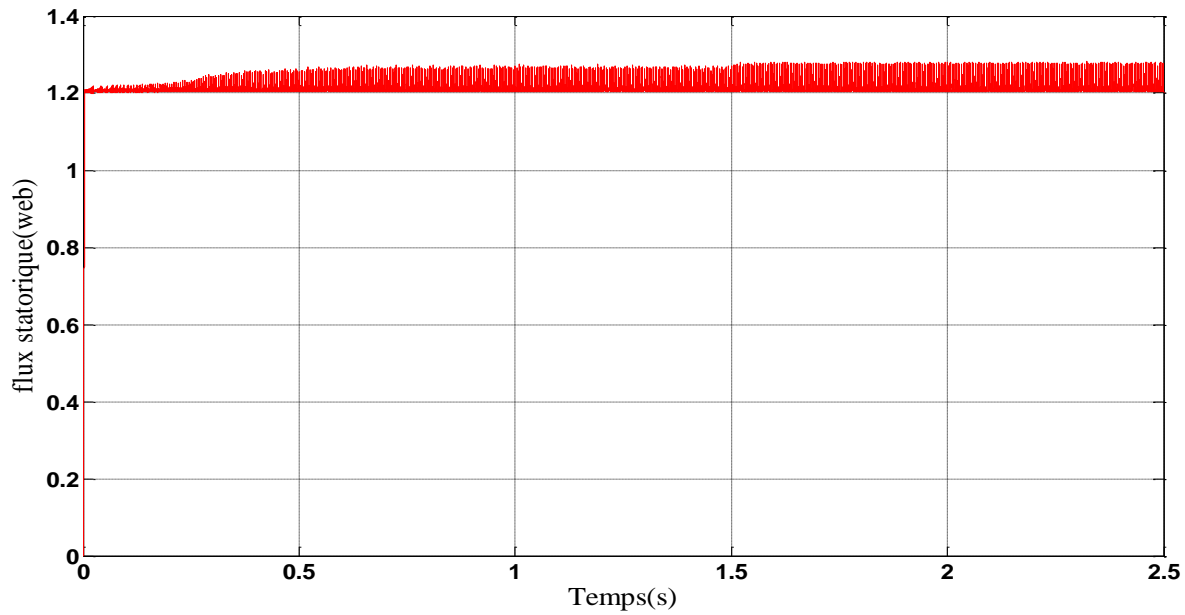
Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 130 rad/sec, puis la réponse à un échelon de couple $C_r=10$ Nm appliqué à l'instant $t=1$ sec. Dans le cas avec et sans la présence d'un régulateur de vitesse PI. Les résultats de simulation sont présentés dans la figure.I.14 et figure.I.15:

La Figure (II.14) présente le comportement du bloc de commande [contrôle direct de couple] (DTC), qui nous appliquant sur un moteur asynchrone de 1.5 kW, alimenté par un onduleur à deux niveaux. Pour un correcteur de couple et flux statorique à deux niveaux.

Après la simulation, on observe que les résultats obtenus sont performants, le couple électromagnétique suit régulièrement le couple de référence et cette précision dépend de la variation de la charge.

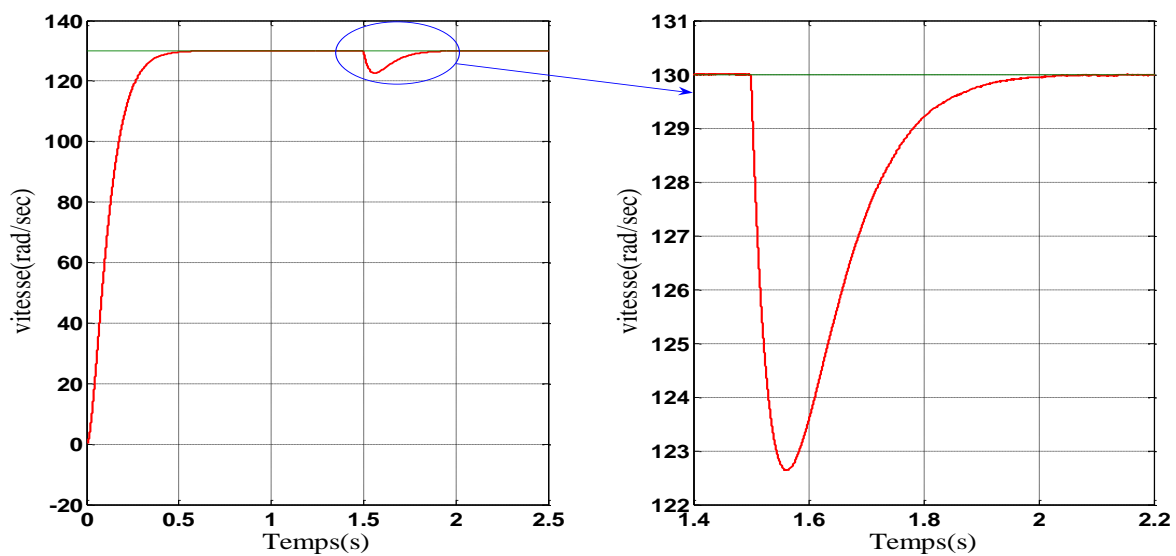
Le parcour de flux trace un cercle, ainsi que la vitesse croît linéairement avec le temps jusqu'à un point de stabilité, puis il reste stable à la valeur désirée (130 rad/s). Mais le comparateur de couple à deux niveaux ne permet pas de contrôler le moteur à deux sens de rotation. On note que les oscillations aux niveaux du couple électromagnétique qui introduit un inconvénient majeur de la DTC.





**Figure.III.14 : Résultat de simulation avec correcteur du couple à deux niveaux
Et sans régulateur de vitesse.**

La Figure.III.14 on va représenter les mêmes résultats de la simulation qui on a vu précédemment mais cette fois avec le régulateur PI. Ces résultats montrent qu'il a une bonne poursuite de la vitesse à sa valeur de référence. Et on obtient un temps de réponse (0.4 sec) ainsi que la réponse du module du flux est représentée sous forme circulaire, le flux statorique présente des oscillations et se stabilise à sa valeur de référence (1.207wb).



