

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

UNIVERSITE ABDERRAHMANE MIRA DE BEJAIA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

EN VUE D'OBTENTION DU DIPLOME MASTER
EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : *COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES*

Thème

**Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile
alimentée par Convertisseurs Matriciels Indirects**

Présenté par :

M^r. SLAOUTI Kheirddine
M^r. MAKHLOUFI Nassim

Dirigé par :

M^r. A. Azib
M^r. T. REKIOUA

Année Universitaire : 2011 / 2012

Au nom d'Allah, le Tout - Miséricordieux, le Très – Miséricordieux

La louange est Allah l'unique et la paix et le salut sur celui qui n'a point de messager après lui et sur sa famille, ses compagnons et tous ceux qui suivent son chemin jusqu'au jour de la résurrection.

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements et notre profonde gratitude à nos promoteur **A. AZIB** et **T. REKIOUA** pour leurs encouragements et pour les conseils qu'ils ont apportés pour l'achèvement de ce mémoire.

Nous tenons également à remercier l'ensemble de membres de jury qui nous ont fait l'honneur de juger ce travail.

Que tous les enseignants et les étudiants du département d'électrotechnique trouvent ici l'expression de nos reconnaissances et respect.

Nous tenons également à remercier toute personne ayant contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

À la mémoire de ma grande mère «Yemma Djadja».

À mes très chers parents.

À mes deux frères : Mahdi et Faredj.

À mes sœurs : Nabila et sa petite famille, Bahia et sa petite famille et Noria.

À mes cousin(e) s : Nana Houa, Matouk, Mourad.

À tous mes ami (e) s en particulier : Tahar, Mennad, Kamel.

A ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée de mes études,

À toute la promotion 2012 en particulier l'option commande.

Kheirdine

Je dédie ce modeste travail :

À mes très chers parents.

À mon frère : Fawzi

À ma sœur : Ibtissem

À toute la famille en particulier mon oncle Mohammed et sa femme

À tous les gens qui me connaissent

A ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée de mes études,

À toute la promotion 2012 en particulier l'option commande.

Nassim

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Notations

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale..... 1

Chapitre I : Généralités sur les machines multiphasées et modélisation de la MASDE

I .1. Introduction	3
I .2. Caractéristiques des machines multiphasées	3
I .2.1. Machines multiphasées de "Type 1"	3
I .2.2. Machines multiphasées de "Type 2 "	4
I .3. Domaines d’application	5
I .4. Avantages des machines multiphasées	6
I .4.1. Segmentation de puissance	6
I .4.2. Fiabilité	6
I .5. Inconvénients des machines multiphasées	6
I .6. Choix de la machine double étoile	6
I .7. Machine asynchrone double étoile	7
I .7.1. Introduction	7
I .7.2. Description de la MASDE	7
I .7.3. Hypothèses simplificatrices.....	8
I .7.4. Modèle triphasé de MASDE	8
I .7.4.1. Equations des tensions.....	8
I .7.4.2. Equations magnétiques	9
I .7.4.3. Equation mécanique	11
I .8. Modèle de la MASDE dans le repère de Park	11

I .8.1. Transformation de Park	11
I .8.2. Choix de référentiel	13
I .8.3. Application de la transformation de Park à la MASDE	13
I .8.3.1. Equations des tensions.....	13
I .8.3.2. Equations des flux	14
I .8.4. Puissance absorbée et couple électromagnétique	14
I .8.5. Simulation et interprétation	15
I .9. Conclusion.....	18

Chapitre II : Modélisation du convertisseur matriciel indirect

II.1. Introduction	19
II.2. Différentes topologies du convertisseur matriciel indirect	19
A- Convertisseur Matriciel «Indirect»	20
B- Convertisseur Matriciel «Creux»	20
C- Convertisseur Matriciel «Très Creux»	21
D- Convertisseur Matriciel «Ultra Creux»	21
E- Convertisseur Matriciel «A Etage Inverseur».....	22
II.3. Modélisation du convertisseur matriciel indirect.....	23
II.3.1. Structure de l'association convertisseurs matriciels indirects-machine asynchrone double étoile	23
II.3.1.1. Principe de fonctionnement	23
II.3.1.2. Interrupteur bidirectionnel	25
II.3.1.3. Vecteurs spatiaux de l'IMC	25
II.4. Modélisation en vue de la commande	26
II.4.1. Introduction	26
II.4.2. Commande de l'étage redresseur	26
II.4.2.1. Résultats de simulation	29
II.4.3. Commande de l'étage onduleur	30
II.5. Résultats de simulation	34
II.5.1. Performances de la stratégie de modulation vectorielle	34
II.5.2. Performances de l'association convertisseurs matriciels MASDE	36

II.5.2.1. Interprétation des résultats	37
II.6. Conclusion	37

Chapitre III : Commande directe du couple d'une MASDE alimentée par l'IMC

III.1. Introduction.....	39
III.2. Principes généraux sur la commande directe du couple.....	39
III.2.1. Caractéristiques principales de la commande directe du couple	40
III.2.2. Règles de comportements des grandeurs à contrôler	41
III.2.2.1. Contrôle du flux statorique	41
III.2.2.2. Contrôle du couple électromagnétique	43
III.3. Contrôle direct du couple de la machine asynchrone double étoile.....	43
III.3.1. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé	43
III.4. Sélection du vecteur tension	44
III.5. Estimation de flux et de couple.....	46
III.5.1. Estimation du flux statorique	46
III.5.1.1 Elaboration du correcteur du flux	46
III.5.2 Estimation du couple électromagnétique	48
III.5.2.1. correcteur à deux niveaux.....	48
III.5.2.2. Correcteur à trois niveaux.....	49
III.6. Elaboration des tables de commutation	49
III.6.1. Analyse de la stratégie de commutation pour un fonctionnement à quatre quadrants. .	49
III.6.2. Table de commutation à quatre quadrants	50
III.7. Schéma de principe.....	51
III.8. Résultats de simulation.....	51
III.9. Conclusion	54
Conclusion générale	55

Annexe

Bibliographie

NOTATIONS

Principales notations et abréviations

q_α : Nombre équivalent de phases ;

$[P(\theta)]$: Matrice de transformation de Park ;

$[P(\theta)^{-1}]$: Matrice de transformation inverse de Park ;

d_1, q_1, d_2, q_2 : Axes correspondants au référentiel de PARK ;

$a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}, a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}$: Indices correspondants respectivement aux deux systèmes de phases statoriques ;

R_{s_k} : Résistance d'une phase de l'étoile k (k=1 ou 2) ;

R_{r_k} : Résistance d'une phase du rotor k (k=1 ou 2) ;

$L_{sa1}, L_{sb1}, L_{sc1}, L_{s1}$: Inductance propre de l'étoile 1 ;

$L_{sa2}, L_{sb2}, L_{sc2}, L_{s2}$: Inductance propre de l'étoile 2 ;

$L_{ra}, L_{rb}, L_{rc}, L_r$: Inductance propre du rotor ;

L_{s1r}, L_{s2r} : Inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique ;

L_{s1s2} : Inductance mutuelle entre phase stator 1 et 2 ;

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre stator 1 et 2 et le rotor ;

L_{ms} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique ;

L_{mr} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique ;

L_{sr} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor. ;

$\varphi_{s1}, \varphi_{s2}, \varphi_r$: Flux statoriques, rotoriques;

$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$: flux statorique de la MASDE suivant l'axe d, q ;

$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$: flux rotorique de la MASDE suivant l'axe d, q ;

φ_m : Flux magnétisant ;

φ_{ref} : Flux rotorique de référence ;

$L_{sak}, L_{sbk}, L_{sck}$: Courant de circulant respectivement dans les phases du stator k (1 et 2) de la MASDE ;

P : nombre de paire de pôles ;

J : Le moment d'inertie de la machine ;

C_{em} : Le couple électromagnétique ;

C_r : Le couple résistant (couple de la charge) ;

C_{ref} : Couple de référence ;

F_r : Le coefficient de frottement ;

Ω : Vitesse angulaire de rotation ;

θ : Angle électrique du rotor par rapport au stator de la machine ;

ω_s, ω_r : Pulsations électriques statoriques et rotoriques ;

m_R : Indice de modulation du redresseur ;

m_I : Indice de modulation de l'onduleur ;

AC : Courant alternatif ;

DC : Courant continu ;

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor ;

CMI : Convertisseur matriciel indirect ;

CMD : Convertisseur matriciel direct ;

SVM : (Space Vector Modulation) modulation vectoriel ;

DTC : Commande directe du couple ;

C_{flux} : Contrôleur du flux ;

$\Delta\phi$: Largeur de la bande d'hystérésis du flux ;

C_{cpl} : Contrôleur du couple ;

ΔC : Largeur de la bande d'hystérésis du couple.

LISTE DES FIGURES

Liste des figures

N° de la Figure	Titre	Page
Fig.I.1	Représentation des enroulements de la MASDE	7
Fig.I.2	Représentation des enroulements de la MASDE selon le repère de Park	12
Fig.I.3	Comportement de la MASDE lors d'un démarrage à vide	16
Fig.I.4	Comportement de la MASDE en charge	17
Fig.II.1	Différentes topologies du l'IMC	20
Fig.II.2	Convertisseur matriciel indirect	21
Fig.II.3	Convertisseur matriciel creux	21
Fig.II.4	Convertisseur matriciel très creux	22
Fig.II.5	Convertisseur matriciel ultra creux	23
Fig.II.6	Convertisseur matriciel à étage inverseur	23
Fig.II.7	Convertisseur matriciel indirect	25
Fig.II.8	Schéma de principe du convertisseur matriciel indirect-MASDE	25
Fig.II.9	Interrupteurs bidirectionnel	26
Fig.II.10	Etage redresseur du l'IMC	27
Fig.II.11	(a) Les sept positions du vecteur spatial du courant d'entrée sortie (b) La synthèse d'un vecteur de référence dans un secteur donné	29
Fig.II.12	La tension de phase d'entrée de l'étage redresseur	30
Fig.II.13	La tension générée par le redresseur (bus continu)	31
Fig.II.14	Etage onduleur du l'IMC	31
Fig.II.15	(a) Les sept positions du vecteur spatial de la tension de sortie (b) La synthèse un vecteur de référence dans un secteur donné	33
Fig.II.16	Le modèle de commutation du convertisseur matriciel indirect	35
Fig.II.17	Performances de la stratégie de modulation vectorielle (charge R-L)	36
Fig.II.18	Performances de l'association convertisseurs matriciels machine asynchrone double étoile commandée par la stratégie de modulation vectorielle.	37
Fig.III.1	Evolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur de tension appliqué	42

Fig.III.2	Exemple de l'évolution de l'extrémité de φ_s pour $R_s I_s$ négligeable ($V_s = V_2$)	43
Fig.III.3	Selection du vecteur tension selon la zone (N=i=1)	46
Fig.III.4	Contrôleur du flux statorique	48
Fig.III.5	Contrôleur à hystérésis à deux niveaux	48
Fig.III.6	Fonction de sortie du correcteur du couple (Hystérésis à 3 niveaux)	50
Fig.III.7	Schéma de principe de la DTC	51

LISTE DES TABLEAUX

Liste des tableaux

N° du Tableau	Titre	Page
Tab.I.1	Machines multiphasées de Type 1	4
Tab.I.2	Machines multiphasées de Type 2	5
Tab.II.1	Résumé des différentes topologies	24
Tab.II.2	Les combinaisons possible des interrupteurs du l'étage redresseur	28
Tab.II.3	Commutation possible pour l'étage onduleur	32
Tab.III.1	Variation du flux et du couple en fonction du vecteur tension appliqué V_s	50
Tab.III.2	Fonctionnement à quatre quadrants.	51

INTRODUCTION
GENERALE

Introduction générale

Les moteurs asynchrones triphasés sont les moteurs employés le plus fréquemment dans l'industrie. Ils possèdent plusieurs avantages : simplicité de construction due à l'absence du collecteur mécanique, robustesse, prix peu élevé et entretien facile [1].

L'association de l'ensemble machine-convertisseur statique est à l'heure actuelle, la plus utilisée dans les applications industrielles pour effectuer des entraînements à vitesse variable, cette omniprésence de la machine asynchrone est due à l'évolution technologique des convertisseurs statique de puissances capables de délivrer des fréquences réglables.

Cependant, la machine asynchrone est commandée traditionnellement par un onduleur à commande MLI, Une alternative est le convertisseur matriciel, ce convertisseur nous procure un bénéfice comparé à l'onduleur de tension, un facteur de puissance réglable à l'entrée, un transit de puissance dans les deux sens, mais la topologie directe des convertisseurs matriciels présente des problèmes notamment dans la commutation du courant. Une solution pour pallier ce problème est la modification de la topologie du convertisseur matriciel nommée convertisseur matriciel indirect.

L'association machine-convertisseur matriciel et son application dans des grandes puissances provoque des problèmes au niveau des interrupteurs de commutation qui demande des courants importants, la solution est d'appliquer la segmentation de puissance au niveau de l'ensemble machine-convertisseur, et cela nécessite des machines multiphasées alimentées par des convertisseurs statiques, l'idée est de réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentation donc la puissance totale demandée par la machine est alors réduite dans chaque phase, ce qui mène à une réduction des ondulations du couple.

Récemment les chercheurs s'intéressent de plus en plus aux machines multiphasées, en particulier, la machine asynchrone à double étoile. Cette dernière présente plusieurs avantages tels que : la fiabilité, minimisation des pulsations du couple, ce qui permet d'utiliser des composants électroniques de puissance de dimensionnement réduit pour des fréquences de commutation plus élevés qu'avec les machines triphasées [2].

