



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

Université Kasdi Merbah Ouargla

Faculté De Nouvelle Technologie De L'information

Département d'Electronique et des Télécommunications

Mémoire de Fin d'Etude

En vue d'obtention du diplôme de master

Filière Electronique

Spécialité Instrumentation et systèmes

THEME

**ÉTUDE COMPARATIVE ENTRE LA COMMANDE
DIRECTE DE COUPLE (DTC) ET VECTORIELLE
DIRECT (FOC) D'UNE MACHINE ASYNCHRONE**

Présenté par :

- ❖ BRIK HOUDAIFA
- ❖ DJEBRIT ABDELMADJID

Devant le jury composé de :

Président :	ABDESSEMED DJALLAL	MAA	UKM Ouargla
Examineur :	SOURI SAMIRA	MAA	UKM Ouargla
Encadreur:	AMEUR FATIMA	MCB	UKM Ouargla

Année universitaire :2021-2022

Remerciement

Tout d'abord on va remercier le bon Dieu de nous avoir données la santé la volonté et la force de terminé ce modeste travail

Nous tenons à exprimer nos profonde gratitude et nos vifs remerciements a notre encadreur : Dr. Ameer Fatima pour sa patience sa rigueur sa disponibilité sa gentillesse et ses précieuse conseils durant notre préparation de ce mémoire.

Nous tenons également à remercier vraiment nos professeurs de Science et Technologie durant tout le parcours et qu'on a eu de la chance d'avoir bénéficié de leurs connaissances et leurs précieux conseils.

Nos remerciements s'adresse aussi aux membres de jury de nous avoir accordé leur temps pour assisté a notre soutenance.

Enfin, nous remercions nos parents qui nous ont soutenus et spécialement nos mères , nos grands-pères , nos frères, nos sœurs, mes oncles, et les amis de tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce travail

Dédicace

Nous dédions ce modeste travail

*A toute notre famille et surtout à nos parents qui nous ont aidés à surmonter
plusieurs épreuves.*

A nos frères, nos sœurs.

*A nos professeurs du département d'électronique.
A tous nos collègues de la promotion, et nos ami(e)s.*

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I.....	3
MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	3
I.1. INTRODUCTION.....	3
I.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	3
I.3. LES DIFFERENTS ELEMENT DE LA MAS	4
I.3.1. Stator	4
I.3.2. Rotor	4
a. Rotor à cage (rotor à cage d'écureuil)	5
b. Rotor à bague ou rotor bobiné.....	5
I.4. HYPOTHESE SIMPLIFICATRICE.....	6
I.5. MODELISATION DYNAMIQUE D'UNE MACHINE A INDUCTION	6
I.5.1. Equations de la machine asynchrone dans le régime linéaire	7
a) Equation électrique	7
b) Equation magnétique	8
c) Equation mécanique.....	8
I.6. TRANSFORMATION DE PARK	9
I.6.1. Équations des tensions	10
I.6.2. Équations des flux.....	11
I.6.3. Équations mécaniques.....	11
I.7. CHOIX DU REFERENTIEL.....	12
1. Référentiel lié au stator	12
2. Référentiel lié au rotor	13
3. Référentiel lié au champ tournant	13
I.8. REPRESENTATION D'ETAT.....	14
I.9. ASSOCIATION ONDULEUR MACHINE ASYNCHRONE	15
I.6.1. Principe de fonctionnement.....	15
a) Modelisation de la redresseuse triphasee double alternance a diodes.....	16
b) Modelisation du filtre	17
c) Modélisation de l'onduleur.....	17
I.10. CONCLUSION.....	Error! Bookmark not defined.

II PRESENTATION DE LA DTC ET SON APPLICATION A LA COMMANDE DE MAS

II.1.	INTRODUCTION.....	19
II.2.	PRINCIPE DE LA COMMANDE DTC	19
II.2.1.	Règle d'évolution du flux statorique.....	19
II.2.2.	Règle d'évolution du couple électromagnétique	22
II.3.	ELABORATION DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE.....	23
II.3.1.	Régulation du flux statorique.....	23
II.3.2.	Régulation du couple électromagnétique.....	24
II.3.3.	Estimation du flux statorique et du couple.....	27
II.4.	RESULTATS DE SIMULATION	29
II.5.	CONCLUSION.....	31

III PRESENTATION DE LA FOC ET SON APPLICATION A LA COMMANDE DE MAS

III.1.	INTRODUCTION.....	35
III.2.	PRINCIPE DU COMMANDE PAR FLUX ORIENTE.....	35
III.1.	Orientation du flux rotorique.....	36
III.2.	Découplage par compensation	37
III.3.	Méthode directe.....	39
III.3.	ASSERVISSEMENT DE VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR A DEUX NIVEAUX UTILISANT LA COMMANDE VECTORIELLE	40
III.3.1	Commande par orientation du flux directe	40
III.3.2	Commande par orientation du flux indirecte.....	40
III.4.	PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE	41
III.5.	REGULATION	42
III.6.	MODE DEFLUXE.....	47
III.7.	RESULTATS DE SIMULATION	47
III.8.	LA COMPARISON ENTRE LA COMMANDE DTC ET FOC.....	49
III.9.	LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE.....	49
III.9.1.	Avantage de commande DFOC.....	49
III.9.2.	Inconvénient de commande DFOC.....	49
III.10.	LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE DTC.....	49
III.10.1.	Avantage de commande DFOC.....	49
III.10.2.	Inconvénient de commande DFOC	50
III.11.	COMPARAISON DES REGIMES STATIQUE ET DYNAMIQUE	50
III.12.	CONCLUSION.....	52
	LES REFERENCES	55

NOTATIONS SYMBOLIQUES

Symbole	Signification	Unité
C_{em}	<i>Couple électromagnétique</i>	<i>N.m</i>
C_{em}^*	<i>Couple électromagnétique de référence</i>	<i>N.m</i>
C_r	<i>Couple mécanique de la machine</i>	<i>N.m</i>
f_p	<i>Fréquence du la porteuse</i>	<i>Hz</i>
f_s	<i>Fréquence du réseau</i>	<i>Hz</i>
Ω_r	<i>Vitesse de mécanique de la machine</i>	<i>Rad/s</i>
Ω_r^*	<i>Vitesse de mécanique de référence</i>	<i>Rad/s</i>
J_e	<i>Moment d'inertie de la machine</i>	<i>kg.m²</i>
D_t	<i>Le coefficient de frottement de machine</i>	<i>N.m.s/rd</i>
L_m	<i>L'inductance de magnétisation.</i>	<i>H</i>
L_s	<i>L'inductance propre de stator</i>	<i>H</i>
L_{mr}	<i>La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique</i>	<i>H</i>
L_r	<i>L'inductance propre d'une phase du rotor</i>	<i>H</i>
L_{ms}	<i>La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique</i>	<i>H</i>
M_{sr}	<i>La Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle</i>	<i>H</i>
ω_{coor}	<i>la vitesse de rotation du repère (d,q)</i>	<i>tr/mn</i>
ω_{roor}	<i>la vitesse de rotation du repère (d,q)</i>	<i>tr/mn</i>
Ω_m	<i>Vitesse de rotation mécanique du rotor</i>	<i>tr/mn</i>
θ_1	<i>La position de rotor par rapport au stator</i>	<i>(°)</i>

m	Indice de modulation de l'onduleur	Sans unité
r	Coefficient de réglage de l'onduleur	Sans unité
ω_s	La pulsation électrique statorique	rad/s, tr/mn
ω_r	La pulsation électrique rotorique	rad/s, tr/mn
P	le nombre de paires de pôles de la machine.	Sans unité
ϕ_r	Le flux rotorique	Wb
R_r	Résistance d'une phase rotorique	Ω
R_s	La résistance d'une phase de la 1ere étoile	Ω
τ_r	La constante de temps rotorique	s
a_s, b_s, c_s	Les indices correspondants aux trois phases du stator .	Sans unité
a_r, b_r, c_r	Les indices correspondants aux trois phases du rotor.	Sans unité

GLOSSAIRE

Signification

MAS	Machine Asynchrone
MCC	Machine à courant continu
FOC	Field OrientedControl
DTC	Point Optimal
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GENERALE

Les machines à courant continu (MCC) ont été largement utilisées dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables, grâce à la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit.

La machine asynchrone (MAS), de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels, 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 micro-informatique, 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), conçue essentiellement pour concurrencer sa précédente, elle a fait ses preuves mais qui n'était pas sans inconvénients.

Grâce aux évolutions actuelles, beaucoup de travaux de recherches visent à développer les performances de ces deux grandes méthodes.

L'objectif de ce travail est d'effectuer un développement complet d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone (DFOC) et d'une commande directe de couple puis en fait un comparaison entre les deux commandes. En partant par l'onduleur de tension, passant par les régulateurs.

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 choisit de travailler sous des programmes dans MATLAB.

Ainsi donc ce mémoire est organisé comme suit:

Dans **le premier chapitre**, nous débuterons par un modélisation de la machine asynchrone en utilisant la transformation de Park (passage triphasé-biphasé) et son alimentation (redresseur, onduleur,...).

Dans **le deuxième chapitre** on étudiera la commande directe de couple qui ne nécessite pas qui l'utilisation d'une MLI conventionnelle. Ce qui représente en soi un avantage et ayant pour objectif de contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques en utilisant comme boucle de régulation de vitesse un régulateur PI classique.

Le troisième chapitre présente la commande vectorielle directe d'une machine asynchrone, Des résultats de simulation seront présentés pour illustrer les performances statiques et dynamiques obtenues.

Concerne la comparaison entre les performances dynamiques de la commande vectorielle et de la commande directe du couple.

CHAPITRE I

MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1. INTRODUCTION

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent.

La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps. Dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite « transformation de Park », qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse.

Dans ce chapitre nous nous intéresserons à la modélisation de la machine asynchrone par:

- La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices.
- La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park.
- La mise sous forme d'équation d'état.

I.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator) f_s .

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieure de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, est une partie mobile appelée rotor d'autre part. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier [3].

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [4].

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de Ω_r exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la

vitesse de synchronisme à Ω_s exprimée en radians par seconde, mais la vitesse Ω est généralement inférieure à Ω_s et on a :

Avec :

ω_s : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator.

p : nombre de pair de pôle de la force magnétomotrice résultante.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court-circuit, la vitesse de rotation du rotor est inférieure à Ω_s , et on note [3] :

g : Glissement de la vitesse de rotation par apport à celle du champ tournant statorique

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad \text{Ou} \quad g = \frac{n_s - n}{n_s}$$

A l'arrêt : $g = 1$ car $\Omega = 0$ ($n = 0$).

$$n_s = \frac{f}{p} \quad \text{En tr/s} \quad \text{ou} \quad n_s = \frac{60 \cdot f}{p} \quad \text{en tr/min.}$$

I.3. LES DIFFERENTS ELEMENT DE LA MAS

I.3.1. Stator

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.

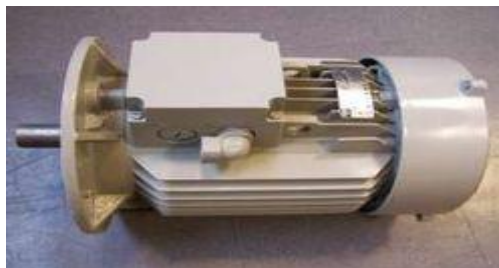


Fig. I.1 Moteur asynchrone.

I.3.2. Rotor

Il n'est lié électriquement à aucune source d'énergie, ni continu, ni alternative, ce qui simplifie sa construction. Le courant dans ses enroulements est uniquement induit par le champ tournant

statorique, l'enroulement rotorique est encore appelé induit. Les différents types des moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor. On distingue deux types de rotor :

a. Rotor à cage (rotor à cage d'écureuil)

Il est constitué de barres conductrices très souvent en aluminium. Les extrémités de ces barres sont réunies par deux couronnes également conductrices. On dit que le rotor est en court-circuit.

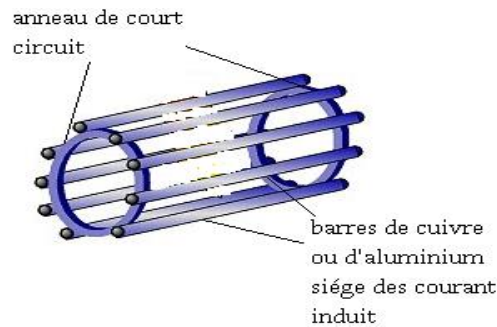


Fig. I.2 Rotor à cage d'écureuil.

b. Rotor à bagueou rotor bobiné

Le rotor est constitué par un enroulement identique à celui de stator, en pratique, toujours triphasé à couplage en étoile. Les extrémités des enroulements rotoriques sont sorties et reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuit complémentaires (résistances, électronique de puissance...), qui permettent le réglage de la caractéristique couple/vitesse.

Ce type de moteur est utilisé essentiellement dans des applications où les démarrages sont difficiles et/ou nombreux (il assurer de meilleures conditions au démarrage).

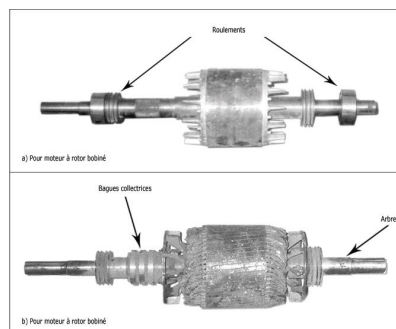


Fig.I.3 Rotor à bague.

I.4. HYPOTHESE SIMPLIFICATRICE

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont :

- Les circuits magnétiques sont symétriques.
- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- L'entrefer est constant.
- On néglige les phénomènes de saturation, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants.
- L'effet de l'encochage est négligeable.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

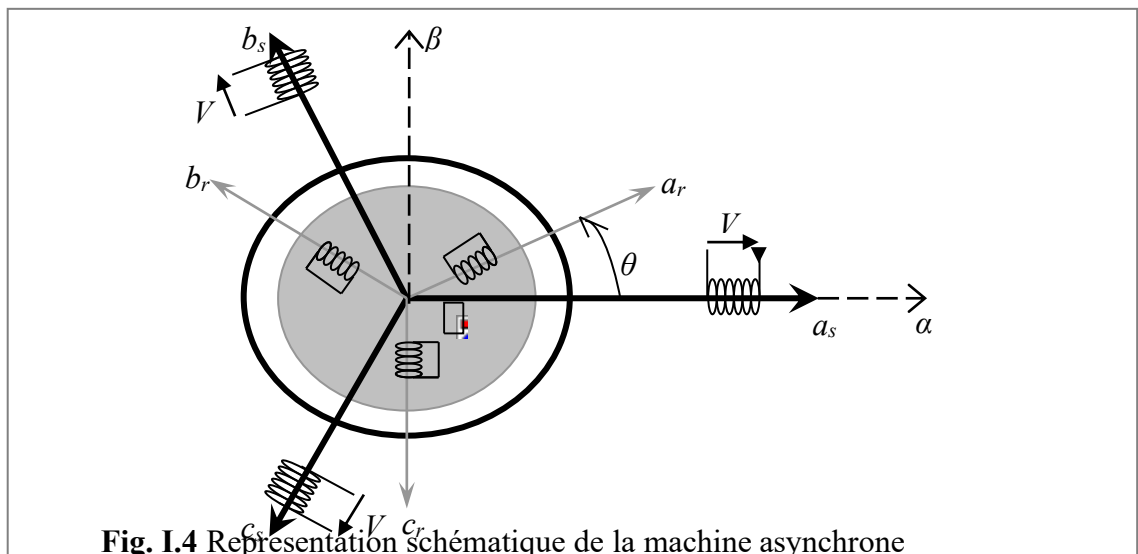
L'additivité du flux.

La constance des inductances propres.

La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

I.5. MODELISATION DYNAMIQUE D'UNE MACHINE A INDUCTION

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure I.4 et dont les phases sont repérées respectivement par a_s, b_s, c_s . L'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases a_s et a_r choisis comme axes de référence



I.5.1. Equations de la machine asynchrone dans le régime linéaire

Les enroulements des trois phases statoriques et rotoriques dans l'espace. Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes. L'axe A est souvent considéré comme référence, est l'angle électrique θ entre l'axe de la phase statorique A et la phase rotorique a .

a) Equation électrique

En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme matricielle en appliquant la loi d'Ohm comme suit :

• Au stator :

$$\begin{aligned} [V_{sabc}] &= R[i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sabc}] \\ [V_{rabc}] &= R[i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{rabc}] \end{aligned} \quad (I.1)$$

Les grandeurs, $[V_{sabc}]$, $[I_{sabc}]$, $[\varphi_{sabc}]$, sont des vecteurs de dimension 3×1 définis comme suit:

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; [I_{sabc}] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; [\varphi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Celles du rotor sont:

$$[V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}; [I_{rabc}] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; [\varphi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Les matrices des résistances des enroulements statoriques et rotoriques sont définies comme suit:

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

b) Equation magnétique

Les flux totaux de la machine sont en relation avec les courants par l'intermédiaire des équations suivantes :

$$\begin{aligned} [\varphi_{sabc}] &= [L_s][I_{sabc}] + [L_{sr}][I_{rabc}] \\ [\varphi_{rabc}] &= [L_r][I_{rabc}] + [L_{rs}][I_{sabc}] \end{aligned} \quad (I.5)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Où :

$$[L_{sr}] = [L_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_0) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_0) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_0) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

θ : Angle entre la phase A du stator et celle correspondant au rotor avec $\omega = \frac{d\theta}{dt}$.

$L_s, (L_r)$: inductance propre d'une phase statorique (rotorique).

$M_s, (M_r)$: inductance mutuelle entre deux phases statoriques (rotoriques).

L_{sr} : inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase du rotor.