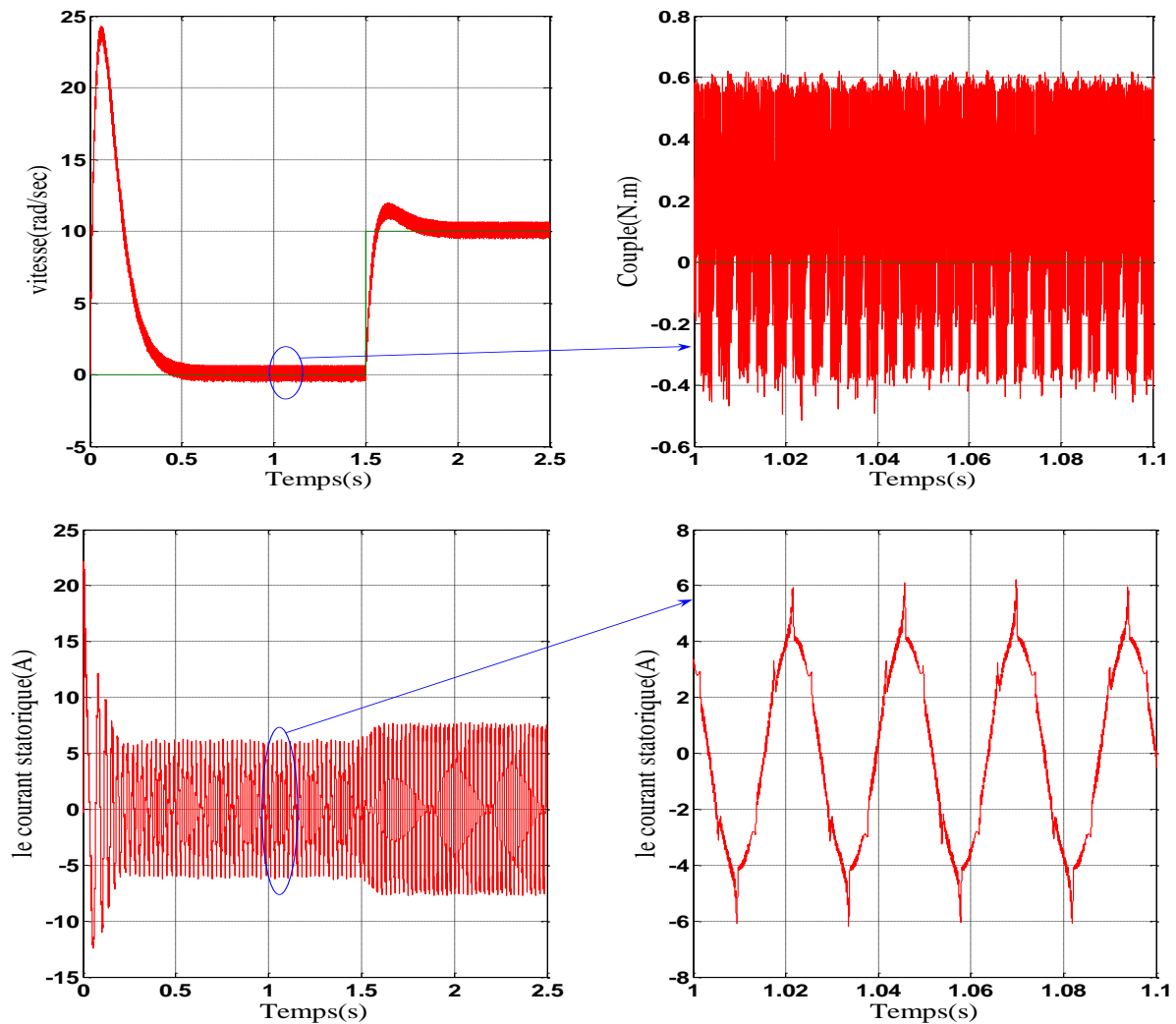


Figure.III.15: Résultat de simulation avec correcteur à deux niveaux et avec régulateur de vitesse.

III.9.2. Inversion du sens de rotation de la vitesse

Pour réaliser ce test, on a inversé le signe de la vitesse de 130 rad/sec à -130 rad/sec progressivement à partir de $t=1$ sec. Les résultats de simulation sont illustrés par la Figure .III.16.

Suivent de ce test de l'inversion du sens de rotation de vitesse (130rad/sec a -130rad/sec) les résultats montrent la robustesse de la commande DTC basée sur la technique MRAS est robuste vis-à-vis aux perturbations extérieures de la variation de vitesse.

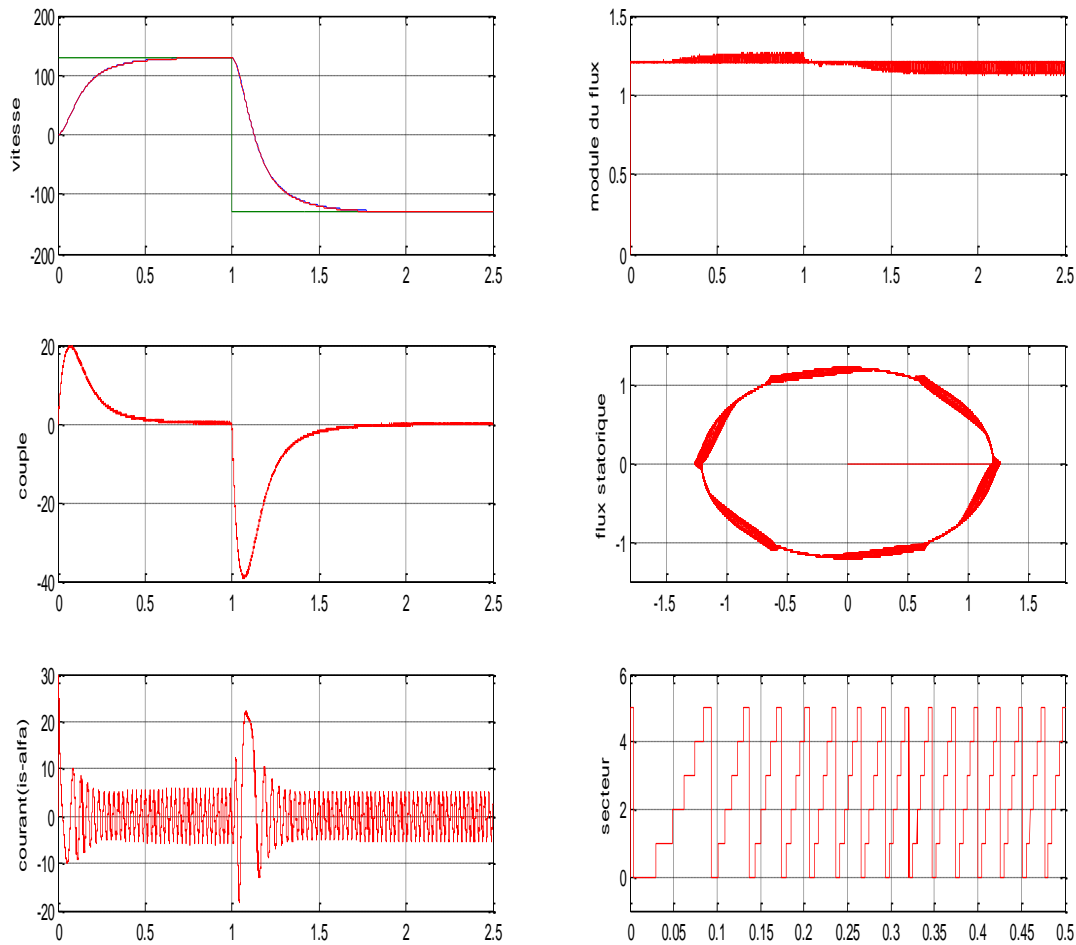


Figure.I.16: Résultat de simulation de la DTC lors de l'inversion vitesse.

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande DTC vis-à-vis des variations brusques de vitesse de rotation, en appliquant un changement de la consigne de 130 rad/sec à -130 rad/sec à partir de $t = 1$ sec. Les résultats de simulation sont illustrés par la Figure(III.16). Suivent de ce test de l'inversion du sens de rotation de vitesse (130rad/sec a -130rad/sec) les résultats montrent la robustesse cet estimateur et on peut affirmer que la commande DTC est robuste vis-à-vis aux perturbations extérieures le couple résistant.

III.10. CONCLUSION:

Nous avons étudié dans ce chapitre une structure du contrôle direct du couple DTC de la machine asynchrone avec la présentation des différents résultats de simulation et leur interprétation.

Ainsi, nous avons établi une table de commutation avec plus de règles et le vecteur tension est plus optimale. Les techniques du contrôle et de mesure sont basées sur les modèles de connaissance des processus, mais l'analyse mathématique de ces derniers n'est pas toujours facile.