En effet, les progrès de l'électronique numérique et les développements des composants de puissance permettent aujourd'hui de mettre en œuvre plusieurs technique de commande des machines asynchrones, dans les années 1980, est apparue la commande directe

de couple, ce type de commande se démarque dans son approche de ce qui avait été fait auparavant et constitue une avancée méthodologique dans la commande des machines [3].

L'objectif de ce mémoire est l'étude et la commande d'une machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par convertisseurs matriciels indirects.

À cet effet, le premier chapitre sera consacré pour l'étude générale des machines multiphasées et la modélisation de la MASDE, l'étude par simulation est effectuée sous l'environnement Simulink du Matlab.

Dans le deuxième chapitre, on présentera le convertisseur matriciel indirect avec ses différentes topologies, ainsi sa modélisation et sa stratégie de commande, on présentera des simulations numériques du comportement dynamique de l'ensemble convertisseur-machine.

Finalement, le dernier chapitre sera consacré à la commande directe du couple de la machine asynchrone double étoile, et on présentera des simulations numériques ainsi que l'interprétation des résultats obtenus.

On terminera par une conclusion générale sur le travail réalisé.

Chapitre I

GENERALITES SUR LES MACHINES MULTIPHASEES ET MODELISATION DE LA MASSE

I.1. Introduction

La machine asynchrone domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, robuste, la moins coûteuse, la moins exigeante en termes d'entretien.

La croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance, ont conduit à utiliser les machines multiphasées qui sont apparues dans les années 1920 [4].

I.2. Caractéristiques des machines multiphasées

Les machines multiphasées contiennent comme toutes machines électrique tournantes un stator et un rotor, la seule différence est au niveau du stator tel que, celui-ci comporte un nombre de phase supérieur à trois.

On distingue deux types de machines Multiphasées [2]:

- machines Multiphasées de Type 1
- machines Multiphasées de Type 2

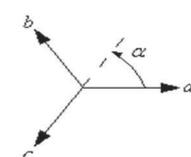
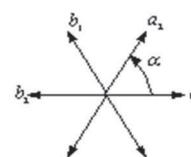
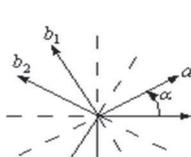
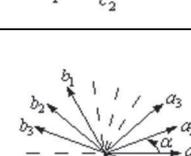
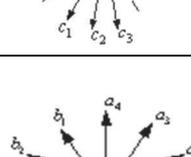
I.2.1. machines multiphasées de "Type 1"

Les machines multiphasées de "Type 1" sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en η étoiles triphasées : $q=3\eta$ ($\eta=1, 2, 3,4\dots$).

Pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire α qui correspond au décalage entre étoiles. En effet, une machine double étoile ($q = 6$) dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/6$ à des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/3$. Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un "nombre équivalent de phases", noté q_α , dont la définition est la suivante :

$$q_\alpha = \pi / \alpha \quad (I.1)$$

Le tableau (Tab. I.1) donne le détail de quelques exemples de machines multi-étoile.

<i>Nombre de phases (q)</i>	<i>Nombre équivalent de phases (q_α)</i>	<i>Décalage entre les étoiles (α)</i>	<i>Représentation schématique des bobines</i>
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	

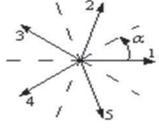
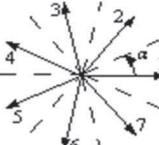
Tab. I.1. Machines multiphasées de Type 1

I.2.2. machines multiphasées de "Type 2"

Les machines multiphasées de "Type 2" sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $2\pi/q = 2\alpha$. On a donc toujours :

$$q = q_\alpha = \pi/\alpha$$

Le tableau (Tab. I.2) donne le détail de quelques exemples de machines multiphasées de Type 2.

<i>Nombre de phases (q)</i>	<i>Nombre équivalent de phases (q_ω)</i>	<i>Décalage entre les étoiles (α)</i>	<i>Représentation schématique des bobines</i>
5	5	$\pi/5$	
7	7	$\pi/7$	
9	9	$\pi/9$	
11	11	$\pi/11$	
13	13	$\pi/13$	

Tab. I.2. machines multiphasées de Type 2

I.3. Domaines d’application

Les machines multiphasées sont utilisées dans les applications de puissances élevées, par exemple dans les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins du ciment, traction ferroviaire, la propulsion navale, véhicules électriques/hybrides, système d’énergie éolienne [1], [4], [5], [6].

I.4. Avantages des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles. Parmi ces avantages on peut citer : la segmentation de puissance et la fiabilité [4], [7], [8].

I.4.1. Segmentation de puissance

L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations du courant et de couple.

I.4.2. Fiabilité

Pour la machine multiphasée la contrainte d'avoir une ou plusieurs phases au moins déconnectée ne pose pas de problème tant que trois phases restent actives. On peut avoir jusqu'à $(q-3)$ phases ouvertes, tandis que la perte d'une phase dans une machine triphasée provoque des ondulations du couple de forte amplitude [9].

I.5. Inconvénients des machines multiphasées [2]

- L'inconvénient majeur des machines multiphasées est l'apparition des courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.
- Le coût : le nombre de semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine.
- Complication du système de commande, cela est dû à la multiplication du nombre de semi-conducteurs

I.6. Choix de la machine double étoile

La machine double étoile est la machine multiphasée la plus courante, parce qu'elle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué.

I.7. Machine asynchrone double étoile

I.7.1. Introduction

Le modèle mathématique d'une machine électrique est un moyen de représentation de la machine réelle permettant d'avoir une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et de prévoir le comportement de la machine dans des situations impossible de les avoir expérimentalement (exploitation du matériels au voisinage de leur limites technologique). Pour modéliser la MASDE on doit prendre en considération des hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle exploitable.

I.7.2. Description de la MASDE

La MASDE se compose de deux enroulements triphasés identiques décalés l'un par rapport à l'autre d'un angle électrique α . les phases de l'étoile une et de l'étoile deux sont décalées d'un angle $2\pi/3$; le rotor est identique à celui d'une machine asynchrone triphasé (rotor à cage d'écureuil).

La figure (I.3) représente la MASDE dont (a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}) étant les phases de la première étoile, (a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}) les phases de la deuxième étoile et (a_r, b_r, c_r) les phases du rotor.

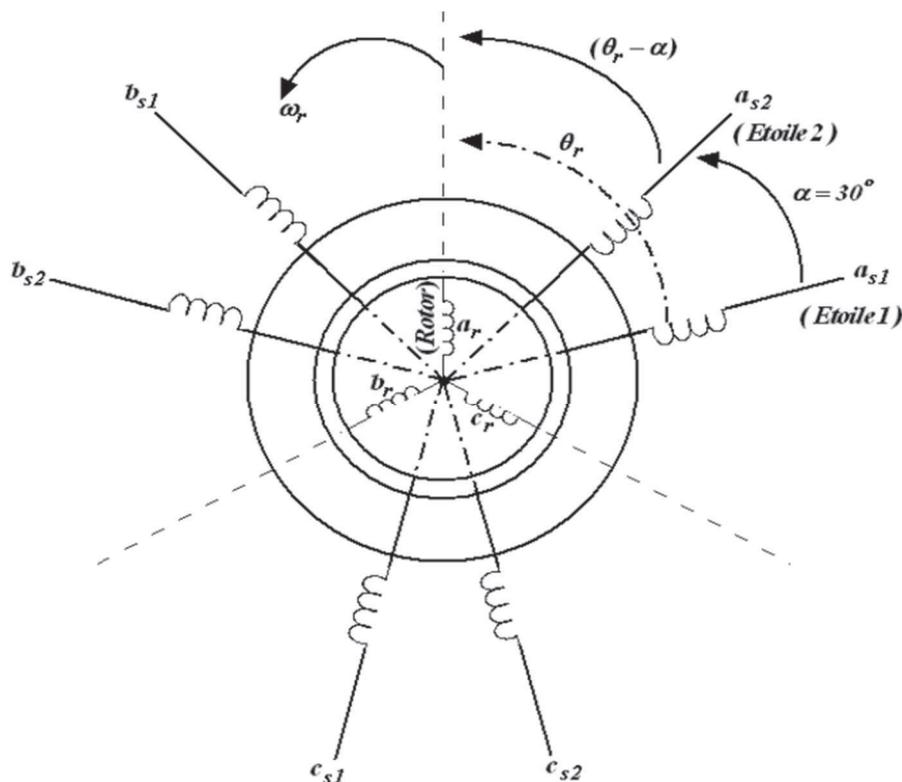


Fig. I.1. Représentation des enroulements de la MASDE

I.7.3. Hypothèses simplificatrices

Pour étudier les effets transitoires ainsi que le régime réglé d'une machine asynchrone double étoile (MASDE), on présentera son modèle sous forme d'équation, en effet La MASDE avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Cependant, le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes [10] :

- La force magnétomotrice est à répartition sinusoïdale ;
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme (l'effet d'encoche est négligeable) ;
- La machine est de construction symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'effet d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;

I.7.4. Modèle triphasé de MASDE [4], [10]

I.7.4.1. Equations des tensions

Les équations électriques de l'étoile 1, de l'étoile 2 et du rotor sont exprimées par :

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} V_{sa1} = R_{sa1} i_{sa1} + \frac{d\varphi_{sa1}}{dt} \\ V_{sb1} = R_{sb1} i_{sb1} + \frac{d\varphi_{sb1}}{dt} \\ V_{sc1} = R_{sc1} i_{sc1} + \frac{d\varphi_{sc1}}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} V_{sa2} = R_{sa2} i_{sa2} + \frac{d\varphi_{sa2}}{dt} \\ V_{sb2} = R_{sb2} i_{sb2} + \frac{d\varphi_{sb2}}{dt} \\ V_{sc2} = R_{sc2} i_{sc2} + \frac{d\varphi_{sc2}}{dt} \end{cases} \quad (I.3)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ra} = 0 = R_{ra} i_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = 0 = R_{rb} i_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = 0 = R_{rc} i_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (I.4)$$

On pose :

$$R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1} \quad \text{Avec : } R_{s1} : \text{Résistance d'une phase de l'étoile 1}$$

$$R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2} \quad R_{s2} : \text{Résistance d'une phase de l'étoile 2}$$

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r \quad R_r : \text{Résistance d'une phase du rotor}$$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix}, [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Sous forme matricielle :

$$[V_{abc,s1}] = [R_{s1}][i_{abc,s1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc,s1}]$$

$$[V_{abc,s2}] = [R_{s2}][i_{abc,s2}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc,s2}]$$

$$[V_{abc,r}] = [R_r][i_{abc,r}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc,r}]$$

I.7.4.2. Equations magnétiques

Les flux sont exprimés en fonction des courants par:

$$\begin{bmatrix} [\varphi_{abc,s1}] \\ [\varphi_{abc,s2}] \\ [\varphi_{abc,r}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{abc,s1}] \\ [i_{abc,s2}] \\ [i_{abc,r}] \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{sa1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{sb1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{sc1} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{sa2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{sb2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{sc2} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_{ra} + L_{mr} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{rb} + L_{mr} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{rc} + L_{mr} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha) & \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(\theta_r - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^t, \quad [L_{r,s2}] = [L_{s2,r}]^t, \quad [L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^t$$

$L_{sa1} = L_{sb1} = L_{sc1} = L_{s1}$: Inductance propre de l'étoile 1.

$L_{sa2} = L_{sb2} = L_{sc2} = L_{s2}$: Inductance propre de l'étoile 2.

$L_{ra} = L_{rb} = L_{rc} = L_r$: Inductance propre du rotor.

L_{ms} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

L_{mr} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

L_{sr} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

I.7.4.3. Equation mécanique

L'équation mécanique est décrite par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \Omega \quad (I.6)$$

Avec :

J : Le moment d'inertie de la machine ;

C_{em} : Le couple électromagnétique ;

C_r : Le couple résistant (couple de la charge) ;

F_r : Le coefficient de frottement ;

Ω : Vitesse angulaire de rotation ;

I.8. Modèle de la MASDE dans le repère de Park

I.8.1. Transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes a, b, c, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q.

Les matrices de passage de Park direct et inverse sont faites à base des égalités des puissances entre les deux systèmes triphasés et biphasés, afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système [11].

Elles s'expriment comme suit :

Pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[P(\theta)^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Pour l'étoile 2 et le rotor on remplace l'angle θ par $(\theta - \alpha)$ puis par $(\theta - \theta_r)$ respectivement.