Sous une forme plus développée, les expressions deviennent :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{abc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}] [i_{ABC}] \} & (I.8) \\ 0 = R_r [i_{ABC}] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_{ABC}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rs}] [i_{abc}] \} & (I.9) \end{cases}$$

c) Equation mécanique

L'équation du couple s'exprime comme :

Nous aboutissons ainsi, à un système de six équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement de rotation

du rotor, ce qui a pour conséquence une certaine complexité dans la résolution analytique. Afin de surmonter cette difficulté, nous adoptons la transformation triphasée– biphase dite de « Park »

I.6. TRANSFORMATION DE PARK

La mise en équation du moteur asynchrone triphasé se traduit par des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables qui interviennent dans son modèle analytique, c'est pourquoi nous faisons appel à des transformations mathématiques qui permettent d'écrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver non seulement la puissance instantanée mais aussi la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste variable pour la machine réelle [5]. Il y a beaucoup des transformations, dans notre travail on utilise la transformation de Park.

Soit $[V_s]$ le vecteur tension appliqué aux 3 phases statoriques de la machine.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

La transformée de PARK correspond tout simplement au changement de base (triphase-biphase) qui permet de diagonaliser une matrice « inductance ».

La matrice de changement de base ou matrice de transformation de Park est $[P(\theta)]$ définie par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (I.11)$$

La matrice de changement de base $[P(\theta)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple : $[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée } [P(\theta)] = [P(\theta)]^t$

Donc :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (I.12)$$

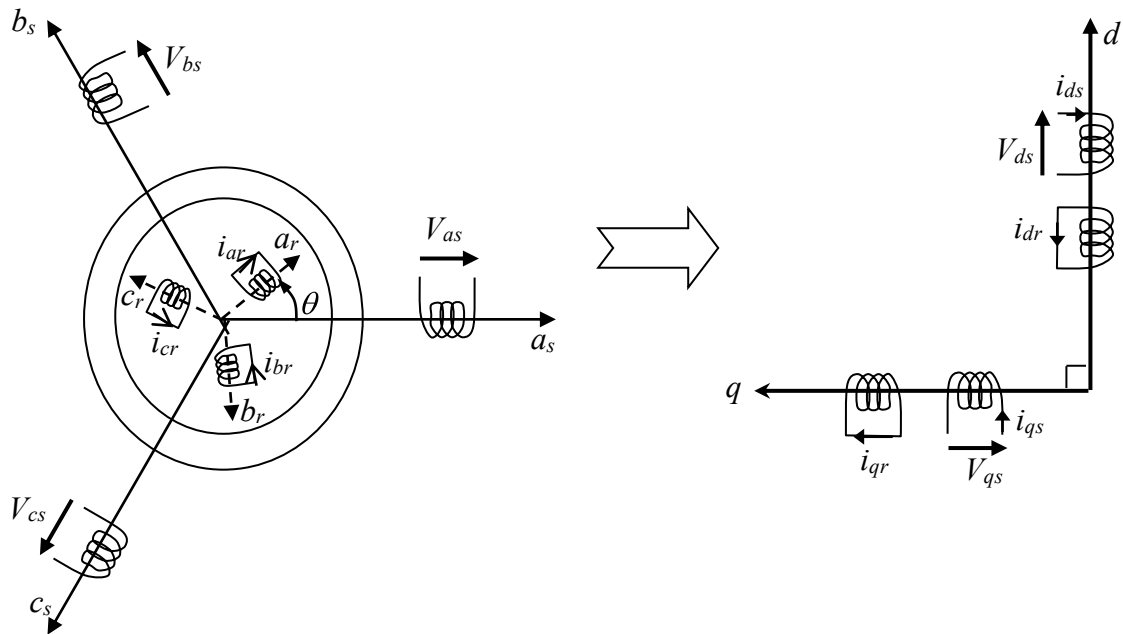


Fig. I.5 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

I.6.1. Équations des tensions

Dans le repère biphasé de Park d'axe (d-q) tournant à la vitesse de rotation du référentiel, les équations électriques de tensions s'écrivent comme :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.13)$$

I.6.2. Équations des flux

Les relations entre flux et courant sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Avec :

$$\omega_c = \frac{d\theta_s}{dt} \text{ la vitesse de rotation du référentiel.}$$

$$\omega_r = p \cdot \Omega = p \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \text{ la vitesse électrique de rotation du rotor.}$$

L_s, L_r inductances propres cycliques du stator et du rotor respectivement ;

$$L_s = L_{as} - M_{as} \quad \text{et} \quad L_r = L_{ar} - M_{ar}$$

L_M : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor ($L_M = 3/2 M_{sr}$)

M_{sr} : inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

I.6.3. Équations mécaniques

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

Le couple électromagnétique C_e peut se mettre sous plusieurs formes :

$$C_e = \frac{3}{2} p \cdot (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{I.15})$$

$$C_e = \frac{3}{2} p \cdot (\varphi_{dr} i_{qr} - \varphi_{qr} i_{dr}) \quad (\text{I.16})$$

$$C_e = \frac{3}{2} p \cdot L_m (i_{qs} I_{dr} - i_{dr} I_{qs}) \quad (\text{I.17})$$

On peut l'exprimer en fonction des flux statoriques et rotoriques :

$$C_e = p \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r} (\varphi_{dr} \varphi_{qs} - \varphi_{qr} \varphi_{ds}) \quad (\text{I.18})$$

Il est à remarquer que l'expression du couple présente un fort couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques.

L'équation mécanique s'écrit par:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - C_f \quad (\text{I.19})$$

Avec :

J : Moment d'inertie

C_r : Couple résistant

C_f : Couple de frottement ; Avec $C_f = k_f \Omega_r$

k_f : Coefficient de frottement

En substituant les flux par leurs expressions (I.19) dans les équations de tension (I.18), nous aboutissons à la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_s L_s & L_M \frac{d}{dt} & -\omega_s L_M \\ \omega_s L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_s L_M & L_M \frac{d}{dt} \\ L_M \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega_r) L_M & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega_r) L_r \\ (\omega_s - \omega_r) L_M & L_M \frac{d}{dt} & (\omega_s - \omega_r) L_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

1.7. CHOIX DU REFERENTIEL

Il existe trois types de référentiels : stator, rotor et champ tournant, dont le choix de l'un d'entre eux dépend du type de problème à étudier et cela en attribuant une vitesse bien définie au repère « d-q ».

1. Référentiel lié au stator

Ce référentiel est immobile par rapport au stator et est adopté pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances. Ce référentiel est fixe par rapport au stator, et est caractérisé par, ($\omega_c = 0$), donnant les équations électriques suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{array} \right.$$

2. Référentiel lié au rotor

Ce référentiel correspond aux transformations des grandeurs de la machine dans un repère lié au rotor, et est caractérisé par :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad b$$

3. Référentiel lié au champ tournant

Le référentiel immobile par rapport au champ tournant ω_s correspond à la transformation des variables par rapport aux axes « d-q » tournant à la vitesse synchrone du champ de la machine.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (I.21)$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplifications dans les équations de la machine. Il est intéressant de le prendre pour l'étude des problèmes de processus à entraînements réglés variables associés ou non à des convertisseurs générant des tensions (courants) d'alimentations à fréquences variables, ce qui est notre cas.

1.8. REPRESENTATION D'ETAT

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équation d'état, et en manipulant les équations électriques, nous aboutissons à la forme d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = F_x(X, U, t) \\ Y = F_y(X, U, t) \end{cases}$$

Avec :

X : vecteur d'état, U : vecteur d'entrée, Y : vecteur de sortie

Le choix des variables d'état dépend des objectifs visés. (la commande et l'observation).

Dans notre cas, si nous considérons $X = [i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \Omega_r]^T$ comme variables d'état et les variables (V_{ds}, V_{qs} et ω_s) comme variable de commande, le système d'état qui représente notre machine est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_{sm} i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega \phi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\omega_s \sigma L_s i_{ds} - R_{sm} i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \omega \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{PL_M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - C_r - f \Omega_r \right) \end{cases} \quad (I.22)$$

$$\text{Avec: } R_{sm} = R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s T_r}; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}.$$

Donc finalement on obtient la matrice d'état comme suite :

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_s + \left(\frac{M^2}{L_r T_r}\right)}{\sigma L_s} & \omega_s & \frac{M}{L_r T_r} & \frac{M\omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & \frac{R_s + \left(\frac{M^2}{L_r T_r}\right)}{\sigma L_s} & -\frac{M\omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & \frac{M}{L_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

$$B = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

I.9. ASSOCIATION ONDULEUR MACHINE ASYNCHRONE

L'alimentation directe de la machine asynchrone à partir du réseau ne permet pas la variation de la fréquence des tensions (courants) d'alimentation du moteur et de la variation de la vitesse de rotation. Par conséquent, le recours à un convertisseur statique se trouve être inévitable.

Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et à l'utilisation de la technique MLI, (modulation de largeur d'impulsion), des convertisseurs statiques ont pu être réalisés pour le contrôle direct des signaux de commande des interrupteurs, et ont permis d'imposer le profil requis et exigés de la tension et du courant aux bornes du moteur en amplitude et en fréquence.

Effectivement, la technique MLI. Par un découpage approprié de la tension continue, présente à l'entrée de l'étage onduleur permet de faire varier la tension délivrée en sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence. Elle permet également le contrôle de son contenu harmonique afin d'optimiser le fonctionnement du moteur en réduisant tout particulièrement les oscillations du couple généré.

I.9.1 Principe de fonctionnement

Avec un redressement non contrôlé et un filtrage, nous disposons d'une tension continue à l'entrée de l'onduleur qui se comporte comme un commutateur de tension en appliquant successivement et alternativement sur chaque borne du moteur les polarités positive et négative de la source. Ainsi, nous envoyons un système triphasé de courant alternatif dans les trois phases du stator

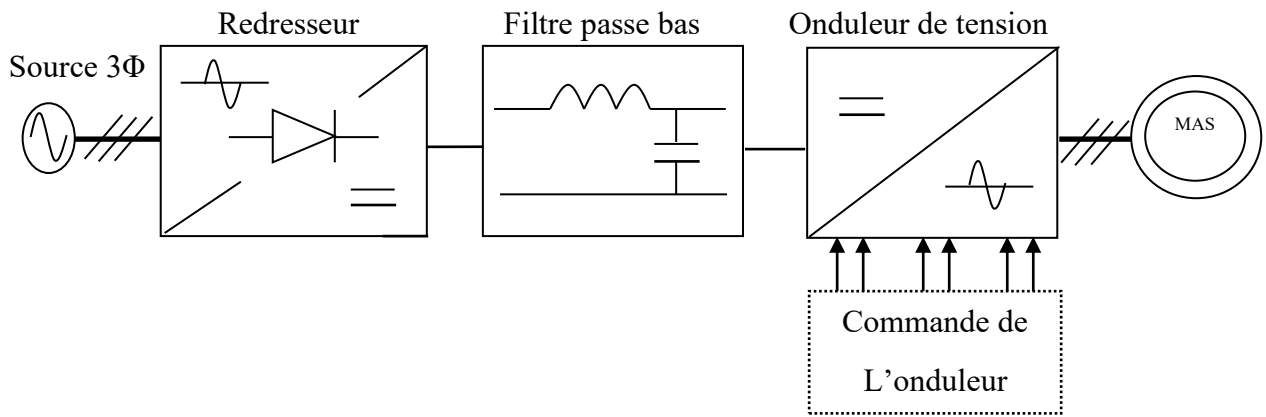


Fig. I.6 Schéma de l'association onduleur - machine asynchrone.

I.9.2 Modelisation de la redresseur triphasee double alternance a diodes

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continue ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative, lequel est représenté par la figure I7.

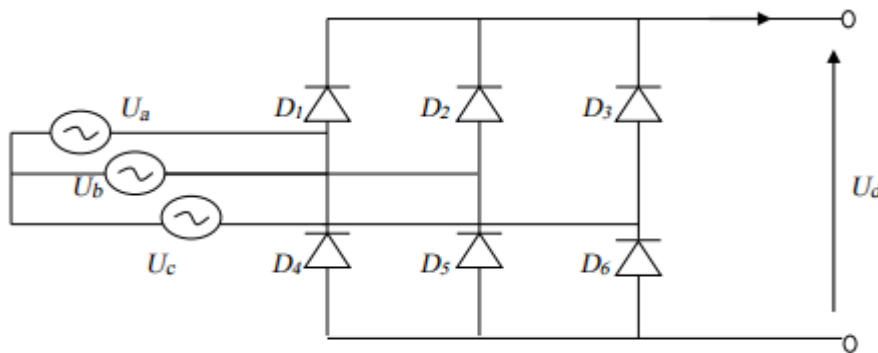


Fig. I.7 Représentation de la redresseur triphasee double alternance à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes (D1, D2, D3) à cathode commune assurant l'aller du courant I_d et de trois diodes (D4, D5, D6) à anode commune assurant son retour. Si nous supposons que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension définie comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_a(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ U_b(t) = V_m \sin(2\pi f t - 2\pi/3) \\ U_c(t) = V_m \sin(2\pi f t - 4\pi/3) \end{array} \right. \quad (I.25)$$

Et si nous négligeons l'effet d'empiétement, et les chutes de tension au niveau des diodes de redressement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

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

Elle admet une valeur moyenne qui le caractérise est donnée par l'expression suivante :

$$V_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (I.26)$$

I.9.3 Modélisation du filtre

Afin de lisser la tension de sortie du redresseur, un filtre passe-bas « LC » est nécessaire

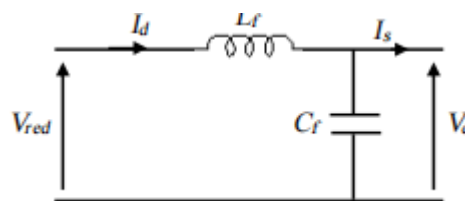


Fig. I.8 Représentation d'un filtre passe bas

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{V_{red} - V_d}{L_f} \\ \frac{dV_d}{dt} = \frac{I_d - I_s}{C_f} \end{cases} \quad (I.27)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{V_d(s)}{V_{red}(s)} = \frac{1}{L_f C_f \cdot s^2 + 1} \quad (I.28)$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à : $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}$

Le choix des valeurs de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur à 2.

I.9.4 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique continu alternatif, constitué de six interrupteurs rapides, qui sont des transistors de type « MOSFET » ou thyristors « GTO ».

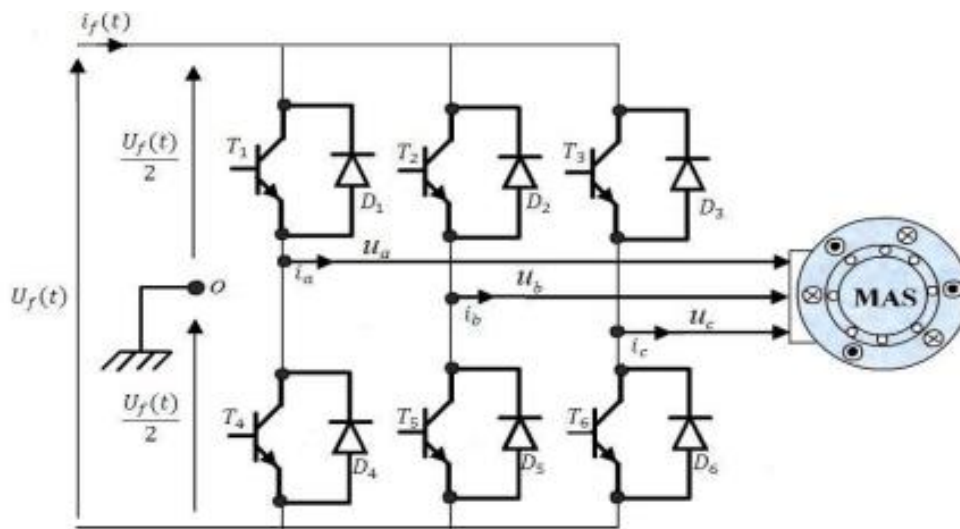


Fig. I.9 Représentation de l'ensemble onduleur-MAS [1]

IL joue un rôle très important dans la commande des machines, particulièrement la machine asynchrone. La (figure I.9) illustre le schéma structurel d'un onduleur triphasé alimentant le stator d'une machine asynchrone.

On peut associer à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de sorte que F₁+1 si la phase a est connectée à la borne positive de la source continue U_f, F₂-1 si la phase a est connectée à la borne négative de la source continue U Si la charge est équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \frac{U_f}{6} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \tag{I.29}$$

I.9.5 Stratégie de modulation de l'onduleur

Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsions ont été proposées pour l'onduleur à deux niveaux. Triangulo-sinusoidale et modulation vectorielle,

I.9.6 Modulation triangulo-sinusoidale à une porteuse

Principe de la technique de modulation Le schéma fonctionnel de montre le principe de la commande triangulo-sinusoidale à une porteuse pour un bras d'onduleur à deux niveaux à structure série.

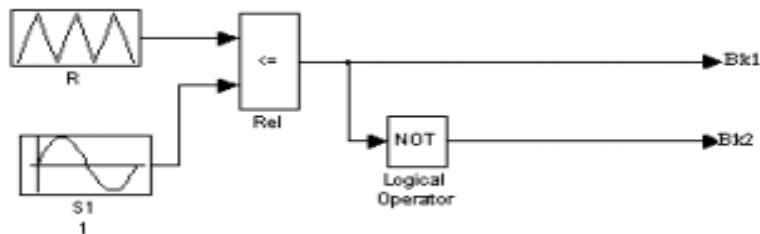


Fig. I.10 Principe de la commande triangulo-sinusoidale.

Un signal triangulaire $u_{p1}(t)$, est comparé à chaque instant à trois signaux de commande V_{ref1} , V_{ref2} et V_{ref3} . Ces signaux V_{refk} sont les images des tensions que l'on souhaite appliquer sur chaque phase.