Chapitre VI

**COMMANDE (DTC) SANS CAPTEUR DE VITESSE DE LA
MACHINE ASYNCHRONE (MRAS)**

IV.1 Introduction

Pour assurer l'autopilotage des machines asynchrone, la mesure de la position électrique du rotor s'impose. Selon les méthodes conventionnelles, l'information est obtenue grâce à un capteur mécanique (de position ou de vitesse) placé sur l'arbre de la machine qui peut être soit un capteur à effet Hall, un résolveur, ou un codeur optique [41], [42]. Les inconvénients inhérents à l'utilisation de ce capteur mécanique sont multiples. Premièrement, elle augmente le volume et le coût global du système. De plus, elle nécessite un bout d'arbre disponible, ce qui est particulièrement difficile pour des machines de petite taille. L'installation de ce capteur requiert un calage relatif au stator, opération qui s'avère délicate à reproduire en série et diminue la fiabilité du système, [43] [44]

Dans certaines applications industrielles, l'emploi de ces capteurs peut réduire substantiellement la fiabilité du système en terme de la maintenance régulière requise à l'ajout de pièces mécaniques additionnelles, dans d'autres, il affecte simplement le coût de la commande. Tenant compte de toutes ces limites qui présentent le fonctionnement de la machine avec capteur mécanique, plusieurs travaux ont été effectués pour un fonctionnement de la machine sans capteur mécanique.

IV.2 Notions d'estimation et observation

Pour des raisons de coût ou des raisons technologiques, il est parfois trop contraignant démesurer certaines grandeurs du système. Cependant ces grandeurs peuvent représenter une information capitale pour la commande ou la surveillance. Il est alors nécessaire de reconstruire l'évolution de ces variables qui ne sont pas issues directement des capteurs. Il faut donc réaliser un capteur indirect. Pour cela, on utilise des estimateurs ou, selon le cas, des observateurs.

Un estimateur permet de reconstruire la grandeur recherchée en calculant en temps réel L'évolution d'un modèle du processus commande. Dans le cas de l'observateur, on compare l'évolution du modèle et du système réel en mesurant l'erreur sur des grandeurs que l'on peut directement capter. Cette erreur est alors utilisée pour faire converger le modèle vers le système réel.

Il s'agit un système bouclé au contraire de l'estimateur (figure IV.1).

L'estimation/observation, qui est un module essentiel, demande souvent des calculs assez complexes avec des contraintes temporelles identiques à celles de la régulation.

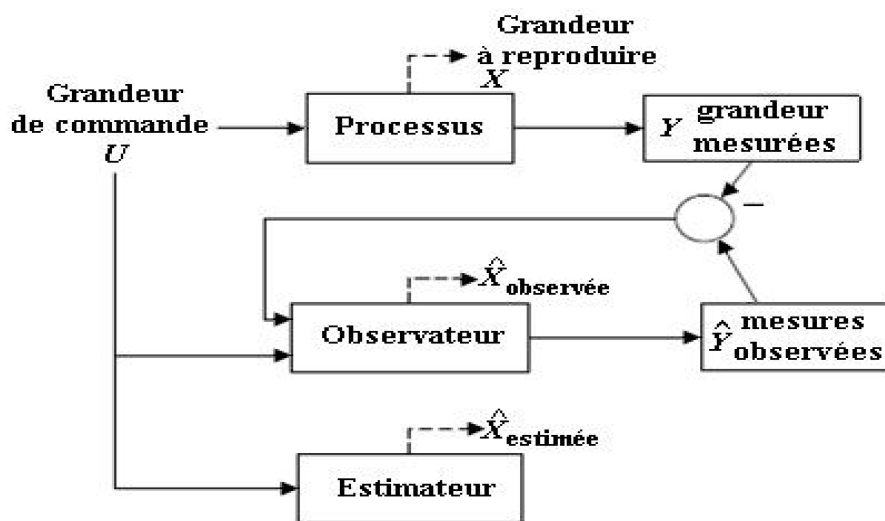


Fig (IV.1) : Schéma de principe représentant la différence entre l'observateur et l'estimateur.

IV.3 Les méthodes de commande sans capteur mécanique

IV.3.1 Méthodes avec Modèle

IV.3.1.1 Méthodes à base d'estimateur

Nombreuses sont les méthodes proposées dans la littérature qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine [45].

IV.3.1.1.1 La loi d'autopilotages

La méthode d'estimation de la vitesse utilise la loi d'autopilotage des machines électriques et peut être facilement implantée. Elle repose dans le cas de la machine asynchrone sur la relation fondamentale entre les fréquences propres de la machine asynchrone. L'objectif de cette méthode est d'obtenir la vitesse électrique du rotor à partir des deux autres fréquences du moteur, qui peuvent être estimées.

IV.3.1.1.2 Estimation de la vitesse par la technique MRAS

Le Système Adaptatif à Modèle de Référence est basée sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable.

IV.3.1.2 Méthodes à base d'observateur

Le problème posé par le traitement en boucle ouvert peut être évité en utilisant des observateurs afin de reconstituer l'état du système. En fait, un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gains pour corriger l'erreur sur l'estimation. Afin de pouvoir observer les grandeurs non mesurables de la machine, il est nécessaire que le système soit observable.

IV.3.2 Méthodes sans modèle

IV.3.2.1 Estimation de la vitesse à partir des saillances de la machine

Généralement, les machines à induction sont théoriquement conçues symétriques et ne doivent pas comporter de saillances. Donc la machine présente des saillances à cause des imprécisions de construction (comme l'excentricité), de l'existence des encoches rotorique et du phénomène de saturation. Les saillances présentes dans une machine introduisent une variation spatiale des paramètres (résistance ou inductance), et permettent au courant ou à la tension de contenir des informations sur la position de ces saillances et par conséquent la position du rotor, donc une information sur la vitesse [46].

On peut dénombrer diverses techniques pour l'estimation de la vitesse utilisant cette donnée physique de la machine liée à la présence de saillances. L'insensibilité vis-à-vis des paramètres de la machine constitue l'un des grands avantages pour ces techniques en contrepartie de l'exigence de moyens performants en termes de traitement du signal.

Le défi reste donc dans la réalisation de l'estimation en temps réel, spécialement pour les commandes bouclées.

IV.3.2.2 Estimation basée sur l’intelligence artificielle

Les algorithmes génétiques, la logique floue et les réseaux neurones sont tous des techniques de calcul numérique à base d’intelligence artificielle, qui est populaire dans le domaine de l’informatique. Mais, de plus en plus, des applications à base de ces nouvelles approches de calcul numérique se développent pour des applications pratiques dans les domaines de la science et de l’ingénierie [47].

Les observateurs ou bien les estimateurs basés sur les techniques de l’intelligence artificielle amènent une meilleure dynamique, une meilleure précision et ils sont plus robustes [46]. Leurs robustesses sont très bonnes même pour des variations importantes des paramètres de la machine. Néanmoins, le besoin de la connaissance parfaite du système à régler ou à estimer et le manque de l’expertise sur système limitent les applications actuelles à une gamme bien spécifique.

IV.4 Estimation adaptative de la vitesse avec modèle de référence (MRAS)

Le principe d’estimation par cette méthode repose sur la comparaison des grandeurs obtenues de deux façons différentes, d’un côté par un calcul ne dépendant pas explicitement de la vitesse (modèle de référence) et d’autre coté par un calcul dépendant explicitement de la vitesse (modèle adaptatif). Cette méthode développée par Schauder [48], est connu sous le nom d’origine anglo-saxonne Model Reference Adaptive System (MRAS).

Pour l’estimation de la vitesse, il propose la comparaison de l’estimation du flux commun obtenu avec les équations statoriques (indépendantes explicitement de la vitesse) et d’autre part avec les équations rotoriques (dépendantes explicitement de la vitesse). L’objectif est de trouver le paramètre vitesse du modèle adaptatif afin d’assurer les résultats des deux estimations de flux rotorique identiques. Ainsi la valeur de la vitesse estimée devient celle de la vitesse réelle. Le fonctionnement adéquat de l’estimation est assuré par un choix judicieux de la fonction d’adaptation pour faire converger le modèle adaptatif vers le modèle de référence à partir du critère de Popov [48]. Cette méthode a un inconvénient, elle utilise que des grandeurs observées de flux pour reconstruire la valeur de la vitesse. C’est pour cela qu’on préfère appliquer une autre approche proposée par Yang [49] qui considère les mesures des courants et les flux estimés comme grandeurs de sortie du modèle de référence (machine asynchrone réelle). Ce choix permet une meilleure précision étant donné que le modèle doit converger vers les grandeurs de sortie de la machine réelle.