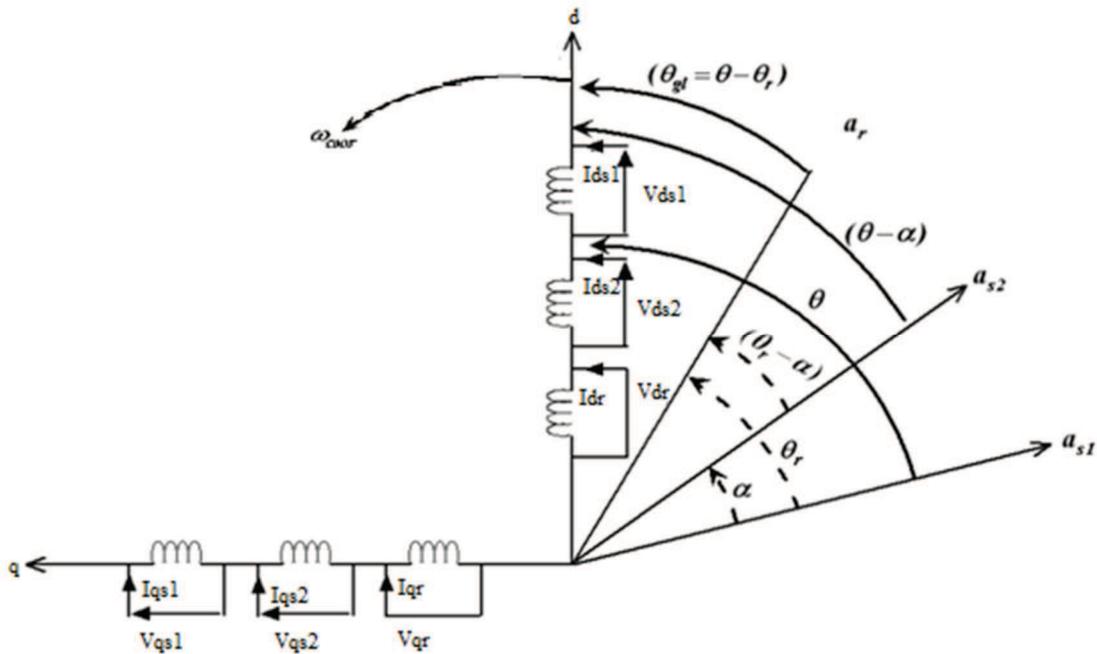


Fig .I.2. Représentation des enroulements de la MASDE selon le repère de Park

I.8.2. Choix de référentiel [11]

➤ **Référentiel lié au stator**

Les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator $\omega_{\text{coor}} = 0$ d'où $\theta=0$

➤ **Référentiel lié au rotor**

Les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor $\omega_{\text{coor}} = \omega_r$ d'où

$$\theta = \int_0^t \omega_r dt$$

➤ **Référentiel lié au champ tournant**

Les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant crée par les deux étoiles $\omega_{\text{coor}} = \omega_s$ d'où $\theta = \int_0^t \omega_s dt$

I.8.3. Application de la transformation de Park à la MASDE

On choisit le référentiel lié au champ tournant et en appliquant la transformation de Park aux équations des tensions (I.2), (I.3), (I.4) et aux équations des flux (I.5), nous obtenons le système d'équations suivant :

I.8.3.1. Equations des tensions

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds2} \end{cases} \quad (I.9)$$

$$\begin{cases} v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \varphi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \varphi_{dr} \end{cases}$$

I.8.3.2. Equations des flux

$$\begin{cases}
 \varphi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \varphi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\
 \varphi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \varphi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\
 \\
 \begin{cases}
 \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})
 \end{cases}
 \end{cases} \quad (I.10)$$

Avec :

$$L_m = \frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{mr} = \frac{3}{2} L_{sr} : \text{Inductance mutuelle cyclique stator-rotor.}$$

I.8.4. Puissance absorbée et couple électromagnétique

La puissance absorbée par la MASDE est donnée par l'expression suivante :

$$P_a = V_{sa1} i_{sa1} + V_{sb1} i_{sb1} + V_{sc1} i_{sc1} + V_{sa2} i_{sa2} + V_{sb2} i_{sb2} + V_{sc2} i_{sc2}$$

Comme la transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire :

$$P_a = V_{ds1} i_{ds1} + V_{ds2} i_{ds2} + V_{qs1} i_{qs1} + V_{qs2} i_{qs2} \quad (I.11)$$

En remplaçant les tensions ($V_{ds1}, V_{qs1}, V_{ds2}, V_{qs2}$) par leurs expressions dans (I.11), On obtient:

$$\begin{aligned}
 P_a = & \left[R_{s1} i_{ds1}^2 + R_{s2} i_{ds2}^2 + R_{s1} i_{qs1}^2 + R_{s2} i_{qs2}^2 \right] \\
 & + \left[\frac{d\varphi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} i_{qs2} \right] \\
 & + \left[\omega_s (\varphi_{ds1} i_{qs1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} - \varphi_{qs1} i_{ds1} - \varphi_{qs2} i_{ds2}) \right] \quad (I.12)
 \end{aligned}$$

L'expression ci-dessus se compose de trois termes:

- Le premier terme correspond aux pertes par effet Joule ;
- Le deuxième terme correspond à la variation de l'énergie électromagnétique ;
- Le dernier terme représente la puissance électromagnétique ;

$$\text{On a: } C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = \frac{P}{\omega_s} \frac{P_{em}}{P} \quad (\text{I.13})$$

En introduisant l'équation de la puissance électromagnétique dans (I.13) on trouve :

$$C_{em} = p \left(\varphi_{ds1} i_{qs1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} - \varphi_{qs1} i_{ds1} - \varphi_{qs2} i_{ds2} \right) \quad (\text{I.14})$$

P : Etant le nombre de paire de pôle.

I.8.5. Simulation et interprétation

La MASDE est alimentée par deux sources sinusoïdales et équilibrées.

Pour la première et deuxième étoile :

$$\begin{aligned} V_{ask} &= v_m \sin \left(\omega t - \frac{(k-1)\pi}{6} \right) \\ V_{bsk} &= v_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{(k-1)\pi}{6} \right) \\ V_{csk} &= v_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \frac{(k-1)\pi}{6} \right) \end{aligned}$$

Avec : $k = 1, 2$

$$v_m = \sqrt{2} V_{eff}$$

Pour le rotor : Les tensions rotorique sont nulles (rotors à cage d'écureuil).

• A VIDE

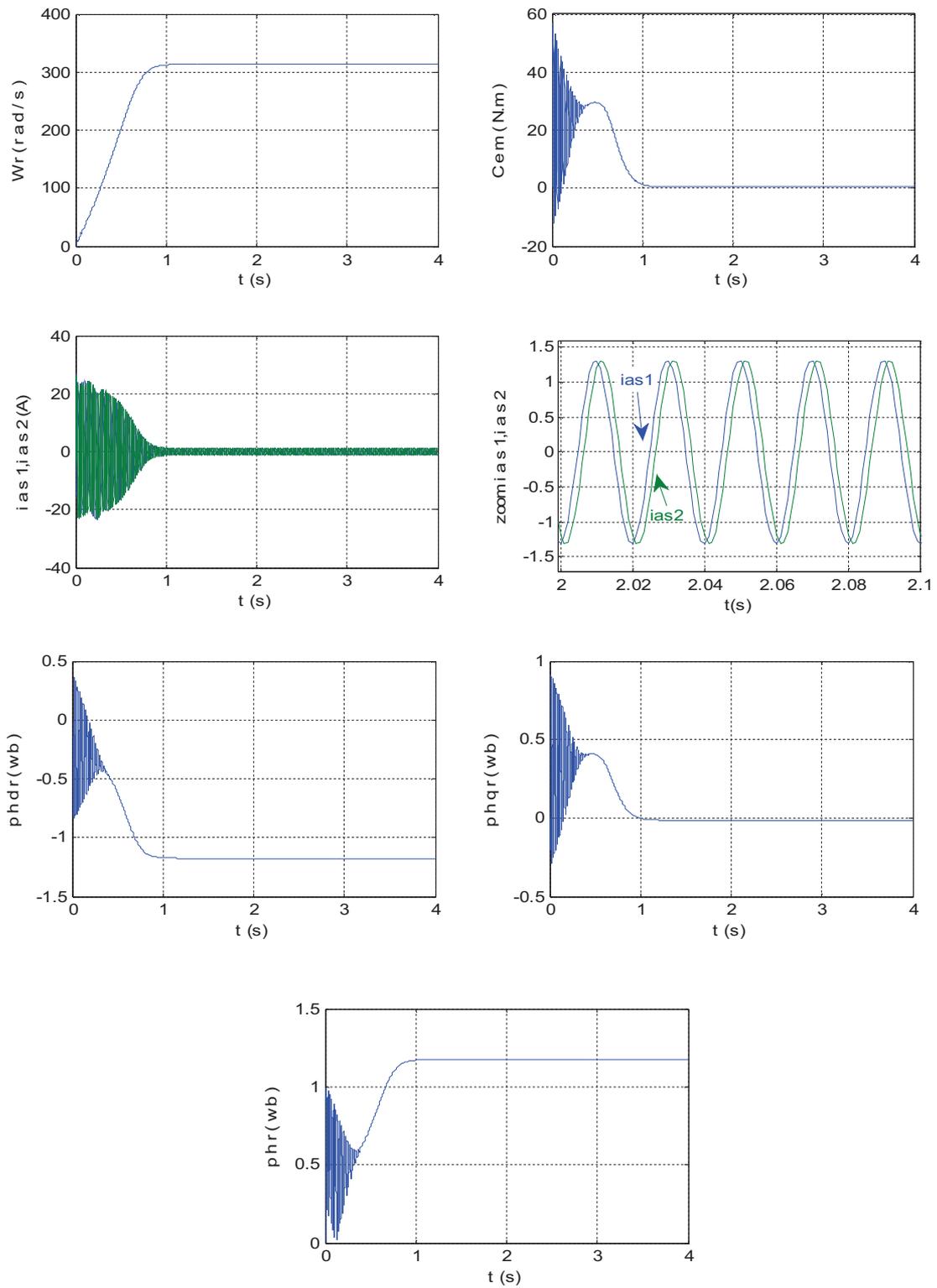


Fig.I.3. Comportement de la MASDE lors d'un démarrage à vide

- En charge

En appliquant une charge $C_r=14 \text{ N.m}$ à $t=2\text{s}$.

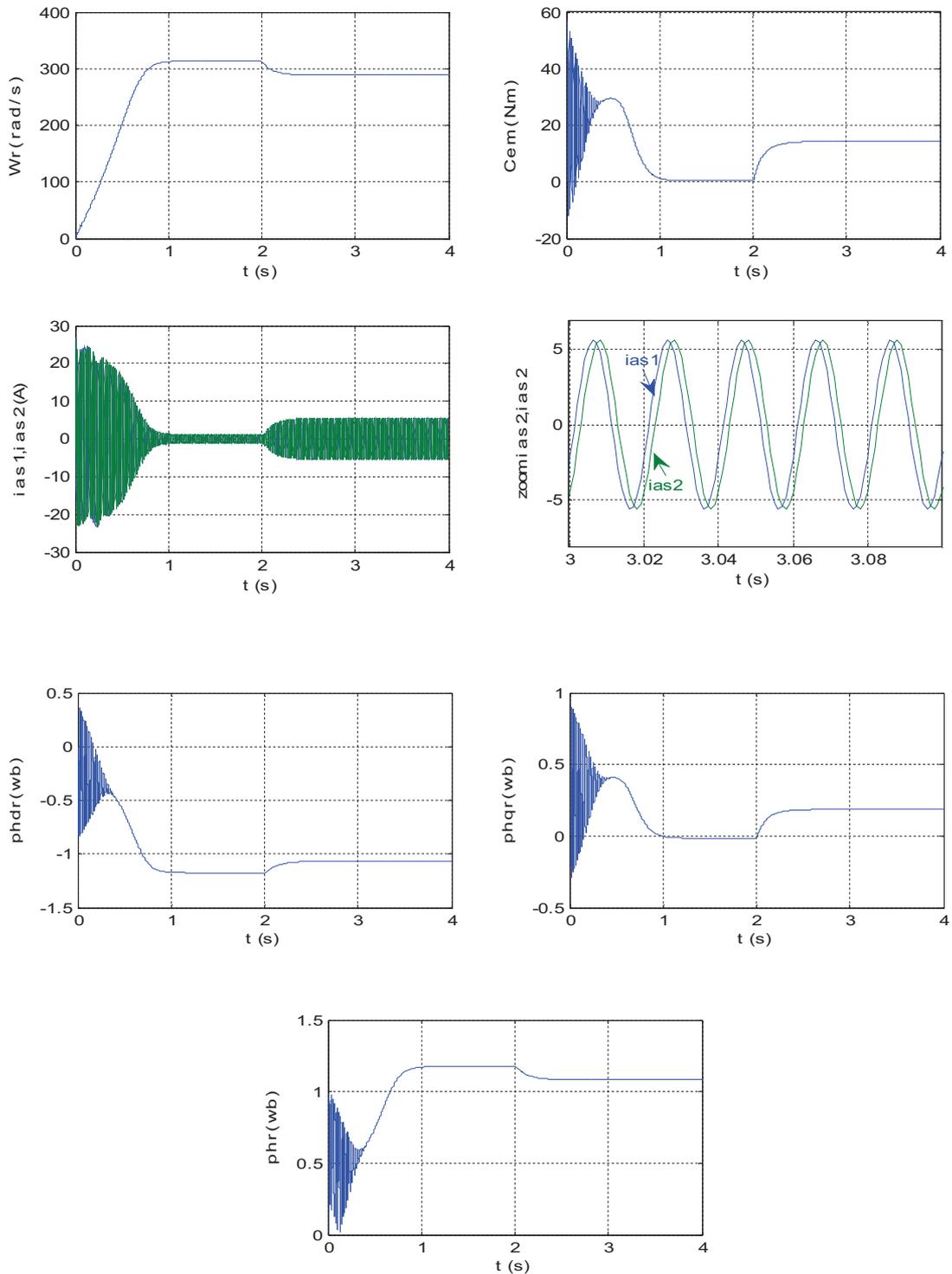


Fig. I.4. Comportement de la MASDE en charge

Lors du démarrage à vide, l'appel du courant atteint une valeur 4 fois le courant nominale, mais au bout de quelque seconde la forme de courant est sinusoïdale, sa valeur crête est de 1,306 A. Le couple électromagnétique C_{em} présente des oscillations pendant le régime transitoire, sa valeur crête est de 57 N.m. et se stabilise à 0,313 N.m, qui est due aux frottements. La vitesse de rotation W_r évolue d'une manière linéaire et atteint une valeur proche de celle de synchronisme (314 rd/s). Les flux rotoriques ϕ_{hdr} et ϕ_{qqr} se stabilisent respectivement à -1,175 wb et à -0,013 wb.