Avec $u_{p1}(t)$: est appelé porteuse ou modulatrice.

La (figure I.10) montre comment sont déterminés les signaux de commande B_{k1} d'un interrupteur pour un bras d'onduleur à deux niveaux à structure série commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une porteuse sur une période T du signal de référence, et par suite les potentiels par rapport au point 0 de la source à courant continu : V_A

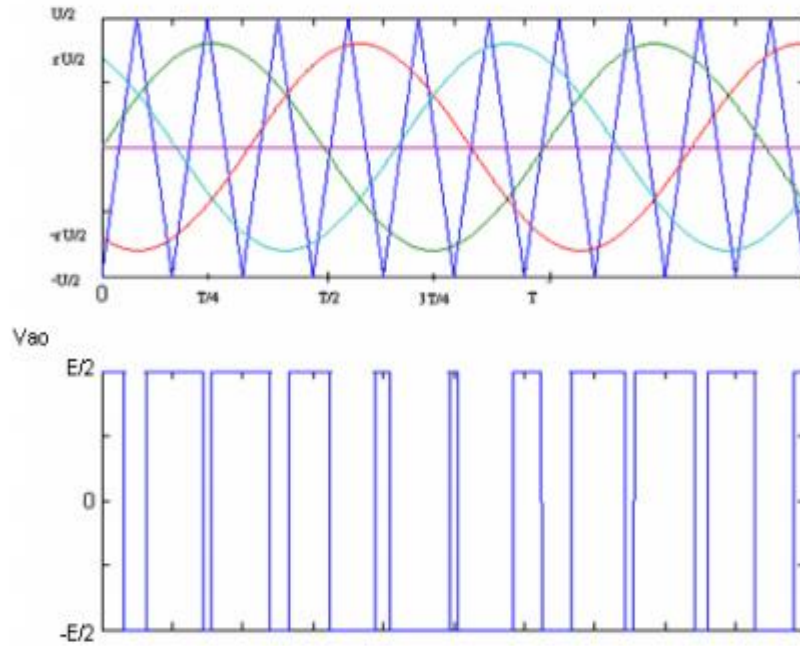


Fig. I.11 Simulation de signaux de commande pour un onduleur triphasé à deux niveaux à structure série commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une porteuse.

D'après la figure ci-dessus, nous constatons que chaque bras prend deux valeurs $-E/2$ et $E/2$, c'est à dire deux niveaux de la tension continue.

I.9.6.a Formes des tensions de sortie de l'onduleur à deux niveaux à structure série

La figure ci-dessous présente les différentes tensions obtenues à la sortie de l'onduleur à deux niveaux à structure série commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une porteuse.

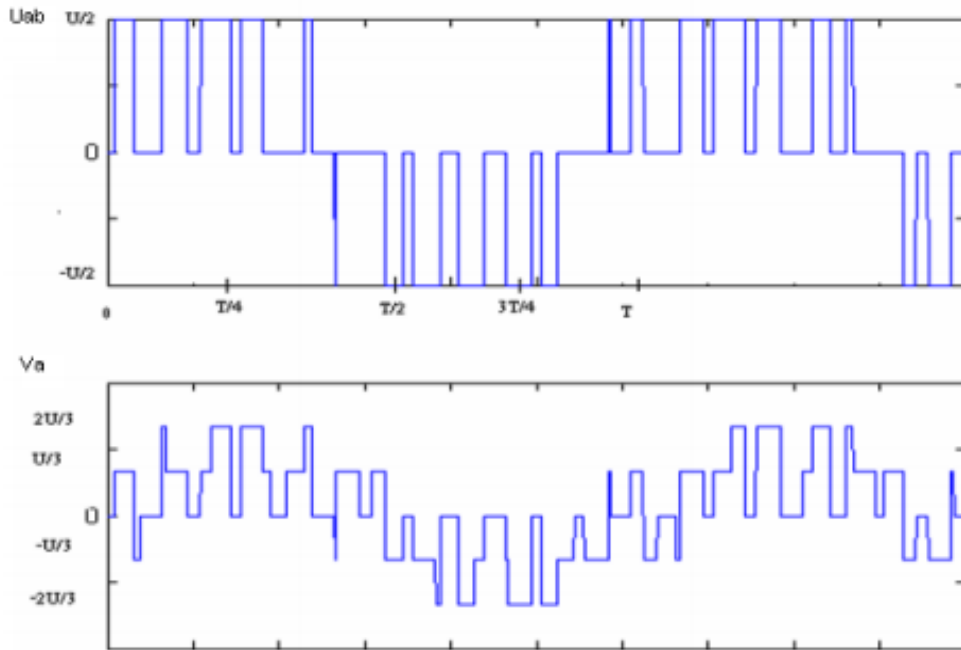


Fig. 1.12 Simulation des différentes tensions de l'onduleur à deux niveaux à structure série commandée par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une porteuse.

D'après la figure ci-dessus, nous constatons que:

- La tension V_A du bras de l'onduleur porte bien les deux niveaux de la tension continue: $E/2$ et $-E/2$,
- La tension composée porte trois niveaux de la tension continue: $U/2$, 0 , et $-U/2$. Sa forme est proche de la sinusoïde.

1.11 CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine asynchrone triphasé alimenté en tension et le modèle de Park (biphasé) équivalent. Ensuite, nous avons établi le modèle de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé en tension par un triangulo sinusoïdale. Cette modélisation a permis de mettre en évidence le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique ainsi que la non-linéarité qui caractérise ce type de moteur. Pour obtenir de grandes performances dynamiques de la machine en boucle fermée, on adopte la commande vectorielle à flux orienté qui fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre II
Présentation de la DTC et son application à
La commande de MAS

II.1. INTRODUCTION

Du fait de leur faible coût et de leur structure simple, associés à la technologie à vitesse variable, les moteurs asynchrones prennent de plus en plus d'importance dans le domaine des variateurs de vitesse.

Introduit en 1985 par TAKAHASHI, la commande direct de couple (Direct Torque Control ou DTC) adopte une approche séduisante basée sur son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre.

Certains travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche . Cette technique peut calculer des grandeurs de contrôle telles que le flux statorique et le couple électromagnétique en mesurant le courant statorique sans utiliser de capteurs mécaniques. Dans la structure DTC, le moteur asynchrone commandé par l'onduleur de tension est un système hybride dans lequel la partie continue est le moteur asynchrone et la partie discrète est l'onduleur de tension.

II.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE DTC

Le terme contrôle direct du couple et du flux découle du fait que, sur la base de l'erreur entre la valeur de référence et la valeur estimée du couple et du flux, l'état de l'onduleur peut être directement contrôlé pour réduire l'erreur dans la limite avec un régulateur d'hystérésis prédéterminé. bande de fréquence.

II.2.1. Règle d'évolution du flux statorique

Le modèle usuel utilisé lors de l'installation des DTC est le modèle à référentiel fixe α - β , qui est donné par le système d'équations suivant [7] :

$$\begin{cases} V_s = R_s \cdot i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_r + \frac{d\psi_r}{dt} - j\omega \psi_r \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Où :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} ; i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} ; \psi_s = \psi_{s\alpha} + j \psi_{s\beta}$$

$$i_r = i_{r\alpha} + j i_{r\beta} ; \psi_r = \psi_{r\alpha} + j \psi_{r\beta}$$

À partir de (II.1) on a:

$$\frac{d\psi_s}{dt} = V_s - R_s \cdot i_s \quad (\text{II.2})$$

Alors:

$$\psi_s = \int_0^t (V_s - R_s \cdot i_s) dt \quad (\text{II.3})$$

Sachant que la séquence de commande du convertisseur ($S_a S_b S_c$) est fixée dans la période d'échantillonnage $[0, T_z]$, la relation (II.3) peut s'écrire :

$$\psi_s(t) = \psi_{s0} + v_s \cdot T_z - R_s \int_0^t i_s dt \quad (\text{II.4})$$

Ou encore :

$$\psi_s(t) = \frac{2}{3} V_{dc} (S_1 + a \cdot S_2 + a^2 \cdot S_3) - R_s \int_0^t i_s dt + \psi_{s0} \quad (\text{II.5})$$

Où est le vecteur de flux à $t = 0$ et suppose que la résistance reste constante. Si l'on ignore, en première approximation, la chute de tension due à la résistance statorique, le vecteur flux stator à l'instant $(t+\Delta t)$ est déduit du vecteur flux à l'instant t par la sommation vectorielle suivante, à l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur (par rapport au fixe)

$$\psi_s(t + \Delta t) = \psi_s(t) + v_s \cdot \Delta t$$

La relation (II.6) peut se réduire à la relation de récurrence suivante:

$$\psi_s(K+1) \approx \psi_s(K) + v_s \cdot T_z \quad (\text{II.6})$$

Où:

$\psi_s(K)$: Vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage t_k

$\psi_s(K+1)$: Vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage t_{k+1}

La variation du flux statorique due à l'application du vecteur de tension pendant une période de commande est donc :

$$\Delta \psi_s(K) \approx v_s \cdot T_z \quad (\text{II.7})$$

Où :

$$\Delta \psi_s(K) \approx \psi_s(K+1) - \psi_s(K) \quad (\text{II.8})$$

La relation (II.8) montre que la trajectoire de ψ_s suit la direction du vecteur de tension v_s , de tel sorte que, si ce dernier est non nul, l'extrémité du vecteur ψ_s suit la direction de v_s , et si v_s est une tension nulle, ψ_s est alors fixe.

Pour mieux illustrer le comportement du module du flux statorique, on va le représenter dans un repère tournant $d-q$ où il coïncide avec l'axe d (figure.II.1), on peut réécrire l'équation (II.2) sachantque:

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_{ds}^2 + \psi_{qs}^2} \quad (\text{II.9})$$

On obtient ainsi:

$$\frac{d|\psi_s|}{dt} = \frac{d\psi_{ds}}{dt} = v_{ds} - R_s \cdot i_{ds} \quad (\psi_{qs} = 0) \quad (\text{II.10})$$

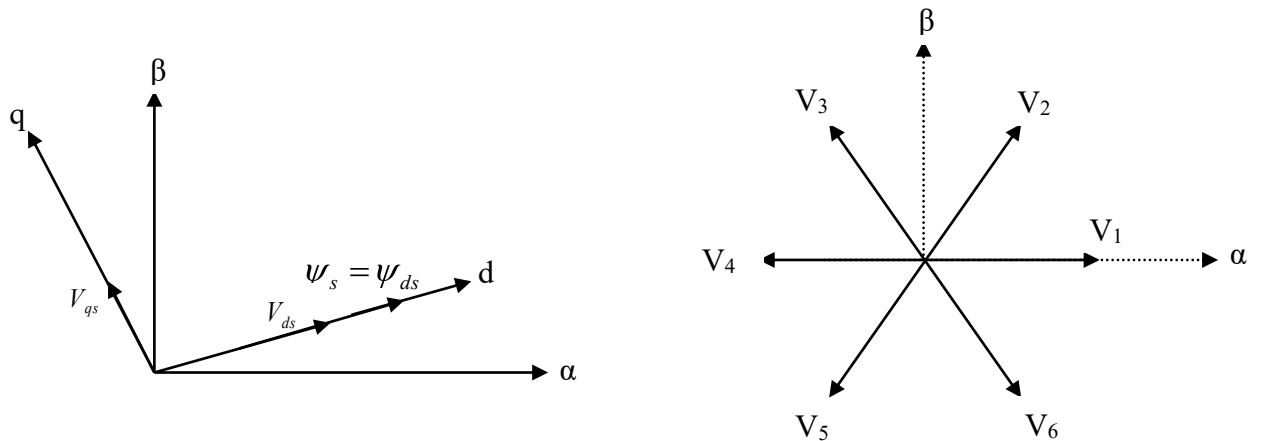


Fig. II.1 orientation de l'axe d selon la direction du flux statorique.

En négligeant la chute de tension ohmique due à la résistance statorique, la variation du module du flux statorique devient:

$$\frac{d\psi_{ds}}{dt} = v_{ds} \quad (\text{II.11})$$

À partir de l'équation (II.12), nous voyons que la variation du module de flux du stator est proportionnelle à la composante radiale de la tension du stator, c'est-à-dire. Si un vecteur de tension actif est utilisé, il s'agit d'une projection de cette tension. L'axe de flux permet de modifier son module.

Lorsque la plage de tension nulle est appliquée, nous voyons que la différence de module de flux du stator est nulle.

$$\frac{d\psi_{ds}}{dt} = 0 \quad (\text{II.12})$$

Dans (Fig. II.1), nous voyons que les vecteurs (v_1, v_2, v_6) ont une composante radiale positive, c'est-à-dire que ces vecteurs augmentent le module de flux du stator. Par contre, les vecteurs (v_3, v_4, v_5) ont une composante radiale négative, ce qui a pour effet de diminuer le module de flux statorique.

(Fig. II.2) montre deux situations de changement de débit statorique lorsque deux tensions différentes sont appliquées.

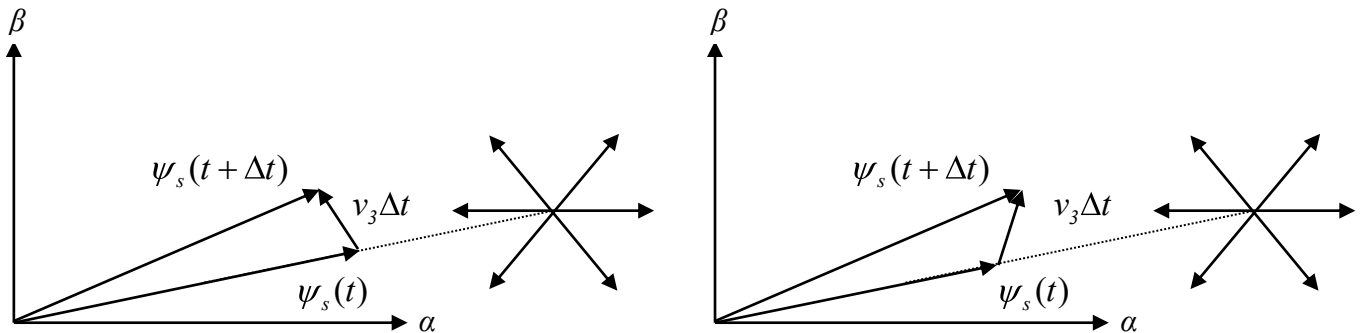


Fig. II.2 Evolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur de tension appliquée.

En sélectionnant l'ordre correct des vecteurs dans des intervalles de temps successifs, la fin du vecteur dans la trajectoire souhaitée peut être tracée.

Pour travailler avec le module de débit constant, sélectionnez simplement la trajectoire circulaire pour la fin du vecteur de flux. Ceci n'est possible que si le temps de régulation est très court par rapport à la période de rotation du débit.

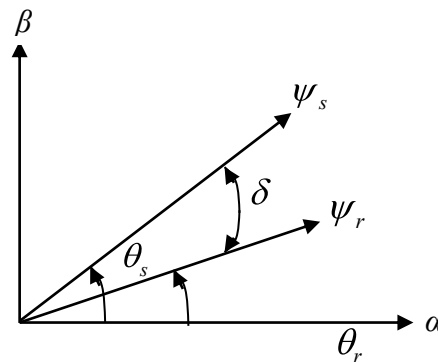
II.2.2. Règle d'évolution du couple électromagnétique

Le couple est exprimé par :

$$\begin{aligned}
 C_e &= K_t' (\psi_r \times \psi_s) \\
 &= K_t' |\psi_r| \times |\psi_s| \cdot \sin \delta
 \end{aligned}
 \tag{II.14}$$

Avec :

$$K_t' = p \frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_r L_s}$$



La (figure. II.3) l'évolution de l'angle δ , pour deux vecteurs de tensions différents

$|\psi_s|$: Module du vecteur flux statorique.

$|\psi_r|$: Module du vecteur flux rotorique. **Fig. II.3** illustration de l'angle δ

δ : Angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor (figure.II.3).

On voit immédiatement que le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs et aussi de l'angle δ .

Pour dire que le flux statorique est stocké dans une certaine bande d'hystérésis, supposons qu'il suive sa référence et que l'évolution du flux rotorique est lente par rapport à celle du flux statorique [8], l'expression (II.14) à l'instant $t + \Delta t$ devient:

$$C_e = K_t |\psi_{sref}| \times |\psi_r| \cdot \sin(\delta + \Delta\delta) \quad (\text{II.13})$$

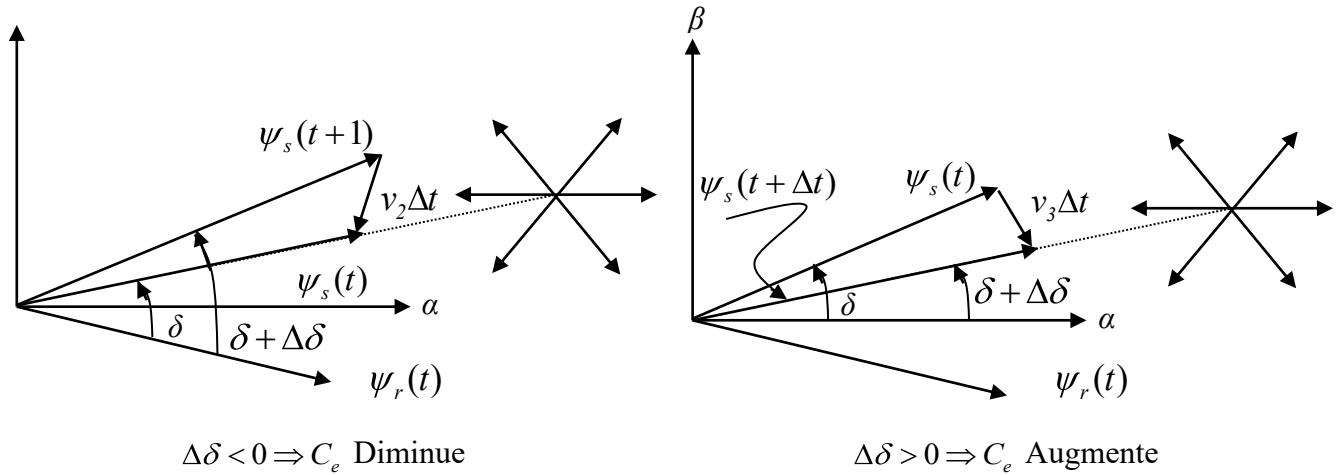


Fig. II.4 Evolution de l'angle δ en fonction du vecteur de tension appliqué

II.3. ELABORATION DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

La stratégie de gestion du lien direct, initialement proposée par TAKAHASHI, repose sur les principes développés dans les paragraphes précédents. Il consiste en un contrôle par sélection intelligente d'un vecteur de tension d'onduleur approprié, d'une amplitude de flux de stator et d'un couple directement et simultanément.