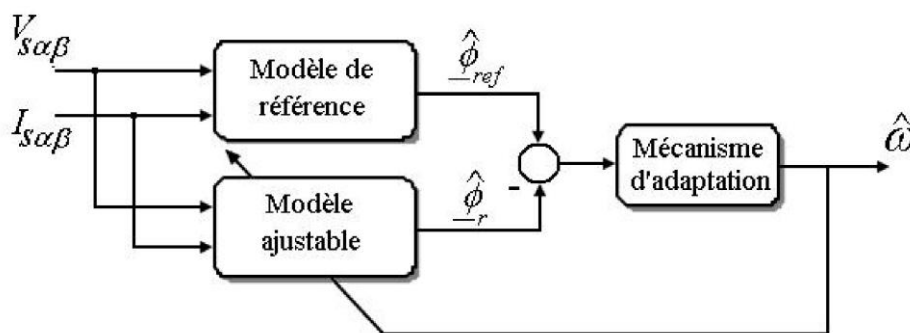


Fig (IV.2) : Estimation de la vitesse de la machine asynchrone par la technique (MRAS).

Dans cette méthode on considère les erreurs d'observation des courants de sortie dues à l'erreur existant dans la vitesse électrique ou fréquence de la matrice d'état du système. Ainsi, la simple comparaison entre les courants observés et les courants mesurés donne l'information nécessaire pour faire évaluer l'erreur dans la vitesse. Ensuite, un régulateur est appliqué afin de minimiser l'erreur trouvée. Ce régulateur sert comme mécanisme d'adaptation. Le modèle de la machine asynchrone exprimé dans le repère général, tournant à la vitesse w_g est le suivant :

$$V_s = R_s + \frac{d\phi_s}{dt} + jw_g\phi_s \quad (IV.1)$$

$$V_r = R_r i_r + \frac{d\phi_r}{dt} + j(w_g - w)\phi_r = 0 \quad (IV.2)$$

$$\phi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (IV.3)$$

$$\phi_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (IV.4)$$

$$w_r = w_s - w \quad (IV.5)$$

Les systèmes d'équations différentielles qui sont utilisés sont non linéaires ce qui complique notamment l'étude.

Les difficultés résident dans la recherche du mécanisme d'adaptation Figure(IV.2), $\hat{w} = f(e)$ et la dénomination prouvant la convergence de la vitesse estimée vers sa valeur exacte. Le choix d'un point de fonctionnement et la linéarisation des équations autour de ce point est un préalable au réglage du mécanisme d'adaptation.

L'erreur entre la valeur estimée par le modèle et la valeur supposée exacte du modèle de référence sera notée :

$$e = \hat{\phi}_{ref} - \phi_r \quad (IV.6)$$

IV.4.1 Modèle de référence

Nous souhaitons estimer les composantes de ϕ_r à partir de la mesure des courants statoriques i_s et des Expressions i_r à partir de (IV.4), on a

$$\hat{i}_r = L_r^{-1} (\hat{\phi}_{ref} - L_m \hat{i}_s) \quad (IV.7)$$

Introduisons l'équation (IV.7) dans(IV.3), il vient :

$$\hat{\phi}_s = L_s \hat{i}_s + L_m \left(L_r^{-1} (\hat{\phi}_{ref} - L_m \hat{i}_s) \right) \quad (IV.8)$$

Ou encore :

$$\hat{\phi}_s = L_m L_r^{-1} \hat{\phi}_{ref} + (L_s - L_m^2 L_r^{-1}) \cdot \hat{i}_s \quad (IV.9)$$

Soit, en introduisant le coefficient de dispersion σ :

$$\hat{\phi}_s = L_m L_r^{-1} \hat{\phi}_{ref} + \sigma L_s \hat{i}_s \quad (IV.10)$$

En introduisant (IV.10) dans (IV.3), nous obtenons une expression reliant les grandeurs recherchées :

$$\underline{V}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d}{dt} \left(L_m L_r^{-1} \hat{\underline{\phi}}_{ref} + \sigma L_s \underline{i}_s \right) \quad (IV.11)$$

$$\underline{V}_s = R_s \underline{i}_s + L_m L_r^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\underline{\phi}}_{ref} + \sigma L_s \frac{d}{dt} \underline{i}_s \quad (IV.12)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\underline{\phi}}_{ref} = L_m^{-1} L_r \left(\underline{V}_s - R_s \underline{i}_s - \sigma L_s \frac{d}{dt} \underline{i}_s \right) \quad (IV.13)$$

Ou encore :

$$\hat{\underline{\phi}}_{ref} = L_m^{-1} L_r \left(\int_0^t \left(\underline{V}_s - R_s \underline{i}_s - \sigma L_s \frac{d}{dt} \underline{i}_s \right) dt \right) \quad (IV.14)$$

On peut tirer le modèle de référence :

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \alpha L_s i_{s\alpha} \right) \\ \phi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\beta}) dt - \alpha L_s i_{s\beta} \right) \end{cases} \quad (IV.15)$$

IV.4.2 Modèle ajustable (adaptatif)

Pour trouver l'équation du modèle ajustable, nous exprimons \underline{i}_r (équation (IV.4)) tel que

$$\hat{\underline{i}}_r = L_r^{-1} \left(\hat{\underline{\phi}}_r - L_m \underline{i}_s \right) \quad (IV.16)$$

Puis nous exprimons aussi $\frac{d}{dt} \hat{\underline{\phi}}$ (équation (IV.2)), avec $w_g = 0$ et l'équation (IV.16), ainsi nous avons :

$$R_r L_r^{-1} \left(\hat{\underline{\phi}}_r - L_m \underline{i}_s \right) + j\hat{w} \hat{\underline{\phi}}_r + \frac{d}{dt} \hat{\underline{\phi}}_r = 0 \quad (IV.17)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\underline{\phi}}_r = -R_r L_r^{-1} \hat{\underline{\phi}}_r + R_r L_r^{-1} L_m \underline{i}_s - j\hat{w} \hat{\underline{\phi}}_r \quad (IV.18)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\underline{\phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + J\hat{w} \right) \hat{\underline{\phi}}_r + \frac{L_m}{T_r} \underline{i}_s \quad (IV.19)$$

On peut tirer le modèle ajustable

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{\phi}_{r\alpha} = -\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{w} \hat{\phi}_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt} \hat{\phi}_{r\beta} = -\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{w} \hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (IV.20)$$

IV.4.3 Mécanisme d'adaptation

L'entrée de ce mécanisme est activée par l'erreur entre ϕ_{ref} et $\hat{\underline{\phi}}_r$. Effectuons la différence entre le modèle de référence et le modèle ajustable, il vient :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{ref} - \frac{d}{dt} \hat{\underline{\phi}}_r &= \frac{d}{dt} e = (-R_r L_r^{-1} + jw) \underline{\phi}_{ref} - (-R_r L_r^{-1} + j\hat{w}) \hat{\underline{\phi}}_r \\ &= (-R_r L_r^{-1} + jw) \left(\underline{\phi}_{ref} - \hat{\underline{\phi}}_r \right) + j(w - \hat{w}) \hat{\underline{\phi}}_r \\ \frac{d}{dt} e &= \left(-\frac{1}{T_r} + jw \right) e + j(w - \hat{w}) \hat{\underline{\phi}}_r \end{aligned} \quad (IV.21)$$

L'équation précédente, peut être exprimée comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} e_\alpha \\ \frac{d}{dt} e_\beta \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_r} & -w \\ w & -\frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + (w - \hat{w}) \begin{bmatrix} -\phi_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_r \end{bmatrix} \quad (\text{IV.22})$$

Ou :

$$\frac{d}{dt} \underline{e} = [A] \cdot \underline{e} - [w] \quad (\text{IV.23})$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -w \\ w & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, [w] = (w - \hat{w}) \underline{\hat{\phi}}_r \quad (\text{IV.24})$$

La matrice [A] sera considéré comme un pôle complexe de l'évolution de l'erreur du système linéaire.