Lors de l'application de la charge, nous observons que le couple électromagnétique C_{em} stabilise à une valeur de 14,26 N.m qui correspond à la compensation du couple de charge et les pertes par frottement. Les courants statoriques i_{as1} et i_{as2} augmentent et stabilise à 5,59 A. la vitesse de rotation chute et se stabilise à $W_r=288,32$ rad/s. Les flux rotoriques ϕ_{hdr} et ϕ_{qqr} augmentent de -1,175 wb à -1,0667 wb et de -0,014 wb à 0,186 wb respectivement.

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone double étoile dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de PARK.

Pour étudier le comportement dynamique de la machine asynchrone double étoile, nous avons implémenté son modèle électromécanique sous l'environnement MATLAB / SIMULINK

Dans le chapitre suivant nous aborderons le convertisseur matriciel indirect et son association à la MASDE.

Chapitre II

MODELISATION DU CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT

II.1. Introduction

Une des applications industrielles en plein essor est l'alimentation des moteurs électriques, par variateur de vitesse, grâce à l'utilisation des convertisseurs de l'électronique de puissance. Un variateur permet d'asservir le couple ou la vitesse des machines tournantes, tout en ayant un très bon rendement. Dans ce chapitre on s'intéressera au cas des convertisseurs matriciels indirects (CMI), cette topologie est apparue dans le but de pallier les problèmes du convertisseur matriciel direct liés aux problèmes de commutation. La structure indirecte du convertisseur matriciel présente les avantages suivants [12], [13], [14]:

- Le CMI possède les mêmes performances que le convertisseur matriciel classique, à savoir : un bon rapport de tension sortie/entrée, fonctionnement en quatre quadrants, facteur de puissance d'entrée unitaire et de forme d'onde sinusoïdale.
- Tous les interrupteurs commutent à courant nul. Par conséquent, ce nouveau convertisseur ne pose plus les problèmes de commutation du convertisseur matriciel direct.
- Ne nécessite pas d'éléments supplémentaires de stockage d'énergie, sauf comme pour le convertisseur matriciel, un filtre d'entrée.

II.2. Différentes topologies du convertisseur matriciel indirect [12], [15], [16]

De la topologie du convertisseur matriciel indirect, un certain nombre de topologies peuvent être dérivées.

Ces topologies du convertisseur sont fonctionnellement équivalentes au convertisseur CMI standard mais avec un nombre réduit de commutateurs d'entrée (étage redresseur), dans le but de limiter la complexité de la commande des interrupteurs.

On représente les cinq différentes topologies dans la figure suivante :

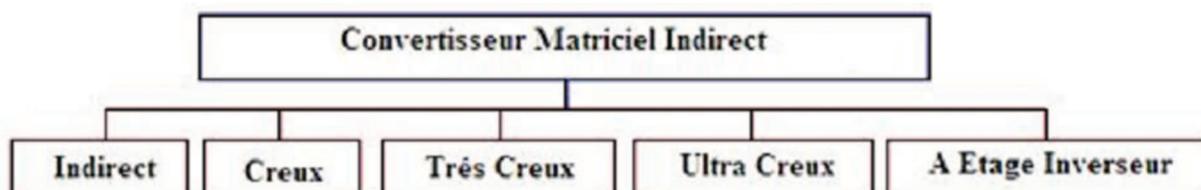


Fig. II.1. Différentes topologies du CMI

A- Convertisseur matriciel «indirect»

- le redresseur est composé de six interrupteurs bidirectionnels (à émetteur ou à collecteur commun).
- ces interrupteurs permettent d’opérer avec un courant positif ou négatif, acceptant une réversibilité de puissance.
- à chaque instant, deux transistors et deux diodes conduisent dans le redresseur.

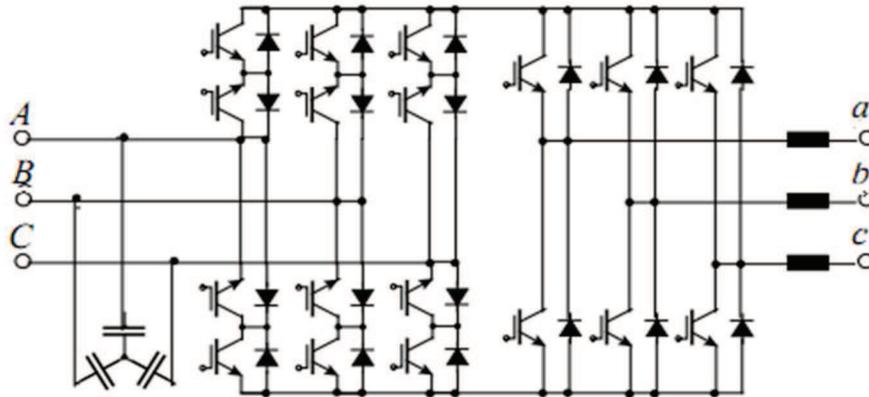


Fig. II.2. Convertisseur matriciel indirect

B- Convertisseur Matriciel «Creux»

- Cette structure permet de supprimer trois composants commandable du redresseur par rapport à la topologie précédente.
- Deux transistors et quatre diodes (puissance transmise à la charge) conduisent.
- Les pertes par conduction seront par conséquent plus importantes par rapport à la topologie précédente CMI

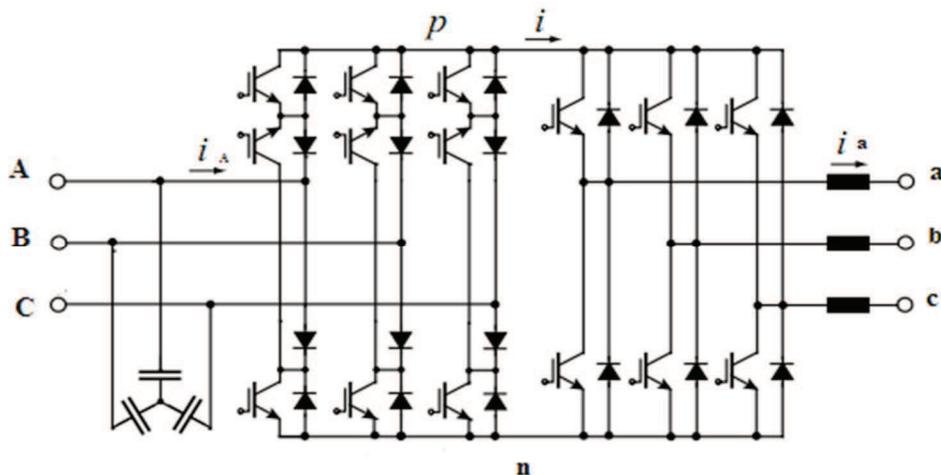


Fig. II.3. Convertisseur matriciel creux

C-Convertisseur matriciel «très creux»

- L'étage redresseur est composée de six interrupteurs quatre segments à transistors unique ;
- Cette topologie permet de limiter à six le nombre de composants commandable (transistors) pour l'étage redresseur, réduisant ainsi par deux leurs nombre par rapport au redresseur de topologie 'Indirect';
- Les pertes par conduction sont plus grandes puisque le redresseur sollicite à chaque instant, deux transistors et quatre diodes.

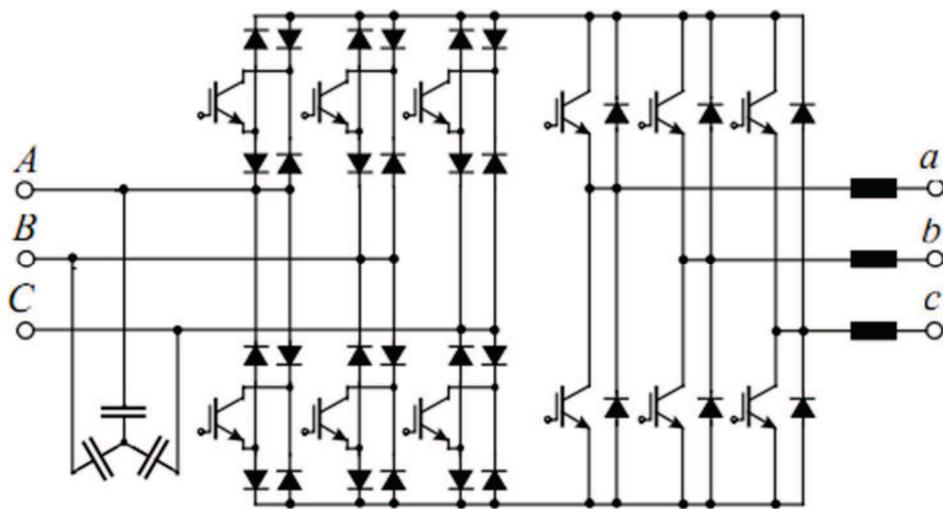


Fig. II.4. Convertisseur matriciel très creux

D-Convertisseur matriciel «ultra creux»

Cette topologie limite le nombre d'interrupteurs à son minimum ;

- La conduction de deux diodes et d'un transistor par chaque bras commandé ;
- Le redresseur produit des pertes par conduction similaire à celle générées par le redresseur de la topologie 'très creuse'.
- Contrairement aux autres topologies elle n'est pas réversible en puissance.

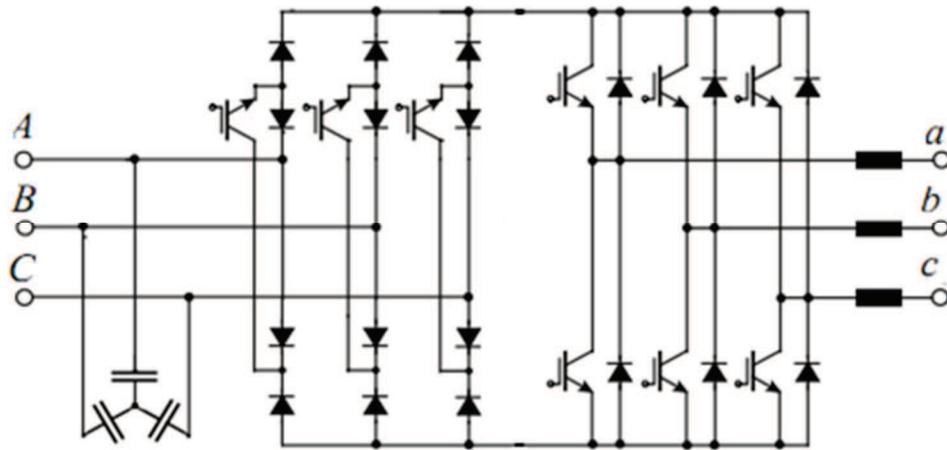


Fig. II.5. Convertisseur matriciel ultra creux

E-Convertisseur matriciel «à étage inverseur»

- les interrupteurs sont unidirectionnels en courant ;
- le redresseur permet de récupérer l'énergie grâce à l'étage inverseur;
- les pertes par commutation sont importantes ;
- sa commande est complexe.

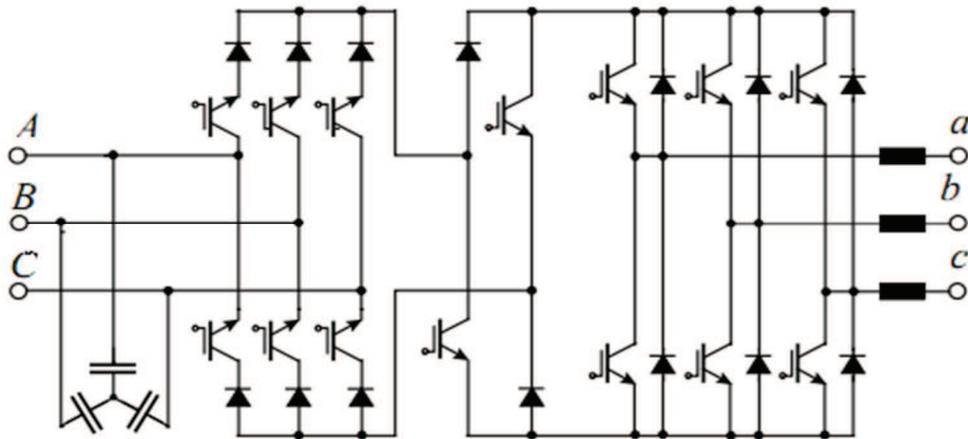


Fig. II.6. Convertisseur matriciel à étage inverseur

Le tableau suivant résume la différence entre les différentes topologies du convertisseur matriciel indirect en ce qui concerne le nombre d'IGBT et le nombre de diode qui le compose ainsi le nombre d'alimentation des interrupteurs:

Topologie	Nombre d'IGBT	Nombre de diode	Nombre d'alimentation
Indirect	18	18	8 (EC) ou 10 (CC)
Creuse	15	18	7
Très Creuse	12	30	10
Ultra creuse	9	18	7
A Etage Inverseur	14	14	11

Tab. II.1. Résumé de différentes topologies

II.3. Modélisation du convertisseur matriciel indirect

Après avoir introduit dans la section précédente les différentes topologies du convertisseur matriciel indirect, dans cette section, on présentera le convertisseur matriciel indirect ainsi la commande de modulation vectorielle (SVM Space Vector Modulation).