Le choix du vecteur de tension dépend de l'évolution souhaitée du module débit statorique, mais également de l'évolution souhaitée de sa vitesse de rotation et donc du couple.

Le débit et le couple sont estimés à l'aide des tensions et courants de ligne, puis comparés à leurs références respectives à l'aide d'un comparateur à hystérésis à deux ou trois niveaux. La sélection du vecteur tension s'effectue en fonction de l'état des comparateurs et en fonction de la position du flux statorique dans le plan complexe [9]. Cette stratégie montre que le plan global est divisé en six secteurs de 60° chacun. Une décomposition en douze secteurs est possible, mais n'améliore pas davantage la structure de l'onduleur à deux niveaux DTC [10].

II.3.1. Régulation du flux statorique

Afin de limiter la fréquence de découpage et d'obtenir de bonnes performances dynamiques, le contrôleur à hystérésis à deux niveaux est la solution la plus simple et la plus adaptée pour le contrôle direct du couple. La bande d'hystérésis est utilisée pour évaluer l'erreur de débit en tant que sortie du contrôleur de débit, compte tenu de la variable logique $d\psi$ $[0,1]$, qui indique le dépassement et le sous-dépassement de l'amplitude du débit. Le comparateur à hystérésis à deux

niveaux permet ainsi d'identifier les dépassements de la bande de contrôle et de les respecter par la relation :

$$e_\psi = |\tilde{\psi}_s - \psi_s| < H_\psi \quad (\text{II.14})$$

$d_\psi = 1$ où H_ψ est la bande d'hystérésis du contrôleur (figure.II.5 (a,b)).

Le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence ψ_{sref} et le flux estimé $\tilde{\psi}_s$.

$$\begin{cases} d_\psi = 1 \text{ Pour } e_\psi > H_\psi \\ d_\psi = 0 \text{ Pour } e_\psi < -H_\psi \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

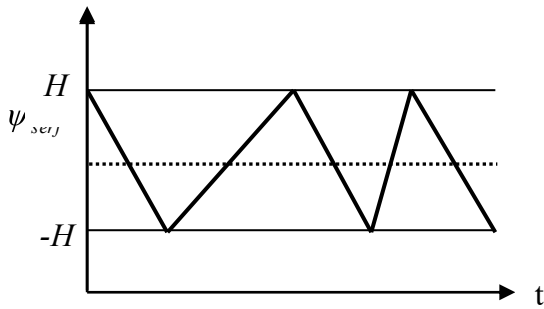


Fig. II.5.a Evolution de ψ_s

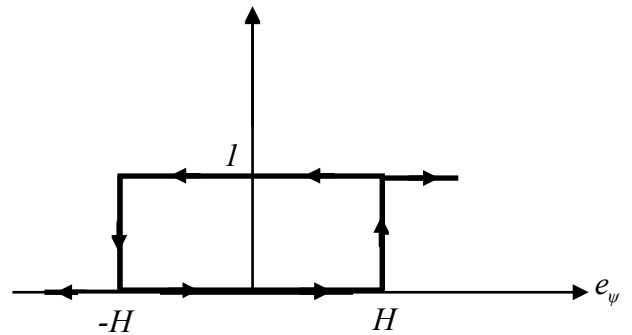


Fig. II.5.b Contrôle à hystérésis à deux niveaux

II.3.2. Régulation du couple électromagnétique

En plus du contrôle de couple électromagnétique, deux types de contrôleurs d'hystérésis permettent, un comparateur d'hystérésis à deux niveaux ou à trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux présente l'avantage d'un fonctionnement aisé, mais uniquement dans un sens de rotation du moteur, tandis que le contrôleur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans deux sens de rotation [8]. La fonction de sortie du correcteur de couple est définie pour respecter les conditions suivantes :

$$|C_{eref} - C_e| < e_T \quad (\text{II.16})$$

La figure. II.24 montre l'écart de sortie logique d_T du contrôleur suivant l'évolution du couple C_e par rapport au couple de référence C_{eref} .

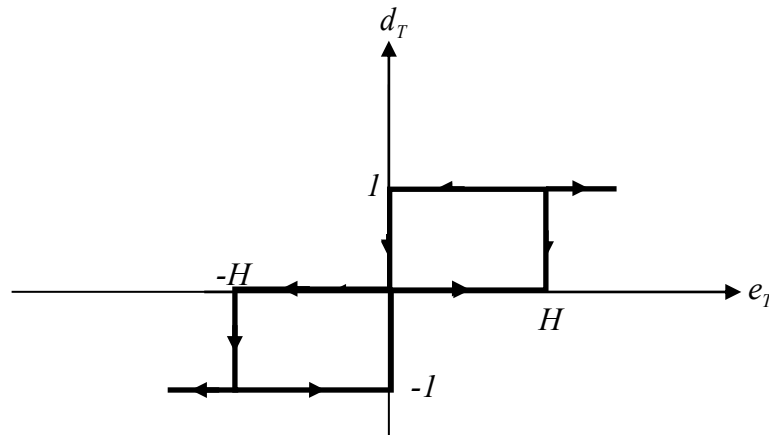


Fig. II.6 contrôleur à hystérésis du couple à trois niveaux.

Le signal de sortie du contrôleur du couple est défini comme suit:

$$\begin{cases} d_T = 1 \text{ Pour } e_T > H_T \\ d_T = 0 \text{ Pour } e_T = 0 \\ d_T = -1 \text{ Pour } e_T < -H_T \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

II.3.3 Elaboration de la table de commande

A titre d'exemple et en prenant le secteur (1) (figure.II.7) on peut montrer l'élaboration du choix du vecteur de tension à appliquer pour à la fois augmenter le module du flux et le couple.

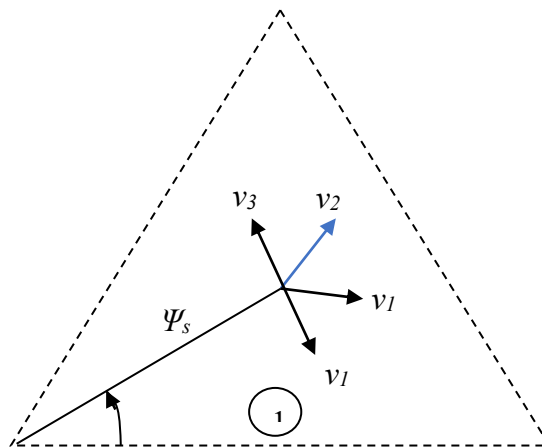


Fig. II.7 Choix du vecteur tension à appliquer.

Les vecteurs (v_1, v_2, v_6) ont contribué à l'augmentation du débit et les vecteurs (v_2, v_4) ont contribué à l'augmentation du couple. Par conséquent, seul le vecteur v_2 peut être utilisé pour répondre aux exigences requises.

C'est la même résonance qui devrait s'appliquer à tous les scénarios, permettant d'améliorer les tables de contrôle de débit et de couple.

Table de commande du flux statorique

Le tableau II.1 résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux selon chaque secteur.

Tableau. II.1 vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du flux.

Secteur	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
$\psi_s \uparrow$	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
$\psi_s \downarrow$	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

➤ Table de commande du couple

De la même manière précédente on résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le couple en fonction du secteur dans le tableau II.2.

Tableau. II.2 vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du Couple.

Secteur	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
$\psi_s \uparrow$	v_2, v_3	v_3, v_4	v_4, v_5	v_5, v_6	v_6, v_1	v_1, v_2
$\psi_s \downarrow$	v_5, v_6	v_6, v_1	v_1, v_2	v_2, v_3	v_3, v_4	v_4, v_5

La comparaison des tables de commande du module du flux et du couple permet la synthèse d'une seule table de commande illustrée dans le tableau II.3.

Tableau. II.3 vecteurs de tension disponibles pour chaque secteur pour le contrôle du couple et du débit.

		(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
$T_e \uparrow \psi_s$	\uparrow	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_1
$T_e \downarrow \psi_s$	\downarrow	v_3	v_4	v_5	v_6	v_1	v_2
$T_e \uparrow \psi_s$	\uparrow	v_6	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5
$T_e \downarrow \psi_s$	\downarrow	v_5	v_6	v_1	v_2	v_3	v_4

On sait d'après ce tableau que plusieurs facteurs de tension actifs sont disponibles, mais l'idée de supprimer les champs de tension nulle n'est pas optimiste ; en fait, leur absence contribue à augmenter le nombre de transitions. donc la perte correspondante [8]. La table de commande définie dans [11] donnée dans le Tableau II.4 permet l'utilisation de séquences à tension nulle et réduit ainsi les pertes.

Tableau. II.4 élaboration de la table de commutation.

		(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
	$d_T = 1$	v_3	v_4	v_5	v_6	v_1	v_2
$d_T = 0$	$d_T = 0$	v_0	v_7	v_0	v_7	v_0	v_7
	$d_T = -1$	v_5	v_6	v_1	v_2	v_3	v_4
	$d_T = 1$	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_1
$d_T = 1$	$d_T = 0$	v_7	v_0	v_7	v_0	v_7	v_0
	$d_T = -1$	v_6	v_1	v_2	v_3	v_4	v_4

II.3.3. Estimation du flux statorique et du couple

Le débit peut être estimé par diverses méthodes, dont deux sont très populaires ; le modèle dit de courant et le modèle de tension du stator ou une combinaison des deux [12]. Nous ne resterons qu'avec le premier modèle.

a) Modèle en tension

Cette méthode est connue comme la plus simple à estimer le flux, elle est issue de l'équation (II-27). L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivant les axes α - β soit :

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \psi_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad \text{Avec : } |\psi_s| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 - \psi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.18})$$

Les composantes $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ du vecteur courant sont obtenues à partir de la transformation de Concordia des courants mesurés :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (i_{sa} - i_{sb}) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Les composantes du vecteur tension sont reconstituées à partir de la tension continue par les relations suivantes :

$$v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \quad (\text{II.20})$$

$$v_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} V_{dc} (S_b - S_c) \tag{II.21}$$

La (figure.II.8) montre le diagramme de bloc d'estimation du flux statorique en coordonnées α - β .

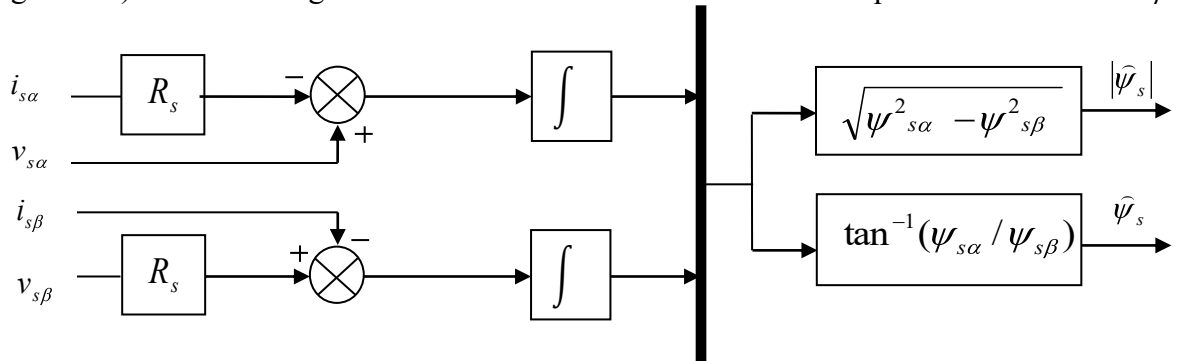


Fig. II.8 diagramme d'estimation du débit du stator dans le modèle de tension.

Malheureusement, la précision de l'estimation est limitée dans ce modèle, du fait de l'intégration en boucle ouverte, qui peut conduire à de grosses erreurs d'estimation, même à bas régime, la chute de tension statorique ne peut plus être ignorée, ce qui est le principal inconvénient de ce modèle. Un intégrateur propre est souvent remplacé par un filtre passe-bas pour éviter le problème de dérive d'intégration, ce qui a permis d'améliorer cette technique [13]. Le couple est obtenu à partir des composantes du courant stator et le courant est déjà dimensionné pour :

b) Schéma de la commande

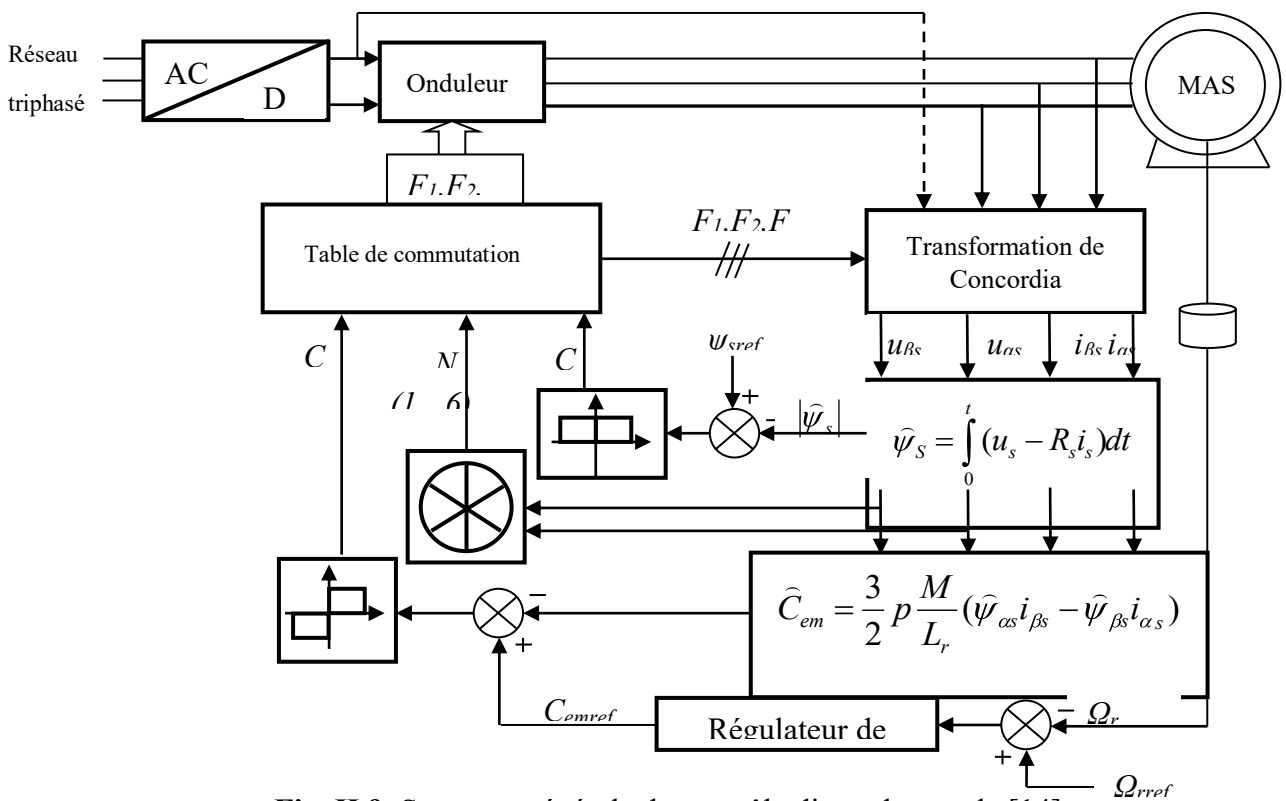


Fig. II.9 Structure générale du contrôle direct du couple [14].

II.4. RESULTATS DE SIMULATION

Les résultats de simulation présentés dans cette section ont été obtenus en utilisant un programme construit dans MATLAB, prenez l'application comme exemple une machine dont les paramètres sont résumés en annexe. On suppose que les composantes du flux rotorique (en commande vectorielle) et l'angle de variation θ_s sont mesurés par des capteurs. La vitesse de rotation est mesurée par un capteur de vitesse.

Démarrage à vide suivi d'une insertion et suppression de la charge puis inversion du sens de rotation

Dans ce cas, un couple de 20 Nm est appliqué à l'instant $t = 0,25$ s après un démarrage sans charge puis est démarré à l'instant $t = 0,5$ s et le sens de rotation de la machine est inversé à l'instant $t = 0,7$ s et la vitesse de consigne sera de -100 rad/s. Le résultat de la simulation illustre (Figure II.10). Les valeurs de référence sont : vitesse 100 rad/s et débit 1 Wb.