Or ce pôle est à partie réelle négative, alors ce système est stable.

La matrice [W] doit également tendre vers zéro sinon vers une quantité à énergie minimale.

La loi d'adaptation choisie pour assurer la convergence de \hat{w} vers w

$$\hat{w} = k_p \delta e + k_i \int_0^t \delta e \cdot dx \quad (\text{IV.25})$$

Cette loi d'adaptation choisie pour assurer la convergence de \hat{w} vers w peut être interprétée comme l'application d'une correction Proportionnelle-Intégrale (k_p, k_i) sur la quantité de δe .

La synthèse directe de ce correcteur à partir de la représentation à retour non linéaire est difficile. On choisit donc de linéariser ce système autour d'un point de fonctionnement. Cette linéarisation est effectuée dans le repère du champ tournant dans lequel les grandeurs sont connues, ce qui facilite la synthèse du correcteur.

L'erreur destinée au correcteur est définis selon le critère dit d'hyper stabilité de Popov. Les calculs nécessaires sont exposés dans le travail de Peter-Contasse [50]. Il vient alors :

$$e = \hat{\phi}_{r\alpha} \cdot \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \cdot \phi_{r\alpha} \quad (\text{IV.26})$$

IV.4.4 Synthèse du correcteur

L'équation (IV.25) que nous utilisons dans le mécanisme d'adaptation permet de faire converger les grandeurs estimées vers les valeurs exactes. On peut donc supposer que les grandeurs en régime statique sont identiques. La transformée de Laplace de l'équation (IV.25) est la suivante :

$$\frac{\Delta \hat{w}(s)}{\Delta e(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{IV.27})$$

La Figure (IV.3) représente la synthèse du correcteur de vitesse.

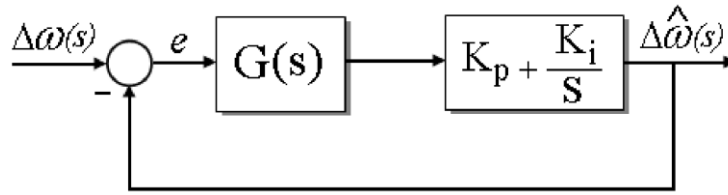


Fig (IV.3) synthèse du correcteur de vitesse

En utilisant les équations (IV.22) et (IV.26) et après simplification nous trouvons :

$$G(s) = \frac{(s + \frac{1}{T_r}) |\underline{\phi}_{ro}|^2}{(s + \frac{1}{T_r})^2 + \omega_{ro}^2} \tag{IV.28}$$

Avec :

Le module du flux. $|\underline{\phi}_{ro}|$

$\omega_{ro} = (\omega_{so} - \omega_o) = g\omega_{so}$: représente la différence entre la pulsation des signaux statoriques et la pulsation mécanique. Ce terme sera d'autant plus petit que le glissement g sera proche de zéro.

Cela correspond à un fonctionnement "à vide", lorsque le moment du couple demandé par la charge est relativement faible par rapport au moment du couple nominal, ce qui pose un problème en base vitesse.

La fonction de transfert de la chaîne directe s'écrit :

$$F(s) = \frac{|\underline{\phi}_{ro}|^2 (k_p s + k_i)}{(s + \frac{1}{T_r}) s} \tag{IV.29}$$

La fonction de transfert $H(s)$ en boucle fermée, s'obtient alors sous la forme suivante :

$$H(s) = \frac{|\underline{\phi}_{ro}|^2 (k_p s + k_i)}{s^2 + (|\underline{\phi}_{ro}|^2 k_p + \frac{1}{T_r}) s + k_i |\underline{\phi}_{ro}|^2} \tag{IV.30}$$

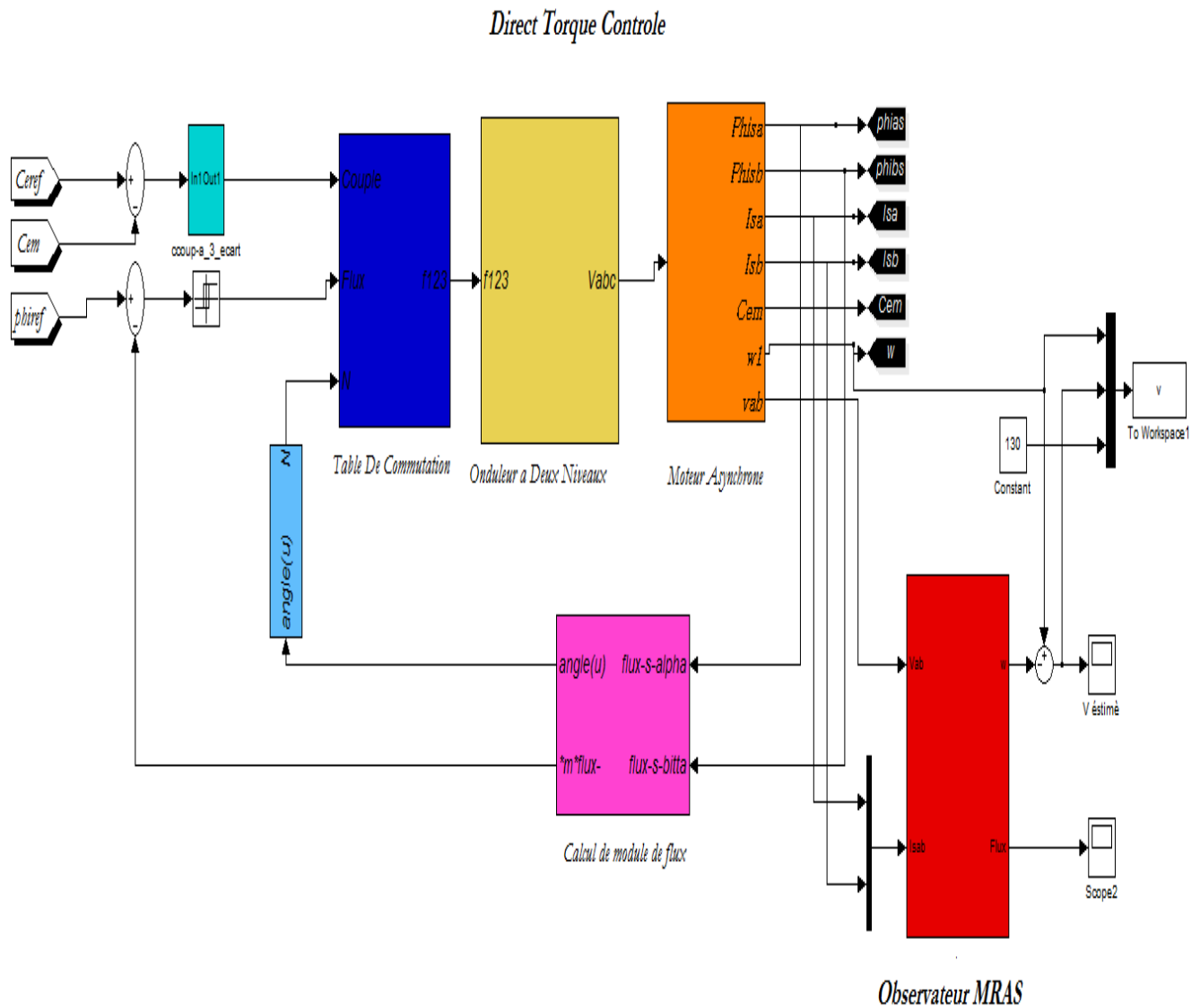
La représentation standard du dénominateur du second ordre s'écrit $s^2 + 2\xi\bar{\omega}_n s + \bar{\omega}_n^2$ de sorte que, par identification, nous trouvons

$$\begin{cases} k_p = \frac{2\xi\bar{\omega}_n - \frac{1}{T_r}}{|\underline{\phi}_{ro}|} \\ k_i = \frac{\bar{\omega}_n^2}{|\underline{\phi}_{ro}|^2} \end{cases} \tag{IV.31}$$