II.3.1. Structure de l'association convertisseurs matriciels indirects- machine asynchrone double étoile

II.3.1.1. Principe de fonctionnement

Un convertisseur matriciel indirect est composé d'une association de deux convertisseurs, Un redresseur composé de six interrupteurs(à émetteur ou collecteur commun) totalement commandé et directement connecté à un onduleur de tension sans éléments de stockage, il assure une conversion alternatif-continu suivie d'une conversion continu-alternatif (AC/DC/AC).[14]. [16]. [17]

Il permet d'obtenir un système triphasé de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel.

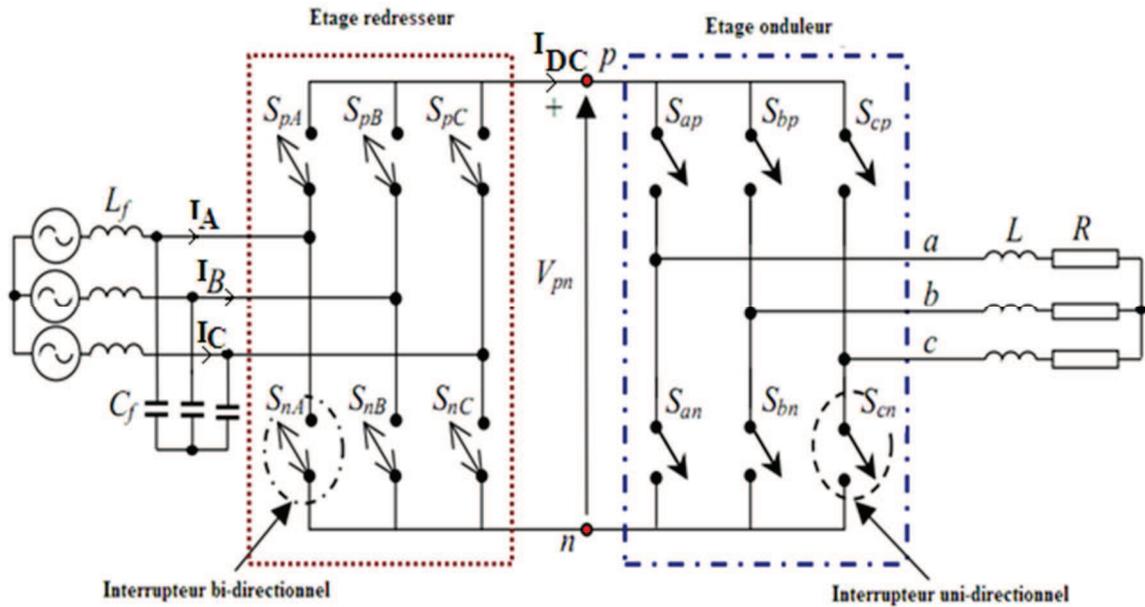


Fig. II.7. Convertisseur matriciel indirect

Le convertisseur matriciel indirect utilisé dans ce présent travail est constitué de deux convertisseurs matriciels indirects triphasés identiques. Le schéma de principe de convertisseur est montré à la figure (Fig. II.8).

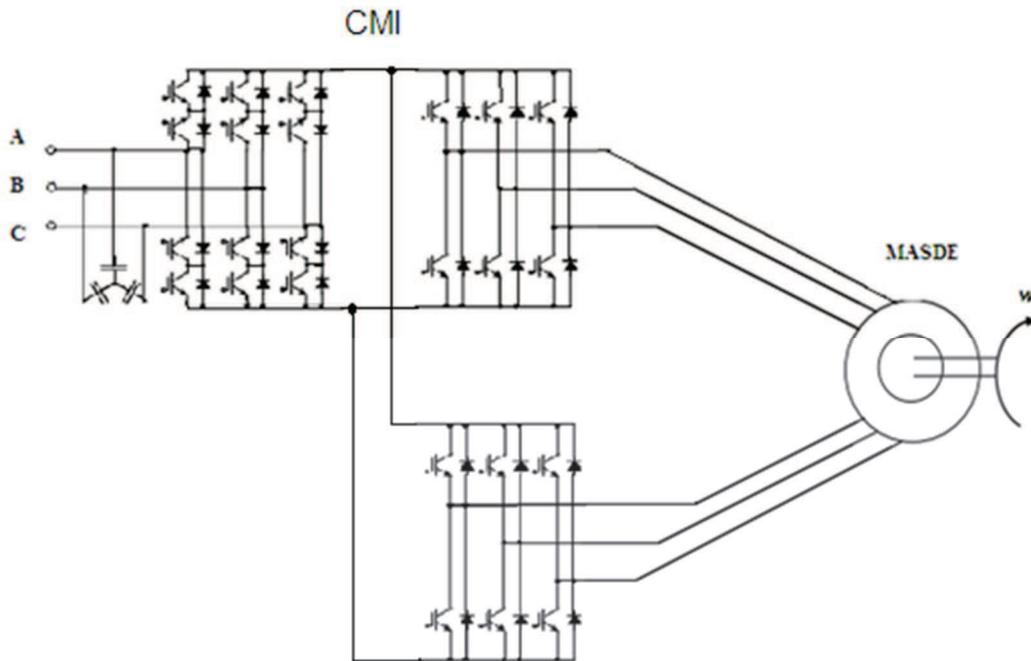


Fig. II.8. Schéma de principe du convertisseur matriciel indirect-MASDE

II.3.1.2. Interrupteur bidirectionnel

Les convertisseurs matriciels possèdent des composants d'électronique de puissance bidirectionnels, c'est-à-dire ils doivent conduire le courant symétriquement dans les deux sens ainsi que de bloquer les tensions de deux polarités. Actuellement il n'existe aucun élément à semi-conducteur réalisant la commutation forcée bidirectionnelle, les commutateurs sont alors réalisés à base d'éléments de puissance unidirectionnels, comme la montre la figure (Fig. II.9)[16].

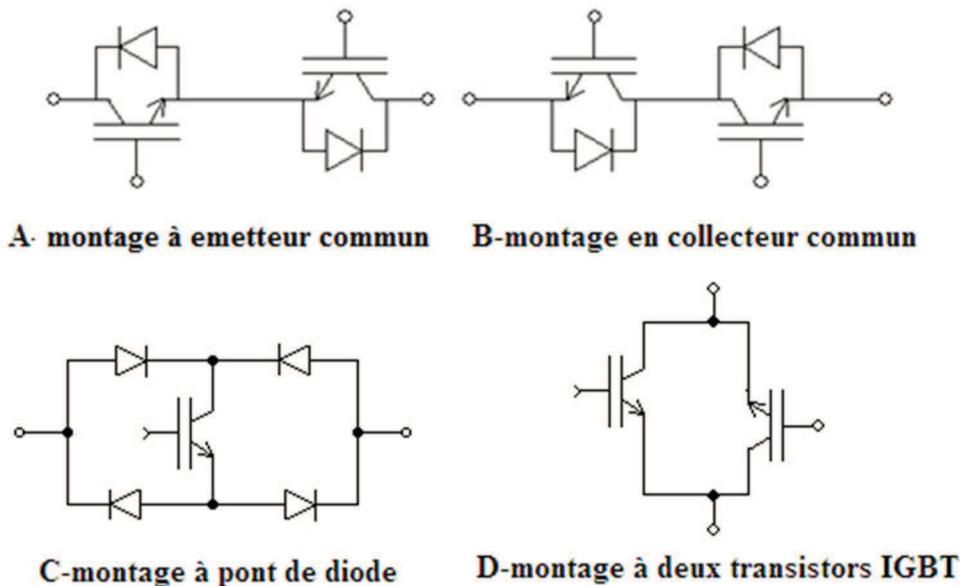


Fig. II.9. Interrupteurs bidirectionnel

II.3.1.3. Vecteurs spatiaux du CMI [14]

Le CMI est constitué de deux étages de conversion de puissance, premièrement il transforme les tensions triphasées d'entrée en une tension continue V_{pn} . Cet étage de conversion a trois entrées et deux sorties, le nombre de combinaisons possibles des états des interrupteurs est $3^2 = 9$. Toutefois, le fait que la tension du bus continu ne peut être négative, trois de ces combinaisons ne sont pas utilisables. En conséquence, il y a en tout 6 combinaisons possibles des états des interrupteurs du premier étage de conversion.

Deuxièmement, il transforme la tension du bus continu en un système de tensions triphasées en sortie. Cet étage de conversion a deux entrées et trois sorties, le nombre de combinaisons possible des états des interrupteurs de cet étage est $2^3 = 8$. En résumé, le nombre total de combinaisons possibles des états des interrupteurs d'un CMI est : $6 \times 8 = 48$.

II.4. Modélisation en vue de la commande [08], [13], [19]

II.4.1. Introduction

La modulation vectorielle (SVM) des convertisseurs d'électronique de puissance est très souvent utilisée dans les entraînements à vitesse variable. L'objectif de cette stratégie de commande est de synthétiser les tensions de sortie par des tensions d'entrée et les courants d'entrée par des courants de sortie [16], [18].

Dans le but de simplifier le raisonnement, on suppose:

- ✓ Qu'il n'existe pas de filtre d'entrée;
- ✓ La commutation des interrupteurs est supposée parfaite;
- ✓ La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation.

II.4.2. Commande de l'étage redresseur [17]

L'étage redresseur produit non seulement la tension du bus continu à l'étage onduleur mais il doit également maintenir les courants d'entrée sinusoïdaux avec la possibilité de contrôler le facteur de puissance [19].

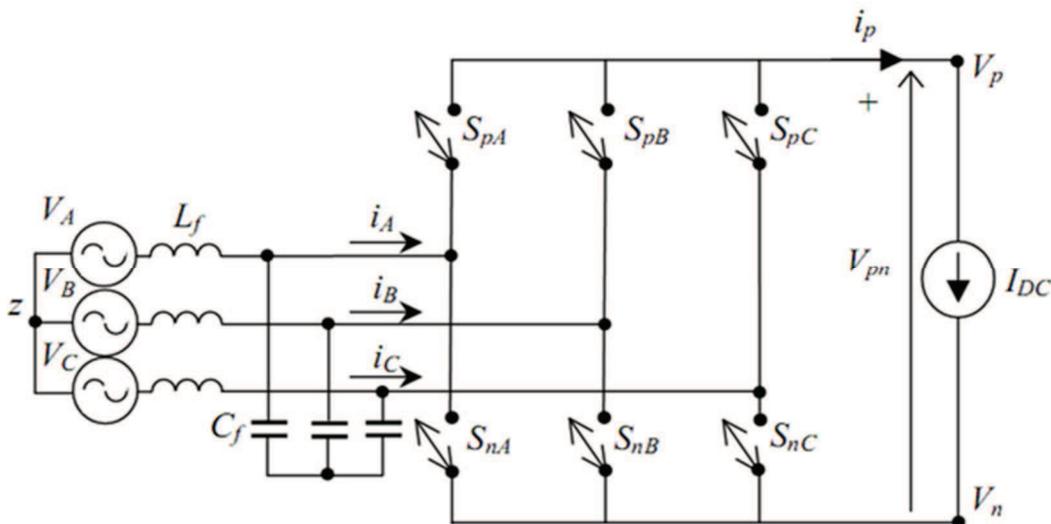


Fig. II.10. Etage redresseur du CMI

L'étage redresseur est toujours commandé pour assurer un maximum de tension V_{pn} de sorte que la modulation sur l'étage onduleur commande le rapport global de transfert de tension. Par conséquent, on peut éliminer le vecteur courant nul.

Les interrupteurs du redresseur $S_{pA}, S_{pB}, S_{pC}, S_{nA}, S_{nB}, S_{nC}$ peuvent avoir seulement six combinaisons possibles pour éviter le circuit ouvert, ces six combinaisons sont divisées en six vecteurs actifs du courant d'entrée I_1 à I_6 .

Les interrupteurs bidirectionnels du redresseur sont commandés de sorte que les lignes d'entrée ne doivent jamais être court-circuitées :

$$S_{qA} + S_{qB} + S_{qC} = 1 \text{ Avec: } q \in \{p, n\} \dots \dots \dots (II.1)$$

Le tableau suivant représente toutes les combinaisons valides des commutateurs du l'étage redresseur ainsi que les tensions de sortie et les courants d'entrée.

Etats des interrupteurs						Tensions de sortie			Courants d'entrée		
S_{pA}	S_{pB}	S_{pC}	S_{nA}	S_{nB}	S_{nC}	V_{pz}	V_{nz}	V_{pn}	i_A	i_B	i_C
1	0	0	0	0	1	V_A	V_C	V_{AC}	i_p	0	$-i_p$
0	1	0	0	0	1	V_B	V_C	V_{BC}	0	i_p	$-i_p$
0	1	0	1	0	0	V_B	V_A	V_{BA}	$-i_p$	i_p	0
0	0	1	1	0	0	V_C	V_A	V_{CA}	$-i_p$	0	i_p
0	0	1	0	1	0	V_C	V_B	V_{CB}	0	$-i_p$	i_p
1	0	0	0	1	0	V_A	V_B	V_{AB}	i_p	$-i_p$	0

Tableau II.2. Les combinaisons possible des interrupteurs du l'étage redresseur (1=actif, 0=inactif)

Par l'application de la SVM (**Fig. II.11**), il y a six vecteurs actifs du courant d'entrée I_1 à I_6 , en se référant toujours à la figure (**Fig. II.11**), les vecteurs du courant d'entrée permettent de déterminer les connections des tensions de phases d'entrée aux bornes p et n du bus continu. Par exemple, le vecteur $I_1(AC)$ représente la connexion de la phase A d'entrée au point p du bus continu et la connexion de la phase C d'entrée au point n du bus continu, pour synthétiser le vecteur de référence I_{in} , deux vecteurs actifs adjacents I_7 et I_8 sont sélectionnés en fonction du secteur où le vecteur de référence I_{in} est localisé.