D'après les résultats de simulation obtenus, on constate que la vitesse atteint sa valeur de référence de 100 rd/s après un temps de réaction d'environ 0,2 s en l'occurrence au démarrage au ralenti. Le flux rotorique s'est également stabilisé à sa valeur de référence de 1 Wb après un temps de réaction de 0,007 s. On a également observé qu'initialement le courant de phase du stator atteignait un pic significatif de 53,1687 A, puis chutait jusqu'à sa valeur constante à vide de 7,2 A. En revanche, la forme du moment électromagnétique se manifeste au pic. puis réduire et égaliser le couple de frottement à régime constant à 75 N.m lors du démarrage.

La saisie et la suppression du couple de charge entraîneront un écart de la vitesse d'environ 3,3 rd / s par rapport à la valeur de référence. Cet écart a été éliminé par le superviseur après environ 0,15 secondes. En revanche, la partie statorique du courant passe de 7,2 A à 11,5 A sous charge. Le couple électromagnétique va également monter à 27,7 Nm pour restaurer et stabiliser sa vitesse de référence à une moyenne d'environ 20 Nm pour équilibrer la charge.

Il a également été noté que la vitesse de chasse était effectuée sans dépassement, plus de couple électromagnétique et le repère de phase du stator sur le courant culminait lors du changement de sens de rotation en raison du début de l'écoulement, puis stabilisation dans un état constant.

La composante d'écoulement et sont en quadrature, et le vecteur d'écoulement du stator décrit une trajectoire quasi circulaire. On constate qu'après une installation rapide (temps de réaction très court de l'ordre de 10 μ s) le flux stator est maintenu constant, sa valeur augmente symétriquement dans l'hystérésis, ce qui confirme que l'amplitude de ce vecteur est maintenue constante par le driver.

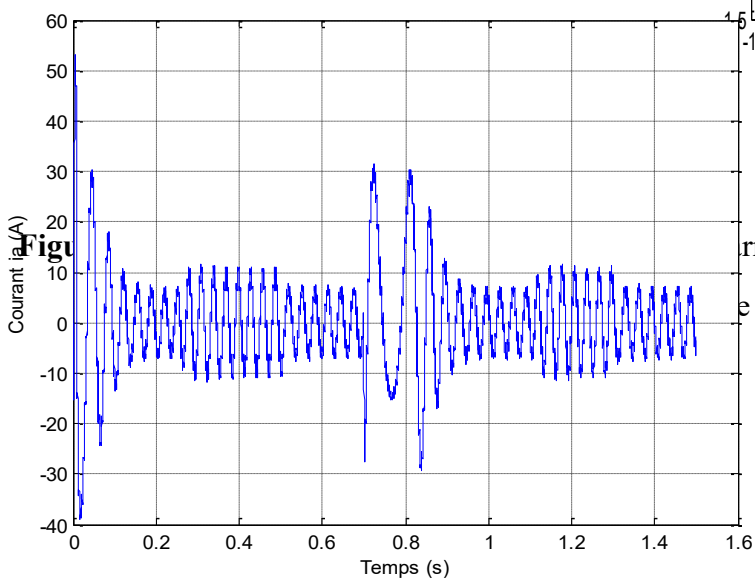
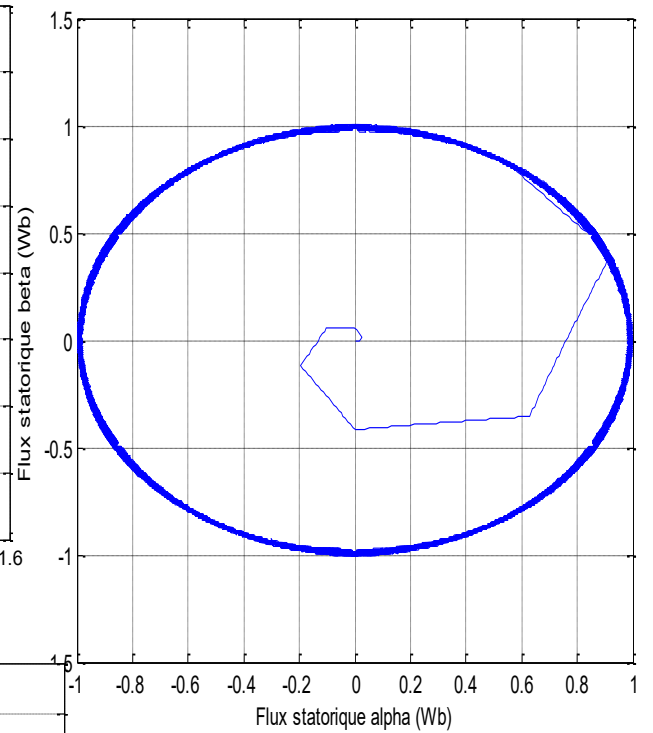
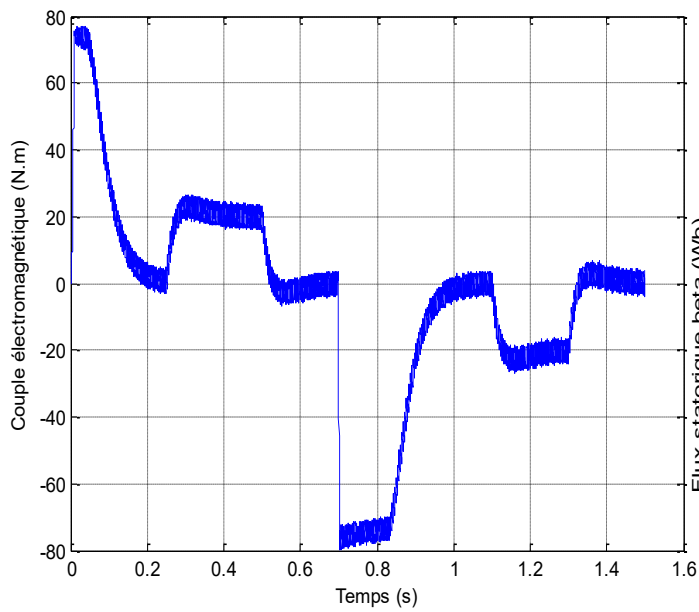
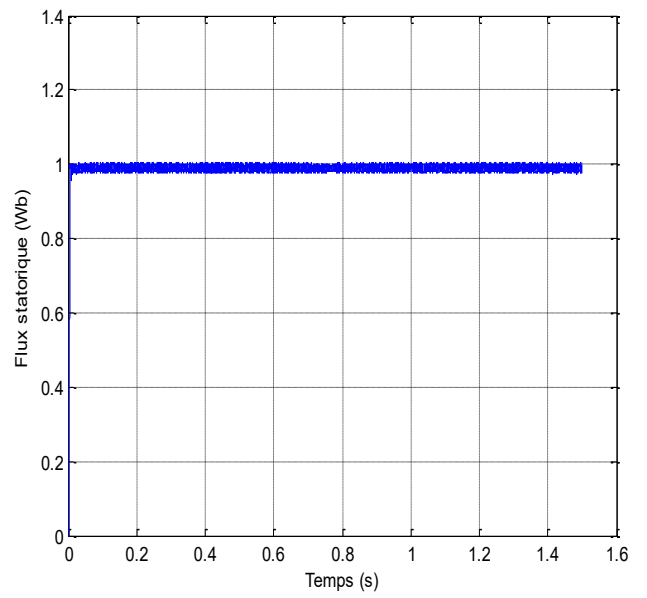
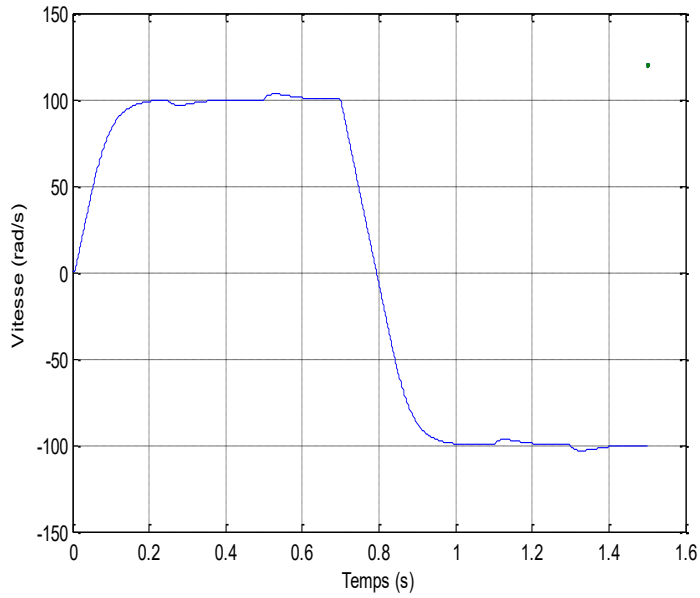


Figure 2.10 : Commande par DTC d'un MAS : démarrage à vide suivi d'une insertion et d'une inversion de sens de rotation. (cas de DTC).

II.5. CONCLUSION

Un DTC est une technique de contrôle qui exploite la capacité d'appliquer le couple et le courant aux moteurs à courant alternatif de manière séparée dès qu'ils sont alimentés par un convertisseur de tension sans contrôle de courant effectué dans une boucle de rétroaction, offrant une séparation similaire à celle obtenue à partir du vecteur.

Dans ce chapitre, nous présenterons les concepts de base du contrôle direct du couple et l'application de cette méthode dans une machine à induction. Enfin, nous insérons ou supprimons la charge et répétons le sens de rotation, ce qui provoque des pics et des oscillations dont la vitesse, le courant et le couple n'affectent pas le courant.

La précision de l'estimation du couple électromagnétique dépend essentiellement de la précision de l'estimation du flux statorique, des tables de sélection des facteurs de tension attendus et des correcteurs d'hystérésis. Malgré leur simplicité, ces correcteurs font oscillations de la variable réglée (débit et moment).

Chapitre III
Présentation de la DFOC
Et son application à la commande de MAS

III.1. INTRODUCTION

La commande par expo sure de flux (FOC), proposée par BLASCHKE en 1972, est une fashion de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones. L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Cette méthode se base sur la metamorphosis des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec la composante i_{ds} du courant statorique qui est l'équivalent du courant inducteur de la machine à courant continu. Tandis que, la composante i_{qs} permet de contrôler le couple électromagnétique correspondant au courant induit de la machine à courant continu. (9)

Les méthodes de commande vectorielle par expo sure de flux sont qualifiées par directes ou indirectes selon la détermination de l'angle de position du flux, ou l'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'intégration de la pulsation du stator déduite à partir de la combinaison linéaire de la pulsation de glissement et de 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.[15]

III.2. PRINCIPE DU COMMANDE PAR FLUX ORIENTE

Le principe de la commande de couple électromagnétique par la méthode du flux magnétique directionnel repose sur la connaissance du modèle dynamique (modèle de parK) de la machine. Le contrôle vectoriel de flux peut imposer un mode de fonctionnement similaire à une machine à courant continu sur une machine asynchrone. Dans ce mode, le couple électromagnétique est proportionnel à deux variables indépendantes (flux inducteur et courant d'induit). [15]

Le but est donc d'obtenir la formule Ce suivante : $C_e = k I_{ds} I_{qs}$; C'est un terme similaire au couple électromagnétique d'une machine à courant continu. Vous pouvez écrire que le rotor de la machine est en court-circuit $V_{dr} = V_{qr} = 0$ [15].

Ainsi :

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega \phi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega \phi_{dr} \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

$\omega = \omega_s - \omega_r$: pulsation de glissement.

Pour que le couple électromagnétique dépende du produit $I_{ds}.I_{qs}$, il faut que I_{qr} soit proportionnel à I_{qs} et que I_{dr} soit nul. En régime permanent, le flux φ_{dr} est constant et imposé par la composante I_{ds} du courant statorique:

$\varphi_{dr} = M_{sr}I_{ds}; I_{ds}$ est analogue au courant d'inducteur d'une machine à courant continu. Le courant I_{dr} est nul.

Ces équations peuvent être utilisées pour définir les principes du contrôle de couple électromagnétique pour la mise en œuvre du contrôle de vitesse.

Plusieurs stratégies sont possibles. Les machines ont trois flux magnétiques : le flux du stator, le flux de l'entrefer et le flux du rotor. Diverses études suggèrent qu'il contrôle l'un des trois flux associés à cette variable.

Par conséquent, le contrôle vectoriel peut être divisé en trois stratégies en fonction des opérations requises pour le flux [16]:

- ✓ Commande vectorielle par orientation de flux rotorique.
- ✓ Commande vectorielle par orientation de flux statorique.
- ✓ Commande vectorielle par orientation de flux d'entrefer (flux magnétisant).

III.1. Orientation du flux rotorique

Le contrôle vectoriel d'orientation du flux du rotor est le plus couramment utilisé car il élimine les effets de la réactance de fuite du rotor et du stator et donne de meilleurs résultats que les méthodes basées sur le flux du stator ou l'orientation de l'entrefer. [17] .

Cette commande est obtenue en orientant le flux magnétique du rotor selon l'axe direct "d" de la référence de rotation, tels que :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r \text{ (constant) et } \varphi_{qr} = 0.$$

Les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

Pour le stator:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

Pour le rotor:

$$\begin{aligned} C_r \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \varphi_r &= M I_{ds} \\ \omega_{sl} = \omega_s - \omega_r &= \frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}}{\varphi_r} \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

Le couple électromagnétique se réduira à :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \varphi_r I_{qs} \quad (III.4)$$

La stratégie consistera donc à contrôler de façon indépendante le terme de flux et le terme de courant pour imposer un couple. La (FigureIII.1) montre le flux rotorique orienté sur l'axe d.

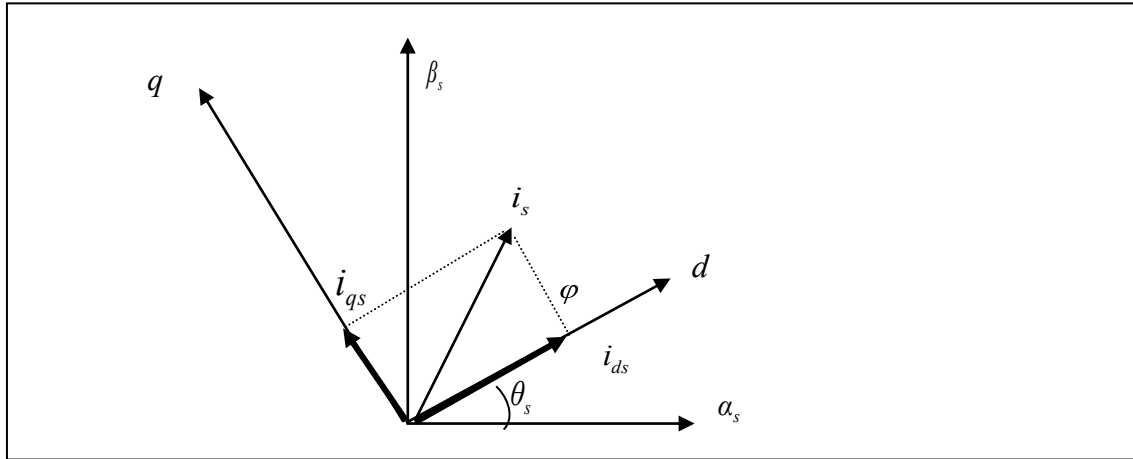


Fig. III.1 Orientation du flux rotorique sur l'axe d.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec une alimentation en tension de la machine, n'est pas tout à fait découplée. Elle nécessite un bloc de découplage entre les tensions (V_{ds} , V_{qs}) permettant de contrôler, de manière indépendante, le couple par la composante I_{qs} et le flux rotorique par la composante I_{ds} [17].

III.2. Découplage par compensation

L'équation de la machine asynchrone (III.1) dépend du sens du flux magnétique rotorique. Cependant, son module d'élasticité est à I_{ds} et I_{qs} s'écrivent [17] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \end{cases} \quad (III.5)$$

Par introduction de l'opérateur de Laplace « S » = $\frac{d}{dt}$; les équations (III.5) deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + S \cdot \sigma \cdot L_s) I_{ds} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + S \cdot \sigma \cdot L_s) I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \end{cases} \quad (III.6)$$

On peut V_{ds} , donc, représenter le modèle de la machine I_{ds} par le bloc suivant :

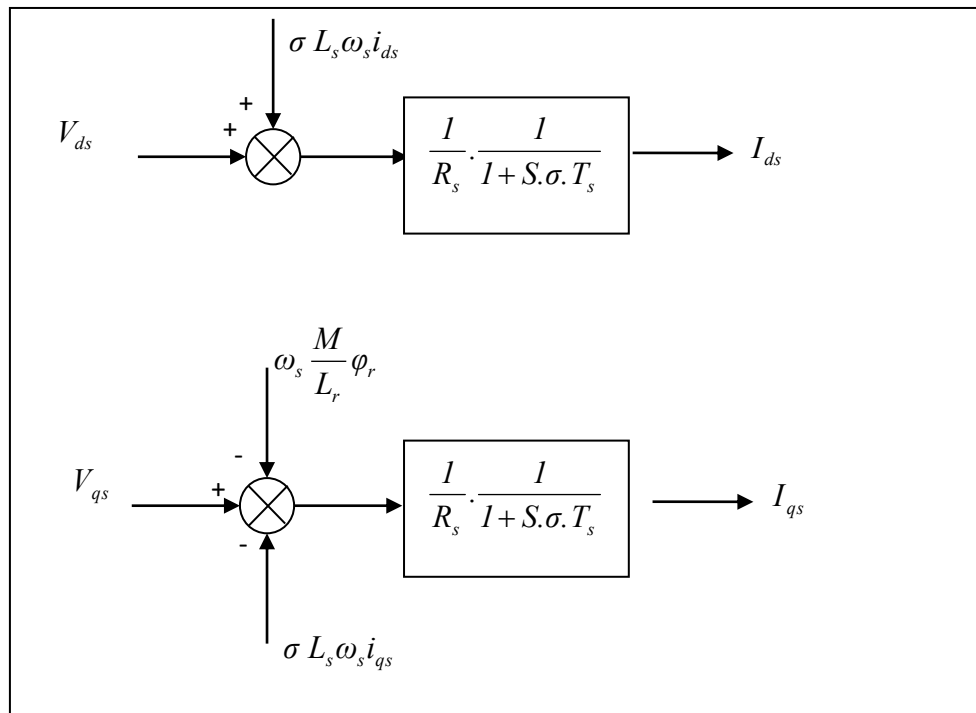


Fig. III.2 Modèle de la machine alimenté en tension.