IV.5. Comparaison les résultats de Simulation avec et sans la technique MRAS

La Figure(IV.4) illustre les résultats de simulation de la commande directe de couple DTC de la MAS sans capteur mécanique de vitesse avec la technique MRAS lors d'un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (130 rad/s) suivi d'une introduction d'un couple de charge $C_r=10Nm$ à l'instant $t=1$ sec.

Le schéma de principe, utilisée pour l'estimation de vitesse est donnée par la figure suivante :



Figure(IV.4) : commande DTC sans capteur mécanique basée sur l'estimateur (MRAS)

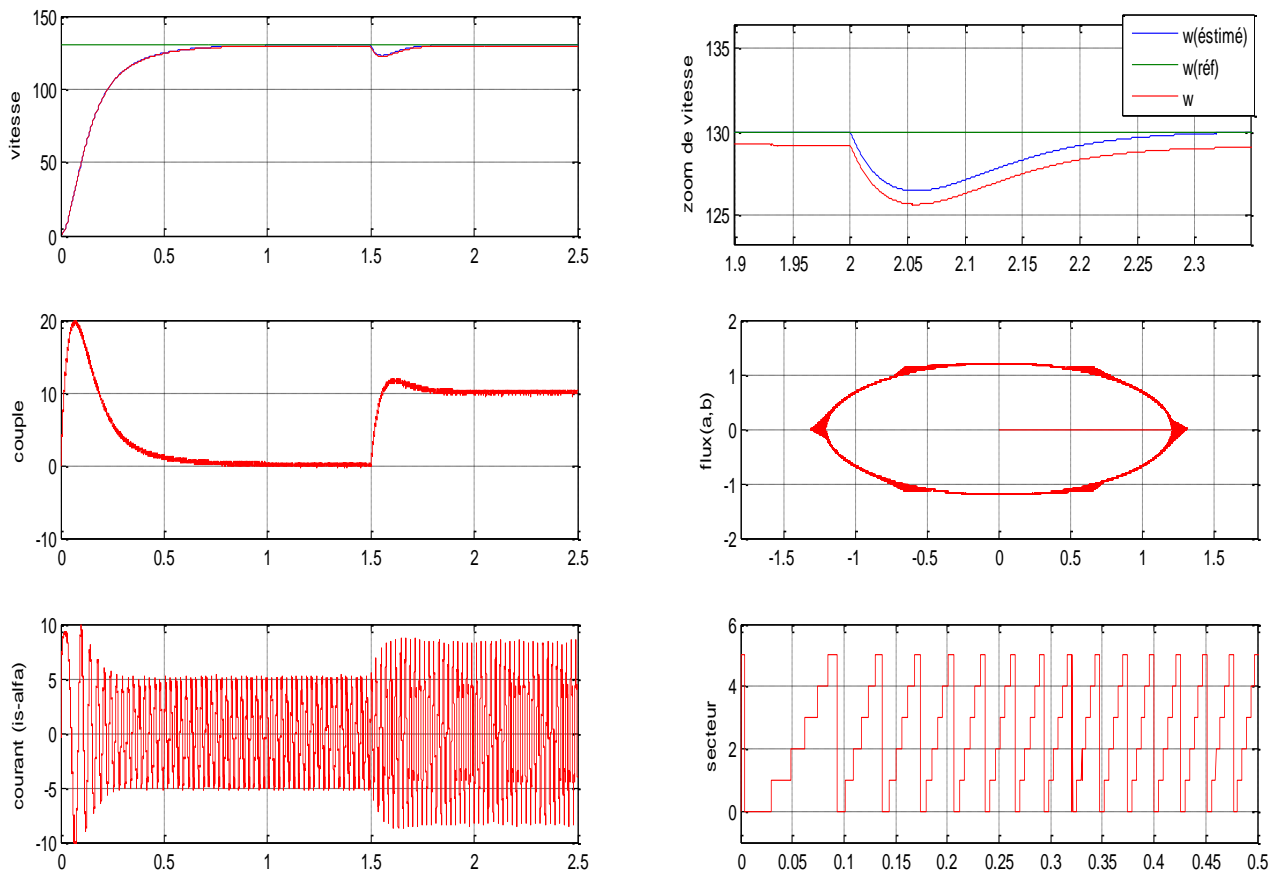
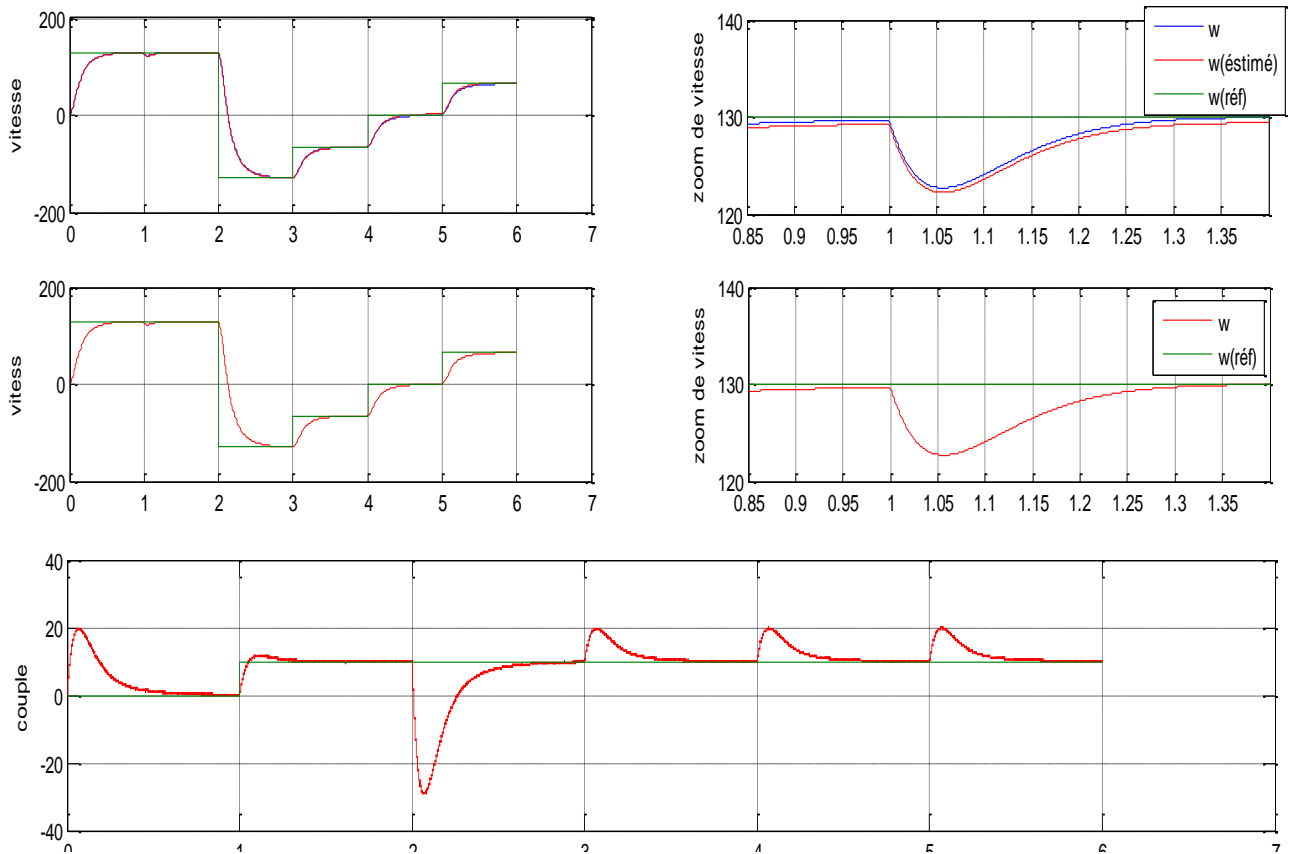