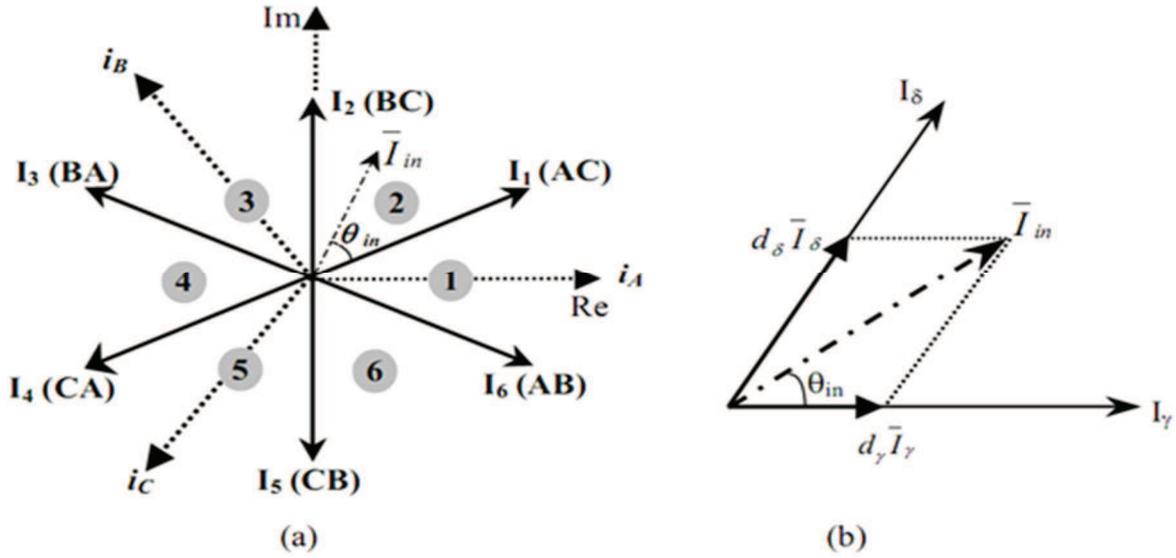


Fig. II.11. (a) Les sept positions du vecteur spatial du courant d'entrée

(b) La synthèse d'un vecteur de référence dans un secteur donné

Pour maintenir un ensemble des courants d'entrée et des tensions d'entrée avec un facteur de puissance contrôlable, les tensions d'entrée doivent être synchronisées avec les courants d'entrée. Par l'utilisation de la transformation d'espace vectorielle (SVM), cet ensemble de courants d'entrée peut être transformé en vecteur de courant d'entrée de référence I_{in} , qui peut être exprimé comme :

$$I_{in} = I_{im} e^{j(\omega_i t - \varphi_i)} = I_{im} \angle \theta_{in} \dots \dots \dots (II.2)$$

Avec :

I_{im} : Amplitude

θ_{in} : L'angle du vecteur courant de référence dans le secteur actuel ou se trouve celui-ci.

La variable θ_{in} : est égale au $(\omega_i t - \varphi_i)$ où φ_i est le déphasage entre les courants d'entrée et les tensions d'entrée.

Pendant une période de commutation, I_{in} est synthétisée à partir des vecteurs actifs adjacents I_γ et I_δ avec les rapports cycliques d_γ et d_δ respectivement. Si les courants d'entrée sont considérés constants pendant une période de commutation T_{sw} , le vecteur courant de référence est exprimé comme suit :

$$I_{in} = d_{\gamma} \cdot I_{\gamma} + d_{\delta} \cdot I_{\delta} \dots\dots\dots (II.3)$$

Le calcul des rapports cycliques d_{γ} et d_{δ} sont relatifs aux courants I_{γ} et I_{δ} , sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} d_{\gamma} = m_R \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_{in}) \\ d_{\delta} = m_R \cdot \sin(\theta_{in}) \end{cases} \dots\dots\dots (II.4)$$

Avec: m_R , l'indice de modulation du redresseur

$$0 \leq m_R = I_{im}/I_P \leq 1 \dots\dots\dots (II.5)$$

Toutefois, le fait que la tension du bus continu ne peut être négative, trois de ces combinaisons ne sont pas utilisables (vecteurs courants nuls). En conséquence, les nouveaux rapports cycliques ajustés de l'étage redresseur sont déterminés par la relation (II.6).

$$\begin{cases} d_{\gamma}^R = \frac{d_{\gamma}}{(d_{\gamma} + d_{\delta})} \\ d_{\delta}^R = \frac{d_{\delta}}{(d_{\delta} + d_{\gamma})} \end{cases} \dots\dots\dots (II.6)$$

II.4.2.1. Résultats de simulation

Après une étude par simulation numérique du comportement dynamique de l'étage redresseur, commandé par SVM (Space Vector Modulation), alimenté par une source triphasée équilibrée, les figures suivantes représentent la tension de phase d'entrée de l'étage redresseur (Fig. II.11), ainsi sa tension de sortie au niveau du bus continu (Fig. II.12).

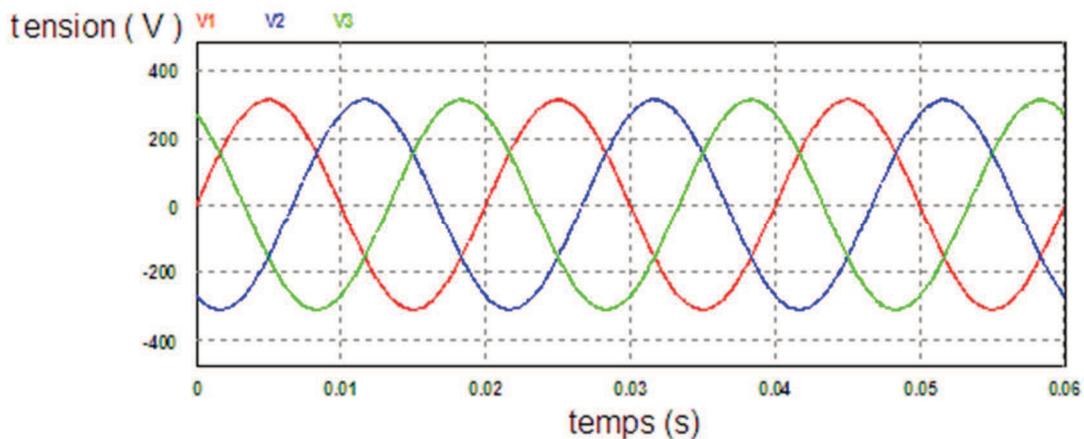


Fig. II.12. Tension de phase d'entrée de l'étage redresseur

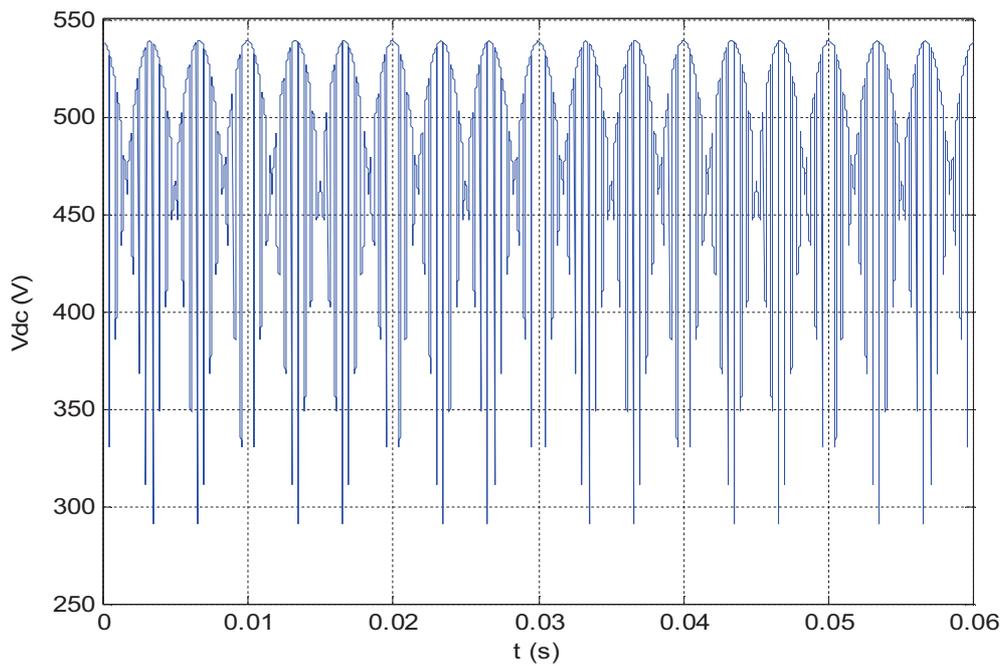


Fig. II.13. Tension générée par le redresseur (bus continu) quand $m_R=1, \varphi_i=0$

II.4.3. Commande de l'étage onduleur [17], [20]

De la même manière que l'étage redresseur, on expliquera le principe de fonctionnement de l'étage onduleur. Le point « o » n'a pas besoin d'être physiquement présent, mais il demeure utile comme référence (la terre) pour les tensions de sortie de l'onduleur k ($k = 1, 2$: premier et deuxième onduleur)

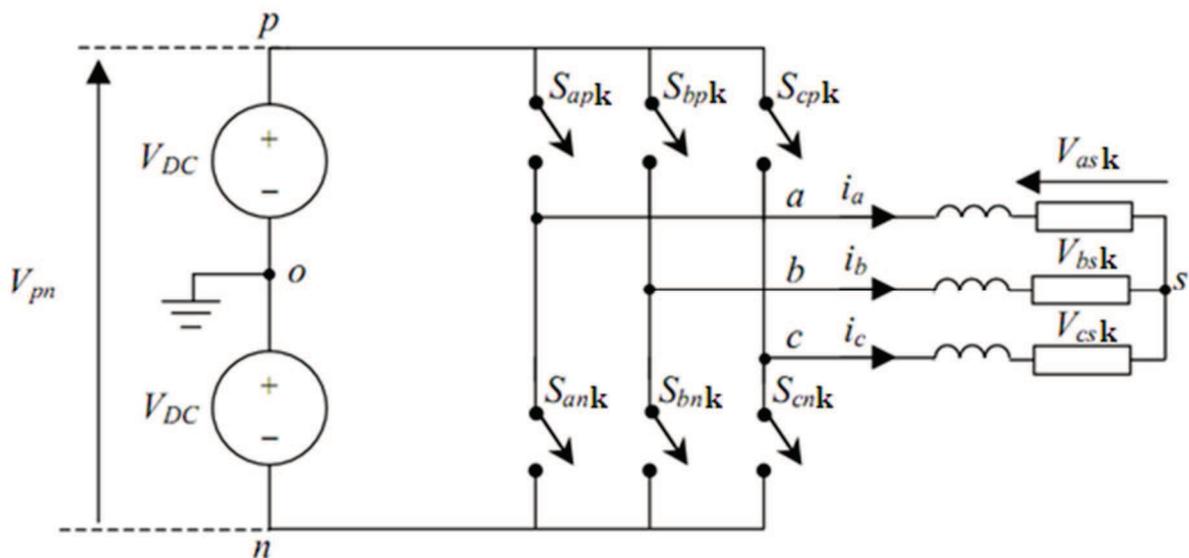


Fig. II.14. Etage onduleur du CMI

Les commutateurs de l'onduleur sont modulés et basé sur la contrainte que les commutateurs (interrupteurs) de chaque bras ne doivent jamais être actifs (état 1) ou inactifs (état 0) simultanément et ceci pour éviter un court-circuit:

$$S_{jp} + S_{jn} = 1 \text{ Avec: } j \in \{a, b, c\} \dots \dots \dots (II.8)$$

Une analyse combinatoire de tous les états (ouvert ou fermé) des interrupteurs de l'onduleur $S_{pak}, S_{pbk}, S_{pck}, S_{nak}, S_{nbk}, S_{nck}$ permet d'avoir seulement huit combinaisons possibles pour éviter le court-circuit de la tension continue fictive V_{pn} .

Les huit combinaisons sont divisées en six vecteurs actifs V_1 à V_6 dont deux sont nuls V_0 et V_7 , qui permettent de calculer les vecteurs de tensions sortie correspondant.