Les termes $\sigma L_s \omega_s i_{ds}$, $\omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r$ et $\sigma L_s \omega_s i_{qs}$ correspondent aux termes de couplage entre les axes d - q .

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signe opposés à la sortie des régulateurs de manière à séparer les boucles de $\frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + S \cdot \sigma \cdot T_s}$ régulation d'axe d et q comme le montre la (figure III.3) [18].

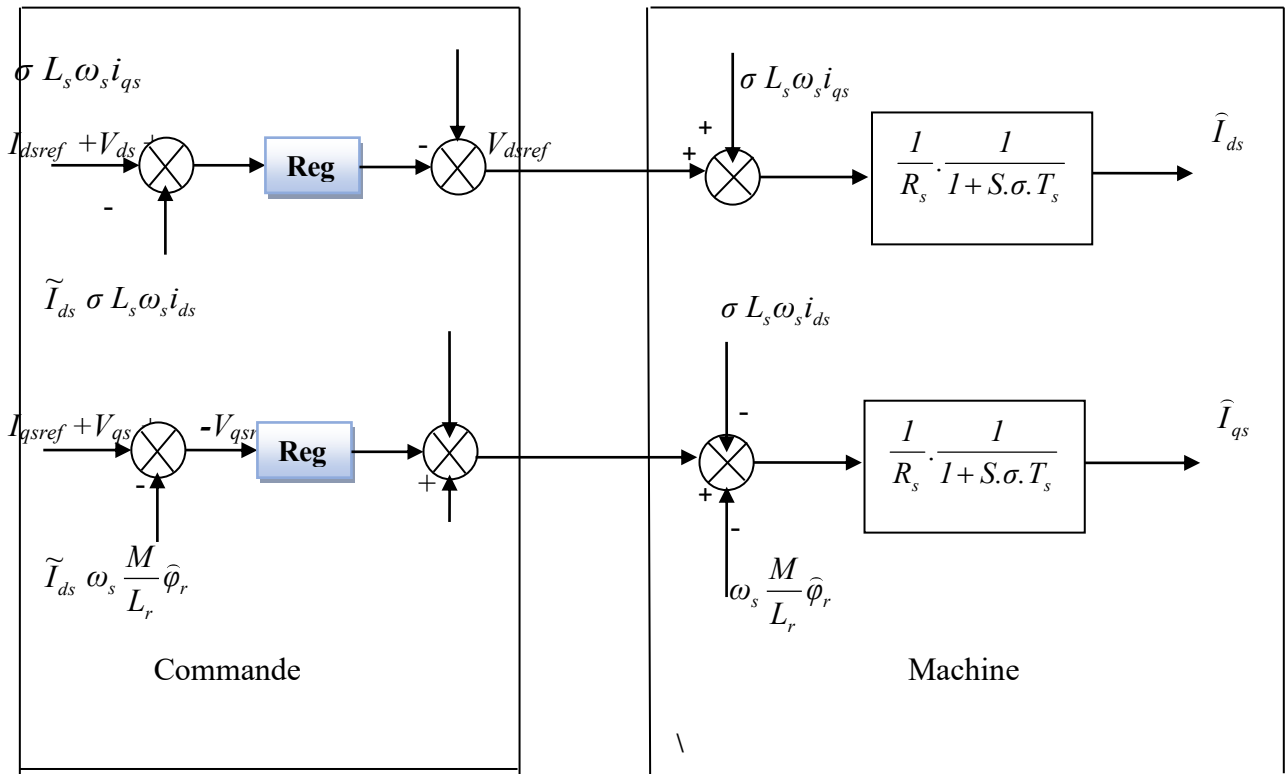


Fig. III.3 Découplage par compensation

Il existe deux méthodes de régulation orientée flux, la méthode dite directe, basée sur la connaissance du flux (position et norme). L'autre, appelée méthode indirecte, est basée uniquement sur la connaissance de l'emplacement du flux.[18]

III.3. Méthode directe

Cette méthode est basée sur une mesure directe de la position et de l'amplitude du flux dirigé. En utilisant un capteur de débit, cette méthode est moins utilisée car elle doit être installée lors de la fabrication de la machine. De plus, il nécessite des équipements très fragiles et coûteux pour être utilisés pour le traitement du signal. Les avantages, la simplicité et la robustesse des moteurs asynchrones, ainsi que leur faible coût, sont par la suite perdus [18].

III.4. Méthode indirecte

L'immense avantage de cette méthode réside dans le fait qu'on n'utilise pas l'amplitude du flux rotorique mais, seulement, sa position ; c'est pourquoi cette méthode est la plus utilisée, comme illustre certain travaux. [18].

III.3. ASSERVISSEMENT DE VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR A DEUX NIVEAUX UTILISANT LA COMMANDE VECTORIELLE

III.3.1 Commande par orientation du flux directe

En contrôle vectoriel direct, le module d'élasticité et la vitesse de rotation du flux du rotor sont contrôlés par rétroaction négative. (Fig. III.4) montre le contrôle de la vitesse d'une machine asynchrone triphasée dans laquelle la tension est fournie ou le flux magnétique est directement contrôlé.

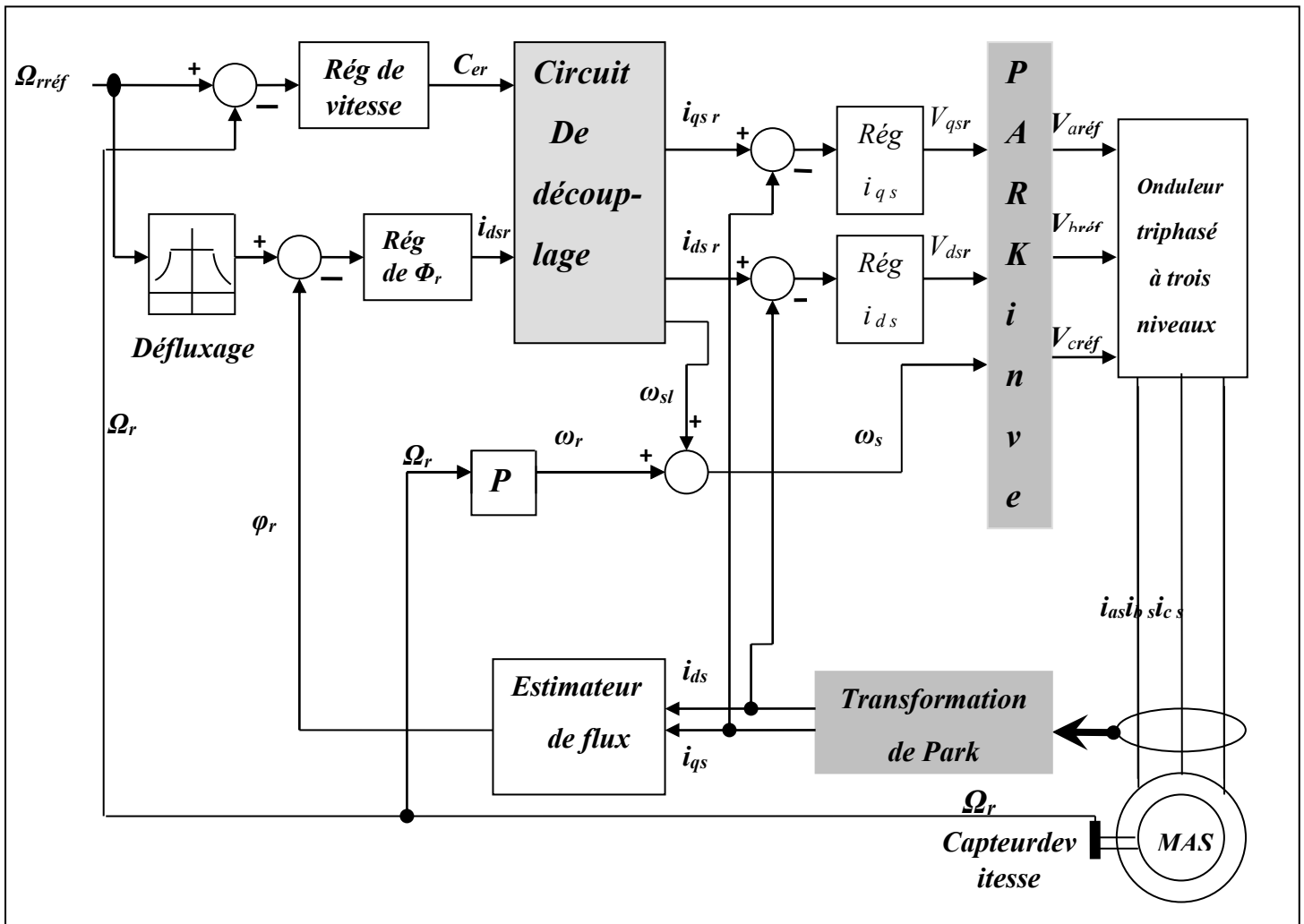


Fig. III.4 : Asservissement de vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension par la méthode du flux orienté direct [17].

III.3.2 Commande par orientation du flux indirecte

La commande vectorielle indirecte permet le contrôle de la vitesse par contre réaction et le contrôle du module du flux par réaction [18].

Le schéma fonctionnel de cette commande est donné par la (figure III.5)

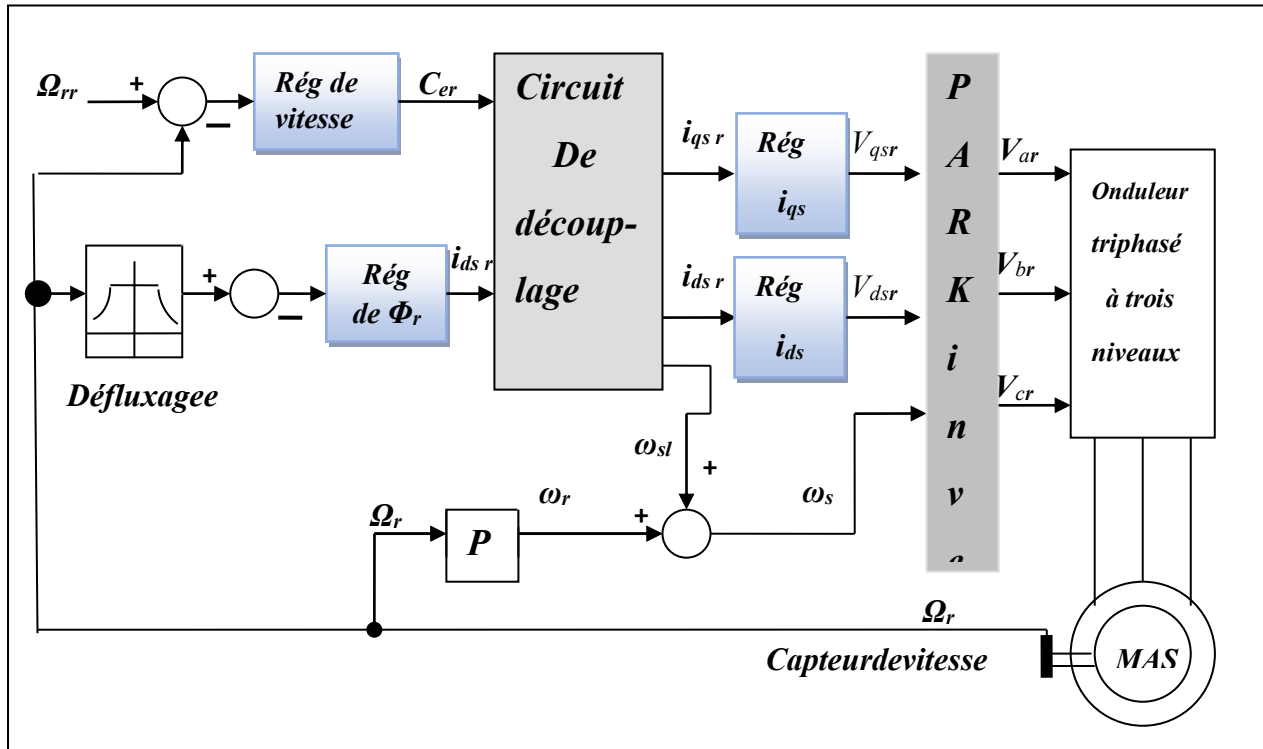


Fig. III.5 Asservissement de vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension par la méthode du flux orienté indirect [17].

Dans notre travail on utilisant la commande vectorielle directe

III.4. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE

Les principaux composants de ce type de contrôle sont les boucles de contrôle de vitesse, les composants de courant I_{ds} et I_{qs} , les blocs de calcul θ_s et les transformations directes et inverses.

La vitesse est contrôlée par la boucle à l'extérieur du bloc. La sortie de ce contrôleur est le couple de référence électromagnétique C_{eref} ou le courant de référence I_{qsref} , qui est comparé à la valeur I_{qs} obtenue à partir de la mesure de courant réelle. L'erreur nécessite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{qsref} qui subit une conversion triphasée et alimente la machine asynchrone via un onduleur de tension.

En parallèle de cette boucle interne, vous trouverez la boucle de contrôle id . Le courant de référence I_{ds} est calculé à partir du débit affecté. Ce flux magnétique correspond à une valeur nominale dans la plage de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, la machine continue à « s'écouler » pour lui permettre d'atteindre plus rapidement. Dans ce cas, le couple maximum pouvant être appliqué sera plus faible. Le procédé de démagnétisation rapide est surtout utilisé en traction électrique. Dans ce cas, un couple élevé est requis pendant la phase

de démarrage et un couple faible (utilisé uniquement pour lutter contre les frottements) pendant la phase de démarrage.

La sortie du régulateur I_{ds} fournit la tension de référence V_{dsref} . Les deux tensions de référence V_{dsref} et V_{qsref} sont ensuite converties en quantité de stator à l'aide d'une conversion triphasée à biphasée.

L'onduleur PWM applique une impulsion de tension à la machine. Sa valeur moyenne correspond aux tensions de référence V_{asref} , V_{bsref} , V_{csref} pendant la période PWM. [17]

III.5. REGULATION

L'objectif de la commande, en général, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis [17]; à savoir :

- Précision en poursuite.
- Précision en régulation :
- Temps de montée.
- Temps de réponse.
- Dépassement.
- Stabilité.
- Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie).
- Sensibilité à la variation de paramètres.

A partir de ce point, des différentes techniques de commandes sont utilisées afin de remplir le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. L'une des techniques classiques consiste à utiliser les régulateurs type proportionnel et intégral PI dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine à commander.

III.6.1 Régulation de courant

Du découplage proposé à la (figure III.6), on aboutit au schéma bloc simple et identique pour les deux axes.

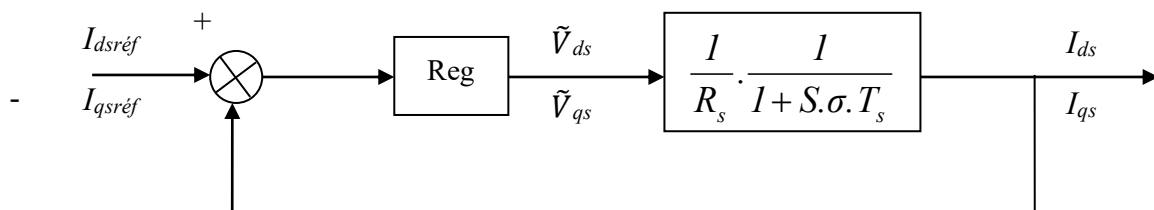


Fig. III.6 Boucle de courant après découplage.

Chaque boucle de courant à un contrôleur traditionnel proportionnel intégral (PI), un terme proportionnel qui définit la vitesse à laquelle l'ajustement est effectué et un terme intégral qui compense les erreurs statiques entre la variable de contrôle et sa taille, sera supprimé [19].

Le régulateur *PI* (action proportionnelle-intégrale) est une combinaison d'un régulateur *P* et d'un régulateur *I*. La fonction du régulateur *PI* en continue est :

$$C(t) = K_p \cdot \left[\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau \right] \quad (\text{III.7})$$

La fonction de transfert en *S* est :

$$C(S) = K_p \cdot \left[1 + \frac{1}{T_i \cdot S} \right] = K_p + \frac{K_i}{S} \quad (\text{III.8})$$

Avec k_p : constante de proportionnalité.

$K_i = \frac{K_p}{T_i}$: Constante d'intégration, T_i : constante de temps d'intégration, elle est choisie d'une manière à satisfaire un compromis stabilité-rapidité.

On calcul la fonction de transfert en boucle ouverte, de la figure (III.6) :

$$G_o(S) = \left(K_p + \frac{K_i}{S} \right) \cdot \left(\frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \sigma T_s \cdot S} \right) \quad (\text{III.9})$$

Par compensation on aura

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{III.10})$$

$$= K_p \left(S + \frac{K_i}{K_p} \right) \cdot \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{S + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad (\text{III.11})$$

Calcul la fonction transfert en boucle fermée :

$$F(S) = \frac{G_o(S)}{1 + G_o(S)} = \frac{\frac{K_p}{\sigma L_s} \cdot \frac{1}{S}}{1 + \frac{K_p}{\sigma L_s} \cdot \frac{1}{S}}, \text{ après calcul et développement on trouve :}$$

$$F(S) = \frac{1}{\tau_i \cdot S + 1} : \text{ Avec } \tau_i = \frac{\sigma L_s}{K_p} : \text{ Constant de temps des courants dans les deux boucles.}$$

On choisit la dynamique de la boucle de courant qui est rapide par rapport à celle de la vitesse on déduit K_p et enfin K_i .