Figure.VI.5 : Réponse du système à vide et en charge avec estimation de la vitesse par la technique (MRAS)



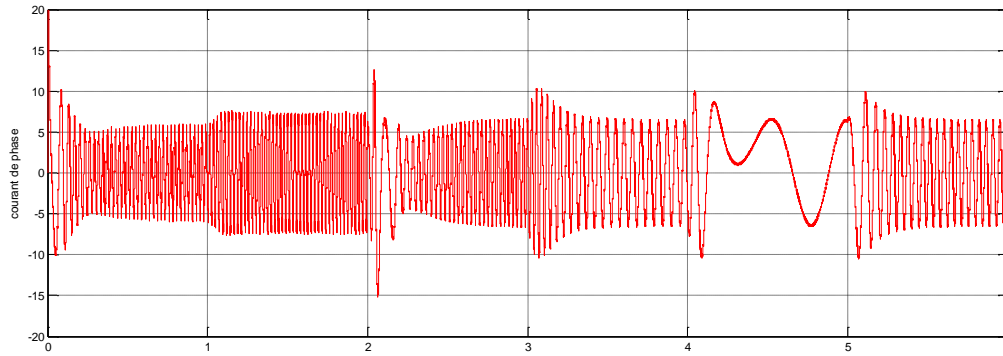


Figure.VI.6 : Réponse du système à vide et en charge avec la variation de la vitesse.

On observe de premier vue la validité de l'observateur MRAS à reconstruire les grandeurs principales de la machine asynchrone, et on voit que le flux et la vitesse et le couple suivent la même trajectoire des grandeurs réelles.

V.6. Conclusion

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution. Elle a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que fragilité, coût et bruit...etc.

Nous avons présenté dans ce chapitre les différentes méthodes d'estimation de la vitesse de la machine asynchrone, et nous avons concentré notre étude sur l'estimation par la méthode MRAS qui a été développée pour l'obtention des résultats de simulation qui sont dans le chapitre suivant qui conclure les différents résultats pour les chapitres précédents.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Ce travail avait comme objectif de faire l'élaboration d'une commande directe du couple DTC sans capteur de vitesse d'une machine à induction alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux.

A l'issue de ce travail, nous pouvons faire une synthèse des résultats obtenus et établir les perspectives futures envisagées.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté des différentes types des commandes, la modélisation de la machine à induction et ceux de l'onduleur. A l'aide des hypothèses simplificatrices, nous avons obtenu un modèle triphasé réduit à son tour à un modèle biphasé plus simple à étudier suite à l'application de la transformation de Park. Le choix des états et du référentiel était selon le besoin du travail.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté l'étude d'un onduleur de tension à deux niveaux commandés par la technique MLI.

La seconde partie du travail, consiste à l'étude le principe de la commande directe du couple DTC. Nous avons également introduit la régulation de la vitesse en boucle fermée en utilisant un régulateur PI. Suite à cette partie, nous avons présenté, en bref, des différents types d'estimateurs de vitesse, après on fait un estimateur de la vitesse en boucle ouverte (Modèle Référence adaptative système) MRAS.

En fin nous avons présenté la structure général de la commande directe de couple DTC avec MRAS et représenté tout les résultats de la simulation. L'ensemble de nos réflexions et de nos études nous a conduit à présenter quelque Perspectives à ce travail.

* Notre travail ne serait complet sans la réalisation pratique de ces méthodes, ce que nous souhaitons le faire dans les plus brefs délais.

* Améliorer les stratégies proposées dans ce mémoire.

* La recherche des autres observateurs robustes de la vitesse mécanique, cette voie de recherche reste le point commun pour les différentes stratégies de commande.

Annexes

ANNEXE**I.1 Caractéristiques du moteur asynchrone**

Les caractéristiques du moteur asynchrone triphasé utilisées dans notre travail sont :

P(kw)	V(v)	F(Hz)	P	$r_r(\Omega)$	$r_s(\Omega)$	$L_s(H)$	$L_r(H)$	M(H)	$J(kgm^2)$	f
4	380/220	50	2	3.805	4.85	0.274	0.274	0.258	0.02	0

I.2 Caractéristiques constructeur

Constructeur	LE ROY SOMER
Type	Asynchrone 3PH :KLS132MI
Puissance	4 Kw
Couple nominale	10 N.m
Tension	380/220V
Courant nominal	5A

Bibliographie

- [1] Mr b Abdennour, et Mr Ould mohamed Brahimelkhalil, et Mr Ould Mohamedmahmoudrbay, " Command direct du couple de la MAS sons capteur de vitesse " P.E.F de l'Université De M'sila 2011
- [2] C. Canudas de wit, "Modélisation contrôle vectoriel et DTC- Commande des moteurs asynchrone 1," Hermis science Publications, Paris 2000.
- [3] T. Kataoka, Y. sato and A. Bendibdellah, "A novel Volts/Hertz control method for an induction motor to improve the torque characteristics in the low range,"The European Power Electronics association, pp. 485-488, 1993.F. Marlait, "Problèmes d'identification et d'observabilité du moteur à induction pour la variation de vitesse industrielle sans capteur," Thèse de doctorat, Ecole nationale supérieur des mines, Paris, Février 2001.
- [4] F. Blaschke, " The principle of field orientation as applied to the new trans vector closed-loop control system for rotating-field machines," Siemens Rev., vol. 34, pp.217-220, 1972.
- [5] T. Kataoka, Y. sato and A. Bendibdellah, "A novel Volts/Hertz control method for an induction motor to improve the torque characteristics in the low range,"The European Power Electronics association, pp. 485-488, 1993.
- [6] L. Mazence, "Les techniques de commande vectorielles de machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performance," Direction des Etudes et Recherches EDF, Janvier 1992.
- [7] M. Depenbrock, "Direct self control DSC of inverter-fed induction machine,"IEEE Trans. Power. Electronics., vol. 3, no. 4, pp. 420-429, Oct 1988.
- [8] I. Takahashi and Y. Ohmori, "High-performance direct torque control of an induction motor," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 25, no. 2, pp. 257-264, Mar/Apr 1989.
- [9] J. Faiz and M.B. Sharifian, "Different techniques for real time estimation of an induction motor rotor resistance in sensorless direct torque control for electric vehicle," IEEE Trans. Energy. Convt., vol. 16, no. 1, pp. 104-109, Mar 2001.
- [10] C. Canudas de wit, "Modélisation contrôle vectoriel et DTC- Commande des moteurs asynchrone 1," Hermis science Publications, Paris 2000.
- [11] F. Blaschke, " The principle of field orientation as applied to the new trans vector closed-loop control system for rotating-field machines," Siemens Rev.,vol. 34, pp. 217-220, 1972.
- [12-14] N. Nait-Said, "Contribution à l'identification et à la commande de la machine à induction," Thèse de doctorat, Univ. Batna, Juin 2003.
- [13] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra and A.Tani, "FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control," IEEE Trans. Power. Electronics., vol.17, no. 5, pp. 779-787, Sep 2002.
- [15] R. Marino, S. Peresada and P. Valigi, "adaptive Input-output linearizing control of induction motors," IEEE Trans. Autom. Contr., vol. 38, no. 2, pp. 208-218, Feb 1993.
- [16-17-18] V.I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," IEEE Trans. Indus. Electronics., vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb 1993.
- [19] M. Rodie and K. Jezernik, "Speed Sensorless sliding mode torque control of induction motor," IEEE Trans. Indus. Electronics., vol. 49, no. 1, pp. 87- 95, Feb 2002.