Le tableau suivant résume les états de commutation possible pour l'étage onduleur ainsi les tensions de sortie :

Etats des interrupteurs						Tensions de sortie		
S _{apk}	S _{bpk}	S _{cpk}	S _{ank}	S _{bnk}	S _{cnk}	V _{ask}	V _{bsk}	V _{csk}
1	0	0	0	1	1	$(2/3)*V_{pn}$	$-(1/3)*V_{pn}$	$-(1/3)*V_{pn}$
1	1	0	0	0	1	$(1/3)*V_{pn}$	$(1/3)*V_{pn}$	$-(2/3)*V_{pn}$
0	1	0	1	0	1	$-(1/3)*V_{pn}$	$(2/3)*V_{pn}$	$-(1/3)*V_{pn}$
0	1	1	1	0	0	$-(2/3)*V_{pn}$	$(1/3)*V_{pn}$	$(1/3)*V_{pn}$
0	0	1	1	1	0	$-(1/3)*V_{pn}$	$-(1/3)*V_{pn}$	$(2/3)*V_{pn}$
1	0	1	0	1	0	$(1/3)*V_{pn}$	$-(2/3)*V_{pn}$	$(1/3)*V_{pn}$
1	1	1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1	0	0	0

Tab II.3. Commutation possible pour l'étage onduleur (1=actif, 0=inactif)

Les tensions de sortie de l'onduleur générées par les différentes combinaisons des interrupteurs basé sur la tension d'alimentation $V_{pn} = 2.V_{dc}$ peuvent être déterminées en utilisant les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{ask} = V_{pn} \left(\frac{2}{3} S_{apk} - \frac{1}{3} S_{bpk} - \frac{1}{3} S_{cpk} \right) \\ V_{bsk} = V_{pn} \left(-\frac{1}{3} S_{apk} + \frac{2}{3} S_{bpk} - \frac{1}{3} S_{cpk} \right) \dots \dots \dots (II.9) \\ V_{csk} = V_{pn} \left(-\frac{1}{3} S_{apk} - \frac{1}{3} S_{bpk} + \frac{2}{3} S_{cpk} \right) \end{cases}$$

Avec : $k = 1, 2$ (premier et deuxième onduleur)

En utilisant la modulation vectorielle (SVM), la tension de sortie générée par les six premières combinaisons est transformée en six vecteurs spatiaux de tension de sortie comme il est montré dans la figure suivante :

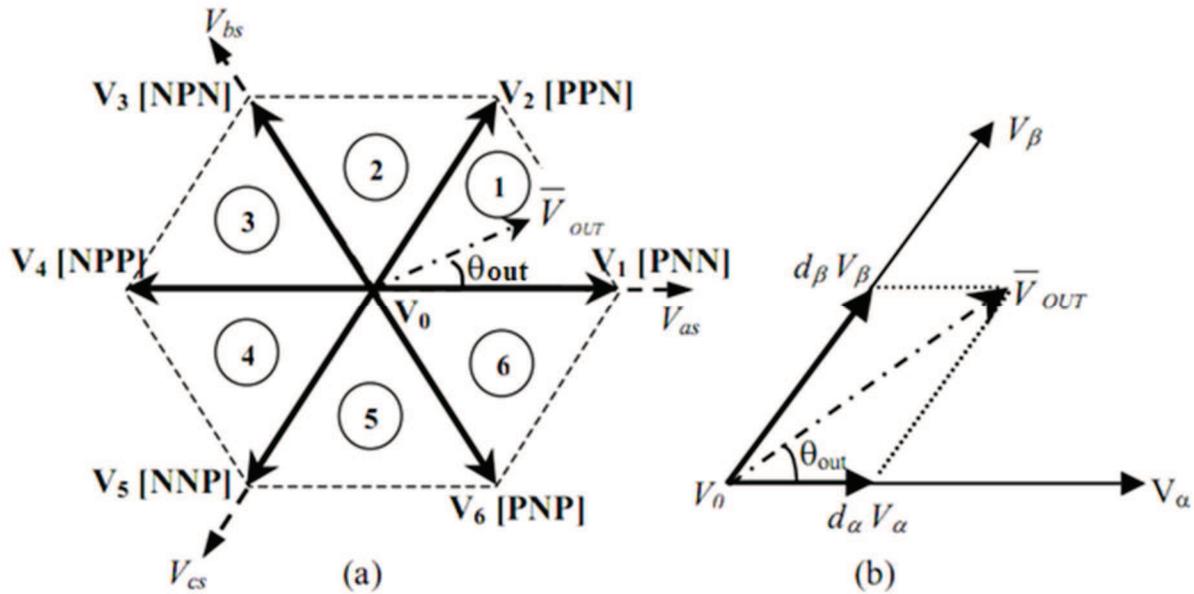


Fig. II.15. (a) Les sept positions du vecteur spatial de la tension de sortie

(b) synthèse du vecteur de référence dans un secteur donné

Chaque vecteur de tension se rapporte à la combinaison des interrupteurs, qui présente les connexions des bornes de sortie de l'onduleur k (a, b et c), au borne d'entrée (p et n).

Par exemple: V_1 (PNN) représente la connection de la borne de sortie 'a' avec la borne d'entrée 'p' et la connection de la borne de sortie 'b' et 'c' à la borne d'entrée 'n'.

L'amplitude de chaque vecteur de tension est proportionnel à la tension continue V_{pn} , pour les combinaisons de commutation qui relient toutes les bornes de sortie (a,b et c) à une borne d'entrée continue (p et n), les vecteurs de tension nuls V_0 sont formés et placés à l'origine du vecteur d'espace (Fig.II.15).

Les tensions triphasées de sortie désirées en utilisant la modulation vectoriel est transformée en vecteur de tension de sortie référence V_{out} qui tourne le long d'une trajectoire circulaire avec une fréquence ω_0 dans le diagramme de vecteur spatiale.

Ce vecteur de référence peut être exprimé sous la forme :

$$V_{out} = V_{om} \angle \theta_{out} \dots\dots\dots (II.10)$$

Avec V_{om} : Amplitude.

θ_{out} : L'angle du vecteur courant de référence dans le secteur actuel ou se trouve celui-ci.

Le diagramme des vecteurs spatiaux de l'onduleur de tension k est divisé en six secteurs, suivant les indications du schéma **Fig.II.15.(a)**. Le vecteur de référence peut être synthétisé par deux vecteurs spatiaux adjacents V_α , V_β et le vecteur de tension nul V_0 , dans un secteur donné. Pendant une période de commutation T_{sw} , le vecteur de référence de sortie peut être synthétisé comme suit :

$$V_{out} = d_\alpha V_\alpha + d_\beta V_\beta + d_0 V_0 \dots\dots\dots (II.11)$$

Le calcul des rapports cycliques d_α , d_β et d_0 sont donnés par les expressions suivantes :

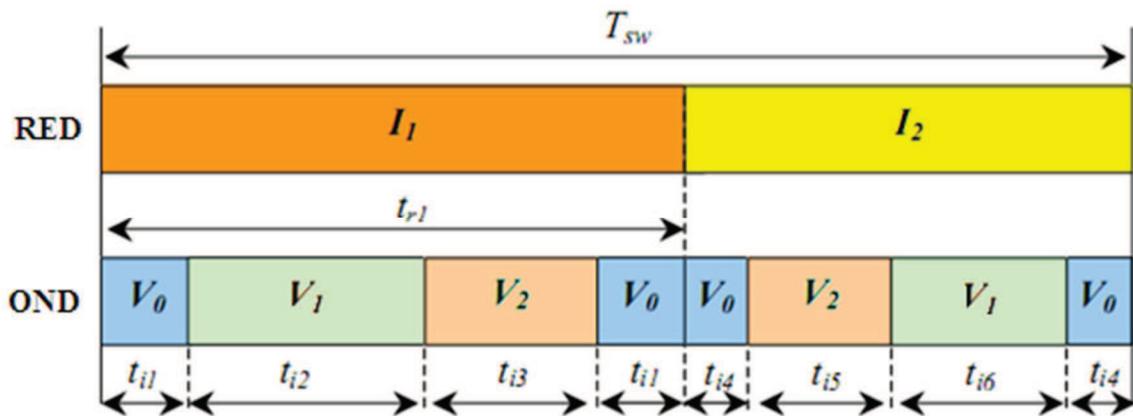
$$\begin{cases} d_\alpha = m_I \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{out}\right) \\ d_\beta = m_I \cdot \sin(\theta_{out}) \\ d_0 = 1 - d_\alpha - d_\beta \end{cases} \dots\dots\dots (II.12)$$

Avec m_I : L'indice de modulation du l'onduleur

$$Et 0 \leq m_I = \sqrt{3} V_{om} / V_{pn} \leq 1 \dots\dots\dots (II.13)$$

Pour réaliser la commande du convertisseur matriciel indirect sous les contraintes d'un facteur de puissance réglable à l'entrée, le transite bidirectionnel de puissance et la commutation à courant nul, il faut qu'ait une coordination entre la commande des interrupteurs du redresseur et celle des interrupteurs de l'onduleur. La commutation au niveau du redresseur se fait lorsque le courant est nul. Pour illustrer cette coordination, un cycle de commande durant le secteur I ainsi que les rapports cycliques relatifs à l'étage onduleur peuvent être déterminés par les relations suivantes: [14],[17],[19].

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{r1} = d_Y^R * T_{sw} \\ t_{i1} = \frac{1}{2} d_Y^R * d_0 * T_{sw} \\ t_{i2} = d_Y^R * d_\alpha * T_{sw} \\ t_{i3} = d_Y^R * d_\beta * T_{sw} \dots\dots\dots (II.14) \\ t_{i4} = \frac{1}{2} d_\delta^R * d_0 * T_{sw} \\ t_{i5} = d_\delta^R * d_\beta * T_{sw} \\ t_{i6} = d_\delta^R * d_\alpha * T_{sw} \end{array} \right.$$



FigII.16. Séquence de commutation du convertisseur matriciel indirect dans le secteur 1

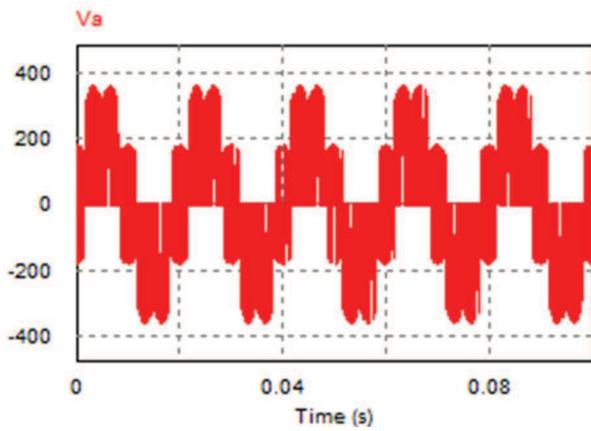
II.5. Résultats de simulation

II.5.1. Performances de la stratégie de modulation vectorielle

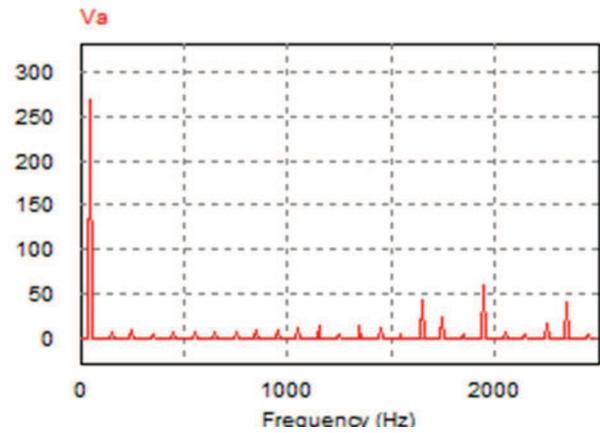
Pour étudier les performances du convertisseur matriciel indirect commandé par la modulation vectorielle alimentant une charge R-L, on utilise les paramètres de simulation suivants:

- La valeur efficace de la tension d'alimentation est $V = 220V$;
- La fréquence d'alimentation $f_s = 50Hz$.
- Fréquence de commutation de 2 KHz.
- $R=10 \Omega$.
- $L=20 m H$.