Les mêmes valeurs de coefficients sont adoptées pour les deux boucles de courant.

III.5.2 boucle de flux

Du système d'équation (III.3) on a :

$$\varphi_r = \frac{M}{1 + T_r \cdot S} i_{ds} \quad (\text{III.12})$$

En utilise un régulateur *PI* pour éliminer l'erreur statique en régime permanent et augmenté la rapidité :

$$G_{\Omega}(s) = \frac{1 + S \cdot T_{n2}}{S \cdot T_{i2}} \quad (\text{III.13})$$

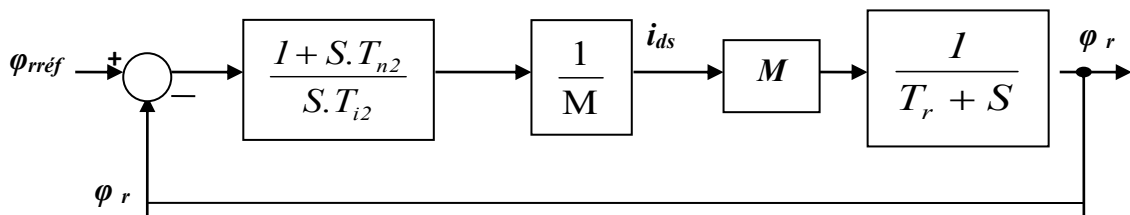


Fig. III.7 Boucle de flux φ_r de la machine asynchrone triphasée.

En posant : $T_{n2} = T_r$

Ainsi après compensation la fonction de transfert en boucle ouverte prend la forme suivante :

$$G_{O\varphi} = \frac{I}{S \cdot T_{i2}} \quad (\text{III.14})$$

En considérant le schéma bloc de la figure ci-dessus, la fonction de transfert en boucle fermée est déterminée de la manière suivante :

$$G_{F\varphi}(s) = \frac{\varphi_r}{\varphi_{rréf}} = \frac{\frac{I}{S \cdot T_{i2}}}{1 + \frac{I}{S \cdot T_{i2}}} \quad (\text{III.15})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée de flux est :

$$G_{F\varphi}(s) = \frac{I}{I + S \cdot T_{i2}} \quad (\text{III.16})$$

En posant : $\tau_\varphi = T_{i2}$

La fonction de transfert en boucle fermée de la boucle de flux, sera exprimée par la nouvelle relation :

$$G_{F\varphi}(s) = \frac{I}{I + S \cdot \tau_\varphi} \quad (\text{III.17})$$

Finalement, la détermination de la fonction de transfert en boucle fermée nous a permis de calculer la constante de temps du régulateur : $T_{i2} = \tau_\phi$

III.6.3 Boucle de vitesse

L'équation de mouvement du groupe machine asynchrone- machine entraînée peut s'écrire de la façon suivante :

$$C_e = C_r = f_r \cdot \Omega_r + j \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} \tag{III.18}$$

En utilisant la variable (S) de LAPLACE, l'équation ci-dessus peut s'écrire comme suit :

$$(f_r + JS) \Omega_r = C_e - C_r \tag{III.19}$$

La fonction de transfert par rapport au couple électromagnétique du groupe machine asynchrone – machine entraînée est exprimée par la relation suivante :

$$\frac{\Omega_r}{C_e} = \frac{1}{J.S + f_r} \tag{III.20}$$

Pour éliminer l'erreur statique en régime permanent il faut utiliser un régulateur de type proportionnel intégrale (PI) donc :

$$G_\Omega(s) = \frac{1 + S.T_{nl}}{S.T_{nl}} \tag{III.21}$$

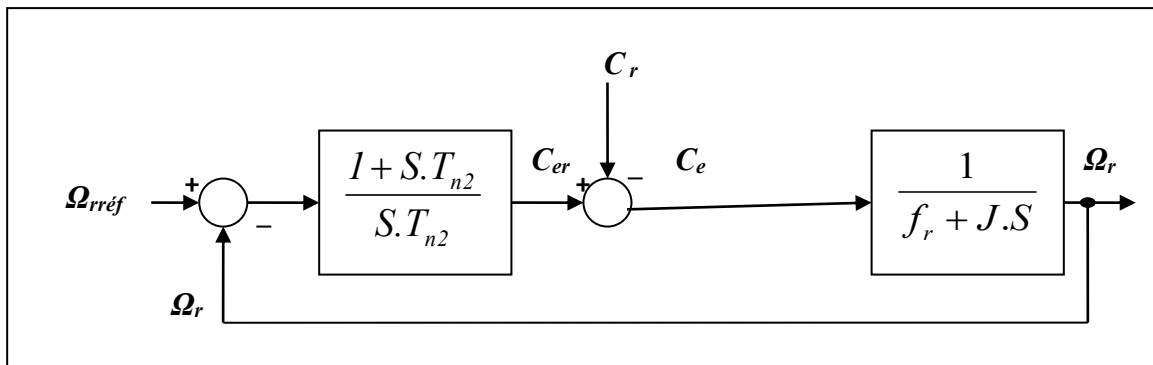


Fig. III.8 Boucle de vitesse Ω_r de la machine asynchrone triphasée.

En divisant le numérateur et dénominateur de la fonction de transfert (III.20) par le coefficient de frottement f_r , nous obtenons l'expression suivante :

$$\frac{\Omega_r}{C_e} = \frac{1}{f_r \left(1 + S \cdot \frac{J}{f_r} \right)} \tag{III.22}$$

On pose la constante mécanique : $\tau_m = \frac{J}{f_r}$.

Ainsi après compensation, le schéma bloc de la boucle de vitesse de la machine asynchrone prend la nouvelle structure représentée par la (figure III.9) :

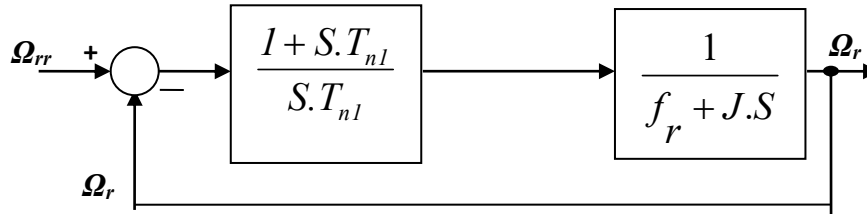


Fig. III.9 Boucle de vitesse Ω_r de la machine asynchrone triphasée.

La fonction de transfert en boucle ouverte prend la forme suivante :

$$G_{OV}(S) = \frac{I}{T_{il} f_r S} \tag{III.23}$$

Nous pouvons alors représenter la boucle de vitesse par le schéma bloc suivante

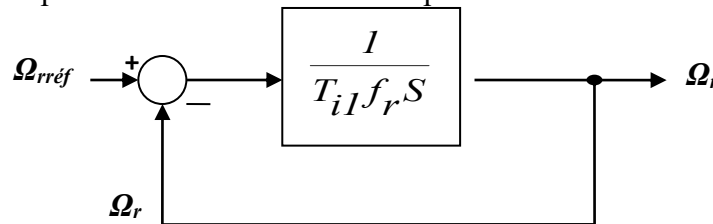


Fig. III.10 Boucle de vitesse Ω_r de la machin asynchrone triphasée

En considérant le schéma bloc de la figure ci-dessus, la fonction de transfert en boucle fermée est déterminée de la manière suivante :

$$G_{FV}(S) = \frac{\Omega_r}{\Omega_{rréf}} = \frac{G_{OV}}{1 + G_{OV}} \tag{III.24}$$

On trouve :

$$G_{FV}(S) = \frac{I}{I + T_{il} f_r S} \tag{III.25}$$

En posant : $\tau_{em} = f_r T_{il}$

La fonction de transfert en boucle fermée de la boucle de vitesse, sera exprimée par la nouvelle relation :

$$G_{FV}(S) = \frac{I}{I + S \cdot \tau_{em}} \tag{III.26}$$

Finalement, la détermination de la fonction de transfert en boucle fermée nous a permis de

calculer la constante de temps du régulateur : $T_{il} = \frac{\tau_m}{f_r}$.

III.6. MODE DEFLUXE

De nombreuses applications, notamment la traction électrique, nécessitent un fonctionnement en survitesse à puissance constante. Cependant, pour assurer ce comportement, les variateurs de vitesse utilisant des moteurs asynchrones nécessitent une haute tension en entrée. Pour éviter cette surcharge de tension, le flux de référence diminue à grande vitesse. De plus, pour optimiser les besoins en courant d'aimantation de l'inducteur, le courant d'aimantation est dérivé de manière à ce que la machine soit alimentée avec le flux magnétique nécessaire pour générer le couple maximum sans violer les limites thermiques imposées à la machine qui en a besoin. Machine de pièces de puissance de convertisseur [19].

Le principe de défluxage consiste à maintenir le flux rotorique constant et égal au flux nominal en le faisant varier sur une plage pour les vitesses supérieures à la vitesse nominale.

$$\varphi_{rréf} = \varphi_{rnom} ; \text{ pour } |\Omega| < |\Omega_{rnom}|$$

$$\varphi_{rréf} = \frac{\varphi_{rnom} \cdot \Omega_{nom}}{|\Omega|}$$

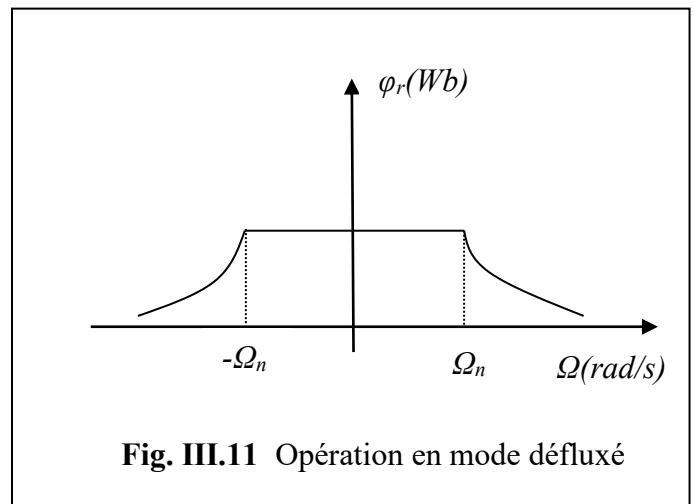
Avec :

$\varphi_{rréf}$: flux rotorique de référence.

φ_{rnom} : flux rotorique nominale.

Ω_{rnom} : vitesse de référence.

Ω_{nom} : vitesse de rotation nominale.



III.7. RESULTATS DE SIMULATION

Démarrage à vide suivi d'une insertion et suppression de la charge puis inversion du sens de rotation

Dans ce cas, un couple de 20 Nm a été appliqué à l'instant $t = 0,25$ seconde après le début du ralenti, et il a été supprimé à l'instant $t = 0,5$ seconde. Puis, à l'instant $t = 0,7$ s, le sens de rotation de la machine s'inverse, et la consigne de vitesse devient 100 rad/s. Les résultats de la simulation sont présentés dans (Fig. III.12). Les valeurs de référence sont : 100 radians par seconde et 1 Wb de débit.

Les résultats de simulation obtenus montrent que pour ce démarrage à vide, la vitesse atteint une valeur de référence de 100 tr/min après un temps de réponse d'environ 0,2 seconde. Le flux du rotor s'est également stabilisé à une valeur de référence de 1 Wb après un temps de réponse de

0,031 seconde. Notez également que le courant de phase du stator atteint une valeur de crête significative de 51,08 A pendant la période de démarrage, puis chute à la valeur de régime permanent déchargé de 7,2 A. En revanche, la forme du couple électromagnétique culmine à 75 N.m au démarrage puis diminue pour équilibrer le couple de frottement en régime permanent. L'activation et la désactivation du couple de charge provoque un écart de vitesse d'environ 3,4 rd / s par rapport à la valeur cible. Cet écart est ensuite éliminé par le contrôleur

On constate après la (figure I.12) que le couple électromagnétique et le courant de phase statorique marquent des pics lors de l'inversion de sens de rotation dus à l'initialisation du flux, puis se stabilisent en régime permanent et le découplage persiste toujours. Le flux rotorique direct (φ_{qr}) est légèrement affecté, l'influence est pratiquement négligeable ; ce qui montre la robustesse de la commande face à l'inversion du sens de rotation.

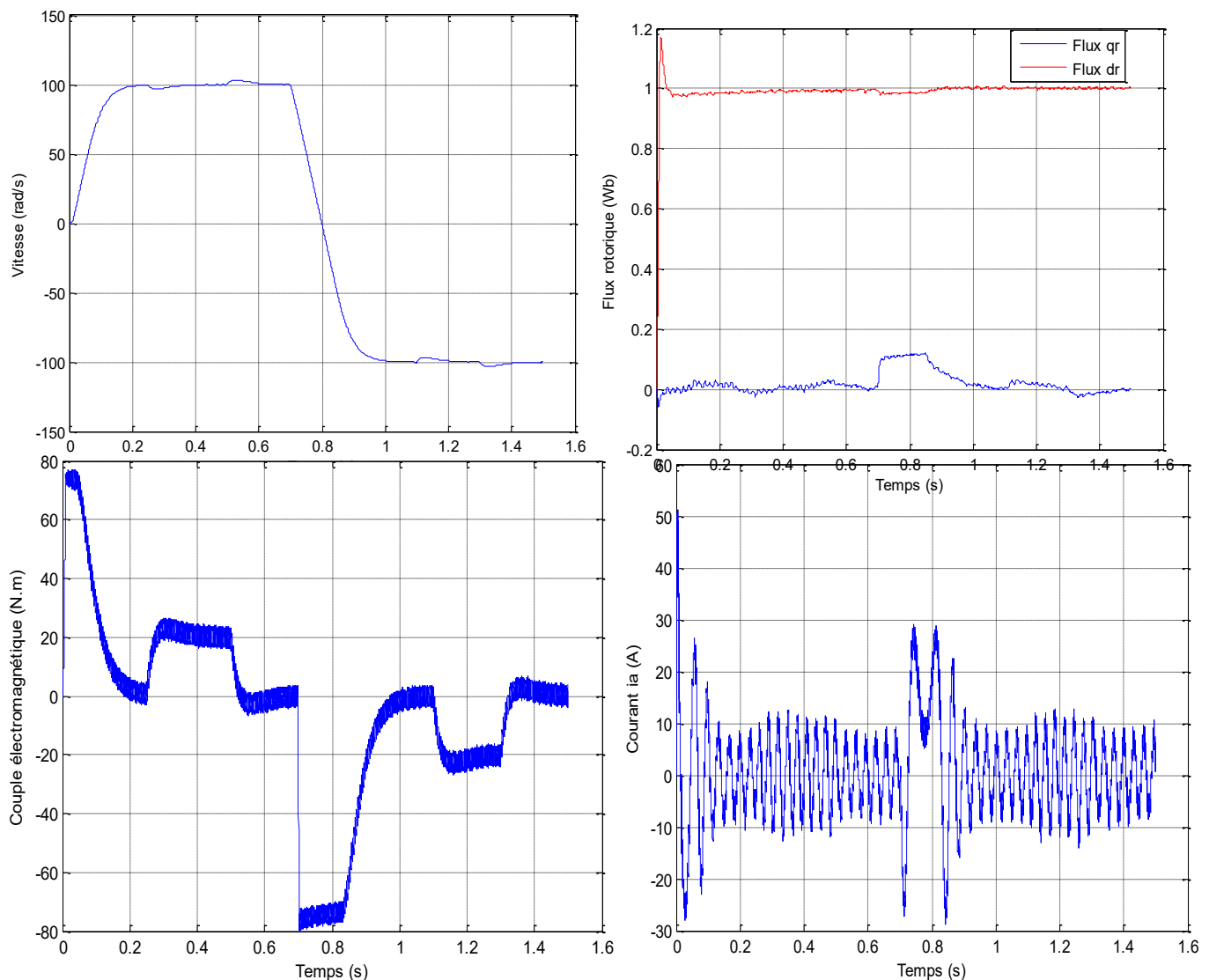


Figure II.12 Résultats de simulation de la MAS au démarrage à vide suivi d'une insertion et suppression de la charge puis d'une inversion de sens de rotation.(cas de DFOC)

III.8. LA COMPARISON ENTRE LA COMMANDE DTC ET FOC

Les résultats ont montrés clairement qu'en régime permanent et pour de différentes valeurs de la vitesse et du couple de charge, les courants dans la DFOC sont nettement moins ondulés par rapport à ceux de la DTC, qui en plus présentent un spectre riche en harmoniques de faibles amplitudes mais qui s'étale sur toute la plage de fréquence à l'inverse de la DFOC. Aussi en grande vitesse, l'amplitude des ondulations du couple dans la DTC été légèrement plus grande que celle en DFOC qui avait une forme plus régulière et uniforme. Par suite et en régime transitoire, les performances de chaque commande on été testé suite à la réponse à un échelon de couple de charge pour différentes valeurs de vitesse, les résultats ont montrés que la DTC était meilleur en terme temps de réponse, ceci est dû à la présence des régulateurs PI dans la DFOC qui retarde la réponse du couple..

III.9. LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE

III.9.1. Avantage de commande DFOC

- De permettre un découplage entre le flux et le couple assez simple ;
- Une large plage de vitesse.

III.9.2. Inconvénient de commande DFOC

- Faible robustesse face aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique ;
- L'utilisation d'un capteur mécanique augmente le coût du système de commande et accroît les problèmes de fiabilité.