- [20] T. Kataoka, Y. sato and A. Bendibdellah, "A novel Volts/Hertz control method for an induction motor to improve the torque characteristics in the low range," The European Power Electronics association, pp. 485-488, 1993.
- [21] F. Blaschke, " The principle of field orientation as applied to the new trans vector closed-loop control system for rotating-field machines," Siemens Rev., vol. 34, pp.217-220, 1972.
- [22] T. Kataoka, Y. sato and A. Bendibdellah, "A novel Volts/Hertz control method for an induction motor to improve the torque characteristics in the low range," The European Power Electronics association, pp. 485-488, 1993.
- [23] L. Mazence, "Les techniques de commande vectorielles de machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performance," Direction des Etudes et Recherches EDF, Janvier 1992.
- [24] M. Depenbrock, "Direct self control DSC of inverter-fed induction machine," IEEE Trans. Power. Electronics., vol. 3, no. 4, pp. 420-429, Oct 1988.
- [25] J. Faiz and M.B. Sharifian, "Different techniques for real time estimation of an induction motor rotor resistance in sensorless direct torque control for electric vehicle," IEEE Trans. Energy. Convt., vol. 16, no. 1, pp. 104-109, Mar 2001.
- [26] C. Canudas de wit, "Modélisation contrôle vectoriel et DTC- Commande des moteurs asynchrone 1," Hermis science Publications, Paris 2000.
- [27] R. Zaimeddine " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des onduleurs Multi-niveaux " Thèse de doctorat en génie électrique ENP Alger 2007.
- [28] Casadei, D.; Profumo, F.; Serra, G.; Tani, A 'FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control' , Power electronics, IEEE Transactions on volume 17, issue 5, Sep 2002 page(s): 779 – 787.
- [29] Heath Hofmann, Seth R. Sanders, " Speed-Sensorless Vector Torque Control of Induction Machines Using a Two-Time-Scale Approach" , IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 34, No. 1, January/February 1998.
- [30] Y. A Chapuis, " Contrôle Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique" , Thèse Doctorat INPG, génie électrique.
- [31] Takahashi, I. Ohmori, Y., "High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor " ,Industry Applications, IEEE Transactions on Date: Mar/Apr 1989, Volume: 25, Issue: 2 , on page(s): 257-264.
- [32] M.R. Zolghadri, C. Pelissou, D. Roye, " Start up of a Global Direct Torque Control System" , Power Electronics Specialists Conference, 1996, 27th Annual IEEE, Issue , 23-27 Jun 1996 Page(S):370 - 374 Vol.1.
- [33] M. E. Haque and M. F. Rahman " Influence of Stator Resistance Variation on Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Performance and Its Compensation" , IEEE Industry Application Society Annual Meeting, Chicago, USA, vol. 4, pp. 2563 -2569, 2001.
- [34] Domenico Casadei, Giovanni Serra and Angelo Tani, " Steady-State and Transient Performance Evaluation of a DTC Scheme in the Low Speed Range" , IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, N°. 6, Nov. 2001.
- [35] Marian P. Kazmierkowski, and Andrzej 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, August 1995.

- [36] L.Checouche B.Mokhtarie " Etude et simulation d'un moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension multi-niveaux " PFE M'sila, 2005.
- [37] S.boulekherachef " Analyse et commande d'un onduleur à structure NPC application à la machine asynchrone commandé par logique floue " Thèse de magister ENP, Alger,2001.
- [38] M. Yousfi, et Z. Bouhenaf, "Commande directe du couple de la machine synchrone double étoile alimentée par deux types d'onduleurs, P.F.E de l'École Nationale Polytechnique, Alger, Juin 2007.
- [39] R. Marino, S. Peresada and P. Valigi, "adaptive Input-output linearizing control of induction motors," IEEE Trans. Autom. Contr., vol. 38, no. 2, pp. 208-218, Feb 1993.
- [40] Mr A CHEBABHI, et Mr N ROUABAH, et Mr EL H GUERBAI, " Application des techniques de l'intelligence artificiel pour le contrôle direct du couple d'une mas"
P.E.F de l'Université De M'sila
- [41] V.I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," IEEE Trans. Indus. Electronics., vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb 1993.
- [41-42-43] V.I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," IEEE Trans. Indus. Electronics., vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb 1993.
- [44] M. Rodie and K. Jezernik, "Speed Sensorless sliding mode torque control of induction motor," IEEE Trans. Indus. Electronics., vol. 49, no. 1, pp. 87-95, Feb 2002.
- [45] Jean-Pierre Caron & Jean-Paul Hautier, " Modélisation et commande de la machine asynchrone, " Edition Technip, Paris, 1995.
- [46] F. Blaschke, " The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines," Siemens Rev., vol. 34, pp. 217-220, 1972.
- [47] A. Benseghir & S. Amiri, " Commande prédictive d'une machine asynchrone, " mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, Juillet 2004.
- [48] Chatelain J, " Traité d'électricité : Machines électrique, " Tome 1, Donod 1984.
- [49] L. Edouard, "Méthodologie multi modèles pour l'identification et la commande de machine asynchrone" Thèse de doctorat Ecole normale. Supérieur de Cachan, 2000.
- [50] M. Hadeif " Contrôle direct du couple des machines asynchrone avec et sans capteurs mécaniques " Thèse de magistère, Bejaia, Novembre 2002.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME de
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE : AUTOMATIQUE**

Proposé et dirigé par : - M. BERRABEH fouad

Présenté par : - Meliani Slimane.

Thème :

**"Modélisation et Simulation d'une Commande Directe du Couple (DTC)
appliquée à la (MAS) sans capteur de vitesse"**

Résumé :

L'étude présentée dans ce mémoire consiste à l'application de la commande directe du couple (en anglais, Direct Torque Control (DTC)) à la machine asynchrone, Cette technique de commande présente des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse.

Notre objectif principal, est de produire une commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse car elle présente beaucoup d'avantages; prévoit la diminution de bruit, présente une augmentation de fiabilité et rend le matériel moins coûteux. Pour cela nous avons étudié et utilisé :

- ❖ La commandes : DTC classique.
- ❖ l'estimation par la technique (MRAS).

L'étude comparative entre ces commande se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque commande et l'estimation de vitesse lors des variations de la vitesse et du couple.

Nous présentons les résultats de simulation de la régulation de vitesse d'une machine asynchrone commandée par contrôle direct de couple. Le module de simulation proposé utilise l'outil SIMULINK de MATLAB.

Mots Clés :

Machine asynchrone , Commande directe du couple , Commande sans capteur de vitesse (MRAS), Observateur, Estimateur.

N° d'ordre: 072