III.10. LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE DTC

la commande directe du couple ne nécessite pas de mesure mécanique telle que celle de la vitesse ou de la position de la machine, de plus la sensibilité aux paramètres de la machine est nettement atténuée puisque l'estimation du flux se fait en fonction d'un seul paramètre à savoir la résistance statorique. En outre, la MLI est remplacée, dans cette commande par une simple table de commutation ce qui la rend, d'autant plus facile.

III.10.1. Avantage de commande DFOC

De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique ($d-q$) ;

- La réduction du temps de réponse du couple (0.22 s pour la DTC et 0.31 s pour la FOC dans notre cas) ;

- Il n'existe pas de bloc de calcul dédié à la MLI ;
- 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 ;
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse ;
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire ;
- La réponse dynamique est très rapide

III.10.2. Inconvénient de commande DFOC

L'existence de problèmes d'estimation à basse vitesse et fort couple ;

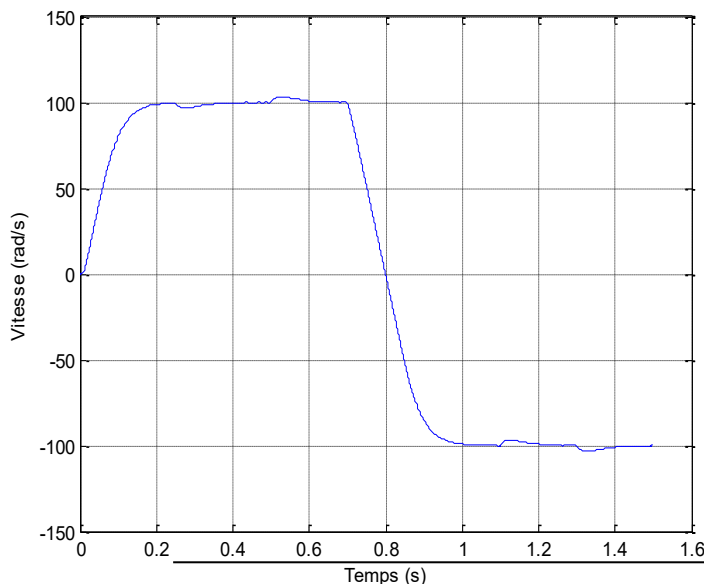
- La nécessité de disposer d'estimateurs (ou observateurs) robustes du flux statorique et du couple ;
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

III.11. COMPARAISON DES REGIMES STATIQUE ET DYNAMIQUE

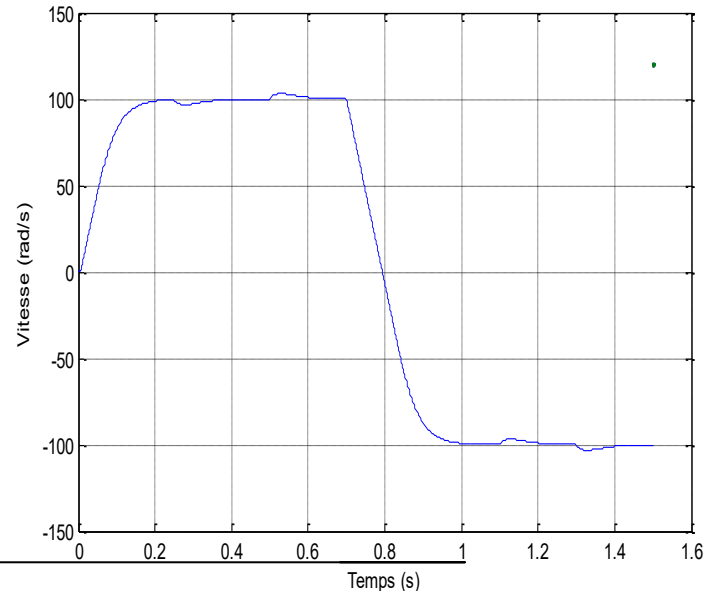
Démarrage à vide suivi d'une insertion et suppression de la charge puis inversion du sens de rotation

La (figure IV.1) illustre les résultats de simulation des deux techniques de commande, où on a introduit à l'instant $t = 0.25 \text{ s}$ un couple de 20 N.m après un démarrage à vide puis on l'a supprimé à l'instant $t = 0.5 \text{ s}$. Et on inverse à l'instant $t = 0.7 \text{ s}$ le sens de rotation de la machine et la consigne de vitesse devient -100 rad/s .

a) DFOC



b) DTC



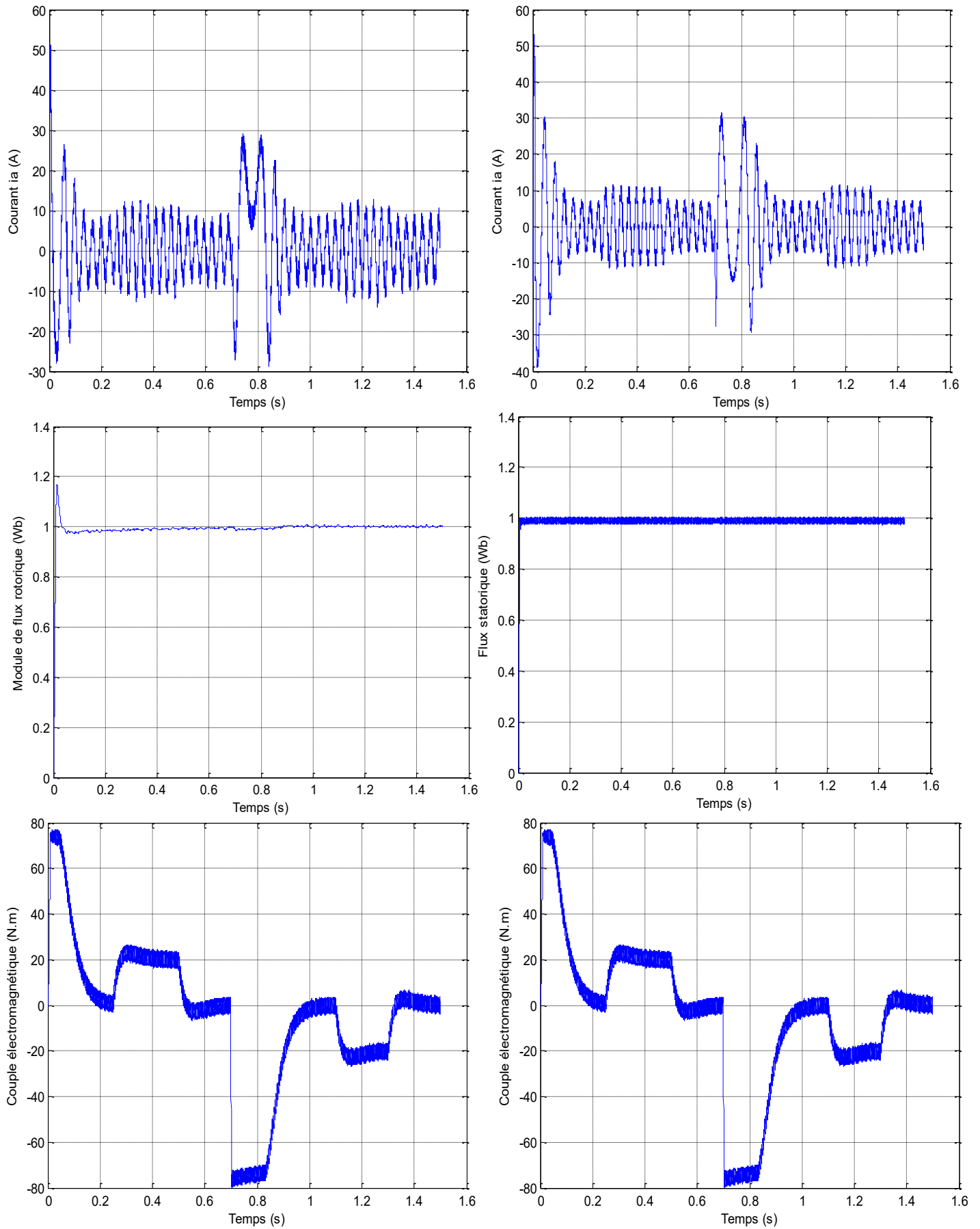


Figure IV.1 Résultats de simulation de la MAS au démarrage à vide suivi d’une insertion et suppression de la charge puis d’une inversion de sens de rotation.(cas de DFOC et DTC)

Dans le cas de l'introduction et la suppression de la charge, on remarque que les deux commandes donnent presque les mêmes résultats, sauf que la commande directe du couple présente une réponse rapide du couple électromagnétique par rapport à la commande vectorielle lors de l'application de la charge (0.19 s pour la DTC et 0.2 s pour la FOC), ce qui permet le rejet rapide de la perturbation.

De plus, au niveau de la vitesse, on remarque que la commande directe du couple présente ; meilleure dynamique sans dépassement de la vitesse, au démarrage et le temps de réponse est un peu élevé par rapport la commande vectorielle (0.2 s pour le FOC et 0.18 s pour la DTC).

l'introduction de la charge provoque une déviation de la vitesse de 3.4 rd/s pour le FOC et de 3.3 rd/s pour la DTC.

Dans le cas d'inversé le sens de rotation, on peut dire que la poursuite en vitesse s'effectue normalement et sans dépassement, et la forme du couple est presque la même pour les deux techniques de commande. On remarque aussi que la commande vectorielle présente un pic de courant au démarrage plus grand que celui de la commande directe du couple (53.17 A pour le FOC et 51.08 A pour la DTC).

III.12. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons appliqué la commande vectorielle directe de la machine asynchrone au flux rotorique. Le but est de contrôler le débit et le couple séparés et de fournir un contrôle de vitesse puissant. La machine est alimentée par une tension en cascade redresseur-filtre-onduleur contrôlée par la technologie delta sinusoïdale. Les résultats de la simulation ont été utilisés pour démontrer les performances statiques et dynamiques du contrôleur. Le découplage entre flux et couple est parfaitement réalisé et le choix du régulateur se justifie par la rapidité de réponse et son dépassement acceptable. Notez que cette technique est la méthode la plus largement utilisée pour séparer le contrôle du flux magnétique et du couple. Cela permet de rapprocher la forme de couple d'une machine asynchrone de la forme de couple d'une machine à courant continu. De plus, cette méthode est facile à mettre en œuvre et offre de bien meilleures performances à basse vitesse.

Nous avons présenté à la fin de ce chapitre la comparaison entre la commande directe du couple et la commande vectorielle, donc on conclure : La commande DTC est caractérisée principalement par une bonne réponse dynamique du couple, une bonne robustesse et une complexité moindre que la commande vectorielle. En revanche, on observe une ondulation élevée du couple et du flux. Toutefois, la stabilité de la réponse et le découplage de la commande flux et couple sont beaucoup plus précis avec la commande DFOC.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail effectué dans ce mémoire propose deux commandes : commande vectorielle directe, commande directe de couple et sont comparées et appliquent à une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension.

L'étude des comportements dynamiques et statiques de la machine asynchrone exige une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement. On ne peut pas parler de commande de la machine sans qu'on cite le convertisseur qui lui est associé. Pour cette raison, on a abordé la modélisation de l'alimentation et de l'association convertisseur machine.

La deuxième partie de ce mémoire a été consacrée à décrire la commande directe du couple (DTC), on a procédé à l'étude plus détaillée et à la simulation des formes de bases de cette technique pour en savoir le comportement et le principe de fonctionnement.

Ensuite, nous avons développé la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique, afin de lui donner des comportements semblables à ceux de la machine à courant continu.

Après la comparaison entre ces deux techniques, nous allons procéder à une comparaison entre les performances des deux techniques de commande : la commande directe du couple DTC et la commande à flux orientée directe DFOC en régimes dynamiques et statiques.

En régime permanent, et pour des grandeurs de références, les ondulations du courant et du couple seront évaluées et comparées pour différentes valeurs de la vitesse. En régime transitoire, le but attendu est d'évaluer la méthode qui donne la meilleure réponse dynamique (rapidité sans dépassement). Pour une comparaison juste entre les deux techniques de commandes, on doit imposer la même conditions pour les deux commandes. Les résultats de simulation obtenus pour les deux commandes DFOC et DTC sont :

- On peut remarquer que la commande DFOC est caractérisée par des valeurs faibles des ondulations des courants statoriques et de couple en la comparant à la commande DTC.
- Ces résultats montrent que l'utilisation de la commande DTC donne une meilleure réponse du couple en terme du temps d'établissement et de dépassement. La différence dans le régime transitoire est due à la présence des régulateurs PI dans la commande DFOC qui retardent le couple. Les temps de réponses du couple.

LES REFERENCES

- [1] TIUFOUTI RIAD, « contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone », thèse de doctorat de l'université de Constantine, Faculté des sciences de l'ingénieur, département d'électrotechnique 2008.
- [2] O. ONDEL, « Diagnostic par reconnaissance des formes : Application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone », Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, France, 2006.
- [3] H. TAMRABET, « Robustesse d'un control vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone », thèse de magister de l'Université de Batna, Algérie, 2006.
- [4] A.A. PUJOL, « Improvisent in Direct Torque Control of Induction Motors », Thèse de doctorat de l'Université Polytechnique de Catalogne, Espagne, 2000.
- [5] L. BAGHLI, « Contribution à la commande de la machine asynchrone : utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré - Nancy-1, France, 1999.
- [6]: N.PATIN, « Modélisation de la machine asynchrone", Cours de l'ENS de Cachan, non édité, France, 2003.
- [7] : Med Kadjoudj ,F.Z.Louai,A.Benoudjit « Simulation d'un moteur à induction alimente par des onduleur de tension a deux et trois niveaux » séminaire de Electrical and superconducting machines Saida1997
- [8] : K. V.h Kumar, P. Angel Michael, J. P. John and Dr. S. Suresh Kumar, « Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter », ARPN Journal of Engineering and applied Sciences 2010
- [9] : T.Djamel , « Contrôle du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse et de position », Thèse de Magister Université de Batna, Juin 2005.
- [10] : S.E.REZGUI, « Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel », Mémoire de Magister Constantine 2009
- [11] : C.C.DEWIT, « Modélisation contrôle vectoriel et DTC », HERMES 2000 .
- [12] : S.Rafa, H.Zeroug, L.Hocine, K.Boudjit, « Simulation sur Matlab/Simulink et implémentation sur DSP/FPGA de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents (PMSM) alimenté par un onduleur de tension à Modulation vectorielle (SVM) », Laboratoire LSEI .USTHB.
- [13] : A.Dissa, « Contrôle direct de couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire », thèse de magister, université de Batna 2010.
- [14] : A.MEROUFEL, « Contrôle de la machine asynchrone»: cours, Université Djillali Liabès Sidi Bel-Abbès, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Département d'Electrotechnique 2008-2009.

- [15] : Z.Ait Ouali,,« Application de FPGA à la commande d'un moteur asynchrone>> mémoire magister, université Mouloud Mammerie de Tizi-Ouzou,2015.
- [16] Kouzikatia, « contribution des techniques de la logique flue pour la commande d'une machine à induction sans transducteur rotatif », mémoire de doctorat, université de Batna, 2008
- [17]:Rezgui Salah Eddine « commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel » Université Mentouri de Constantine 2009
- [18] :Barros, J.-C, « Application de la logique Floue à la Commande Optimale du Moteur» Université de Sétif 1 2013.
- [19]:Benamormessaoud. « commande par DIC de la machine à induction sans capteur de vitesse utilisation du filtre du KALMAN pour l'estimation de la vitesse » Université de Batna 2012

الملخص

في هذا البحث ، نقدم دراسة مقارنة التحكم الشعاعي غير مباشر (FOC) والتحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) المطبق على ماكينة لاتزامنية ثلاثية الطور (MAS). أولاً ، يتم تنفيذ نمذجة المحرك من أجل تطبيق التقنيات المختلفة لأوامر FOC و DTC. بعد ذلك ، شرح للأوامر المذكورة وكذلك مبدأ ضبط التدفق وعزم الدوران الكهرومغناطيسي وفقاً للسرعة المطلوبة. أخيراً ، يتم اختبار أداء النظام ومقارنته بالمحاكاة من حيث متابعة التعليمات ، في بيئة Matlab / Simulink ، لتوضيح أداء هذه الأوامر.

كلمات مفتاحية

ماكينة لاتزامنية ثلاثية الطور (MAS) ، العاكس ، عزم الدوران الكهرومغناطيسي ، تحكم شعاعي غير مباشر (FOC) ، منظم PI ، التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC).

Résumé

Dans cet memoire , nous présentons une étude comparative de la commande orientée champ (FOC) et de la commande directe de couple (DTC) appliquée à la machine à induction (MAS). Dans un premier temps, la modélisation du moteur est réalisée afin d'appliquer les différentes techniques des commandes FOC et DTC. Par la suite, une explication des commandes évoquées est exposée ainsi que le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique en fonction de la vitesse souhaitée. Enfin, les performances du système sont testées et comparées par simulation en terme de suivi d'instructions, dans l'environnement Matlab/Simulink, pour illustrer les performances de ces commandes..

Mots clés

Machine Asynchrone Triphasée , Onduleur , couple électromagnétique , commande vectorielle (FOC) , régulateur PI , commande directe de couple (DTC)

Abstract

In this work, we present a comparative study of field oriented control (FOC) and direct torque control (DTC) applied to the induction machine (MAS). First, the modeling of the motor is carried out in order to apply the different techniques of the FOC and DTC commands. Thereafter, an explanation of the commands mentioned is spread out as well as the principle of adjusting the flux and the electromagnetic torque according to the desired speed. Finally, the performance of the system is tested and compared by simulation in terms of follow-up of instructions, in the Matlab / Simulink environment, to illustrate the performance of these commands..

Key words

Three-phase Asynchronous Machine , Inverter, Electromagnetic torque , Algorithm vector control (FOC), PI regulator , Direct torque control (DTC)