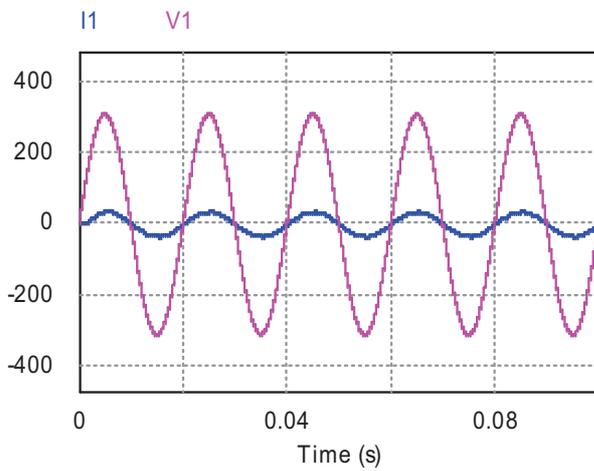
Les résultats de simulation obtenus sont représentés sur les figures (Fig. II.17) :



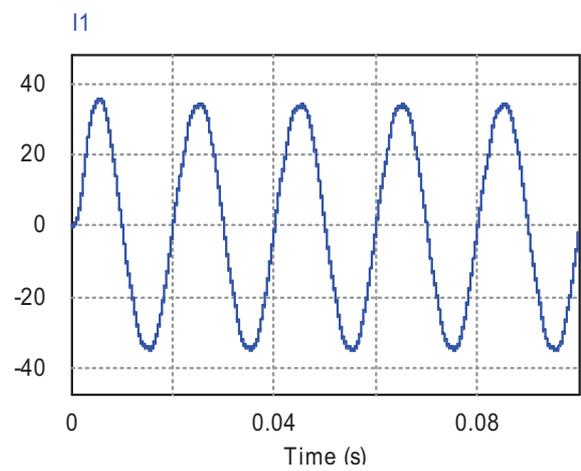
(a) Tension de phase de sortie V_{a1}



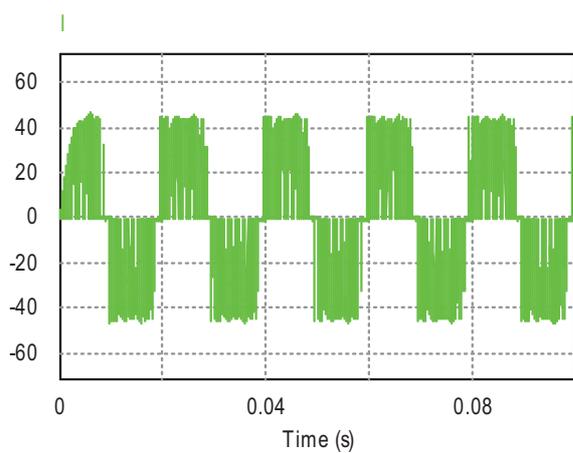
(b) Spectre harmonique de V_{a1}



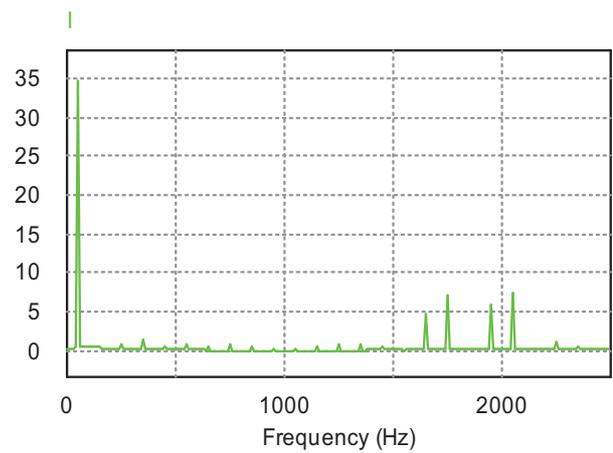
(c) Tension et courant d'entrée de l'IMC



(d) Courant d'entrée avec filtre



(e) courant d'entrée sans filtre (I_{sf})



(f) spectre d'harmonique de I_{sf}

Fig. II.17. Tension et courant d'entrée

II.5.2. Performances de l'association convertisseurs matriciels indirect-MASDE

La simulation de la méthode de modulation vectorielle des convertisseurs matriciels indirects alimentant directement la machine asynchrone double étoile a été effectuée sur MATLAB/SIMULINK.

Les paramètres de simulation sont: $f_s = 50\text{Hz}$, $V = 220\text{ V}$, $C_r = 14\text{N.m}$

La simulation s'effectue au départ pour un démarrage à vide, après que le régime permanent s'est établi, on applique un couple de charge à la machine à $t=2\text{s}$. Les résultats de simulation représentés sur la figure (**Fig.II.18**) représentent les grandeurs suivantes :

- La vitesse de rotation W_r (rad/s);
- Le couple électromagnétique C_{em} (N.m);
- Les courants statoriques I_{s1} (A) et I_{s2} (A).
-

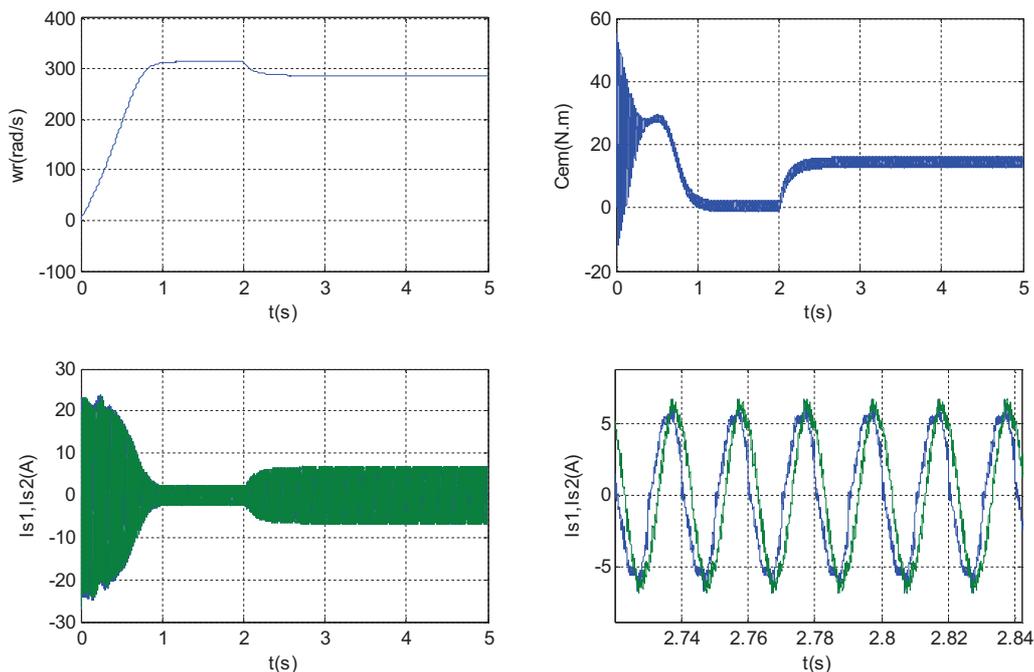


Fig.II.18. Performances de l'association convertisseurs matriciels machine asynchrone double étoile commandée par la stratégie de modulation vectorielle.

II.5.2.1. Interprétation des résultats

Les figures (**Fig.II.17. (a)**), **Fig.II.17. (b)**), représentent la tension de phase de sortie de l'IMC ainsi son spectre d'harmonique, on peut constater que la forme d'onde de la tension est acceptable malgré l'apparition de quelques harmoniques autour de la fréquence de commutation (2KHz).

Les figures (**Fig.II.17. (c)**), **Fig.II.17. (d)**), représentent la tension d'entrée et le courant d'entrée avec filtre de l'IMC, on remarque que le courant est en phase avec la tension malgré la charge inductive et ceci montre la propriété de l'IMC de pouvoir contrôler le facteur de puissance à l'entrée.

Les figures (**Fig.II.17. (e)**), **Fig.II.17. (f)**), représente le courant d'entrée sans filtre ainsi son spectre d'harmonique.

La figure (**Fig.II.18**) illustrent le démarrage de la machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels indirects commandés par la technique de la modulation vectorielle. L'établissement de vitesse ($W_r(\text{rad/s})$) est rapide, le moteur n'étant pas chargé. La vitesse atteinte est proche de synchronisme (glissement presque nul), à $t=2\text{s}$, un couple résistant de $C_r = 14 \text{ N.m}$ est appliqué et la vitesse diminue (augmentation du glissement). Le couple électromagnétique $C_{em}(\text{N.m})$ répond au couple résistant. Les courants de phases I_{as1} , I_{as2} (A) absorbés par la machine asynchrone double étoile sont presque sinusoïdaux.

II.6. Conclusion

Ce chapitre présente une nouvelle topologie du convertisseur matriciel. Les résultats théoriques d'analyse et de simulation montrent que le convertisseur IMC satisfait les performances suivantes :

- Les formes d'ondes des courants d'entrée presque sinusoïdales ;
- le convertisseur peut fournir un facteur de puissance unitaire à l'entrée ;
- ne nécessite aucun élément de stockage intermédiaire, il s'apprête bien à une réalisation compacte ;
- possède le même rapport de transfert de tensions que le MC ;
- le convertisseur est complètement exempt de problèmes de commutation liés aux convertisseurs matriciels directs ;

- le convertisseur offre un rendement meilleur que le convertisseur matriciel direct, puisque les commutations de l'étage redresseur ont lieu à courant zéro.

Ainsi l'étude par simulation numérique de la machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels indirects, commandés par la modulation vectorielle.

Les résultats de simulation montrent que le convertisseur matriciel indirect commandé par la modulation vectoriel est un bon variateur de vitesse pour la machine asynchrone double étoile.

Le chapitre suivant sera consacré à la commande directe du couple de la machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels indirects.

Chapitre III

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE D'UNE MASSE ALIMENTÉE PAR L'IMC

III.1. Introduction

La difficulté du contrôle de la machine asynchrone a restreint pendant longtemps son utilisation dans le domaine de la vitesse variable. Cette difficulté réside essentiellement dans le couplage des grandeurs de contrôle à savoir le flux et le couple électromagnétique. Depuis une vingtaine d'années, des contrôles spécifiques assurent un découplage de ces grandeurs de contrôles par l'utilisation de repères appropriés. Ces méthodes appelées vectorielles assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu. Au cours des dernières décennies, le développement des nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation de stratégies de régulation entièrement inédites. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de Contrôle Direct du Flux statorique et du Couple électromagnétique.

Le contrôle direct du couple (DTC) venu de la nomination Anglo-Saxonne «Direct Torque Control», basé sur l'orientation du flux statorique est l'une des méthodes qui a été introduite en 1985 par **Takahashi** et **Depenbrock** spécialement pour les machines asynchrones. Ensuite, plusieurs études ont permis de développer plus précisément la connaissance de cette commande [21].

III.2. Principes généraux sur la commande directe du couple

Son principe est de sélectionner un des huit vecteurs tensions générés par l'onduleur de tension pour contrôler, à la fois le couple et le flux statorique qui sont habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs du flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ses bande d'hystérésis.

Le module du vecteur flux statorique est calculé après la détermination de ces composantes par estimation, en intégrant directement les tensions statoriques, par la suite le couple électromagnétique est estimé à partir du flux et des courants statoriques, L'erreur du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur à hystérésis à trois niveaux, générant à sa sortie la variable binaire C_{cpl} . De même l'erreur de flux statorique est injectée dans un régulateur à hystérésis à deux niveaux, générant à sa sortie la variable binaire C_{flx} . L'angle θ_s identifie la zone dans lequel se trouve le vecteur flux statorique [22], [23].

III.2.1. Caractéristiques principales de la commande directe du couple

Dans la commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoqué par les régulateurs à hystérésis, cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux conditions de calculs en temps réel.

Les Caractéristiques générales de la commande directe du couple sont [21] :

- La commande directe du couple et du flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutateur de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tension du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proche de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine est très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépendent, des autres facteurs, de la largeur de la bande d'hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

Cette méthode a pour avantages

- L'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique ;
- Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI ;
- L'absence de la transformation de Park sur les axes tournant ;
- 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 ;
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.

Et pour inconvénients

- L'existence de problème à basse vitesse ;
- La nécessité de disposer des estimateurs de flux statorique et de couple ;
- La fréquence de commutation est variable et difficile à maîtriser du fait de l'utilisation des régulateurs à hystérésis. Cela conduit à un contenu d'harmonique riche qui augmente les pertes, amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple. pouvant exciter des résonances mécaniques.

III.2.2. Règles de comportements des grandeurs à contrôler

Pour un contrôle efficace du couple de la machine polyphasée il est impératif de régler correctement le flux. En contrôle de type DTC, on réalise le réglage du flux stator d'une part du fait que c'est le plus simple à estimer, et d'autre part parce qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotor.

III.2.2.1. Contrôle du flux statorique

On se place dans le repère fixe (α, β) lié au stator. Le flux statorique de la machine asynchrone est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \longrightarrow \varphi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{III.1})$$

Dans le cas ou on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps $[0, T_e]$, La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors :

$$\varphi_s(t) = \varphi_s(0) + V_s T_e$$

$$\Delta\varphi_s = \varphi_s(t) - \varphi_s(0) = V_s T_e \quad (\text{III.2})$$

L'équation (III.2) implique que l'extrémité du vecteur flux statorique $\varphi_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée V_s . La figure (III.1) représente l'évolution du vecteur flux statorique pour deux vecteurs tensions différents.

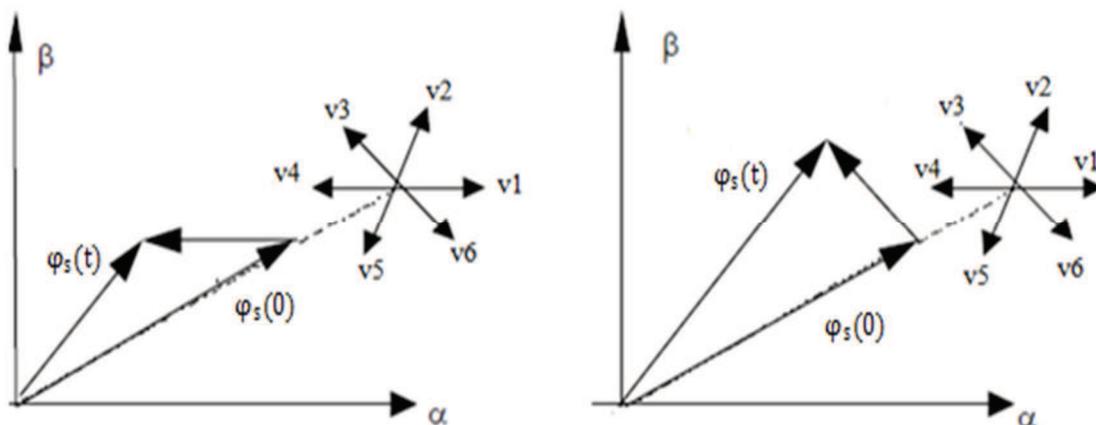


Fig.III.1. Evolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur de tension appliqué

Nous reprenons l'équation du flux statorique :

$$\frac{d\varphi_s}{dt} = V_s - R_s I_s$$

Si $R_s \cdot I_s$ est négligeable on aura :

$$\frac{d\varphi_s}{dt} = V_s$$

On montre que la dérivée du vecteur flux $\frac{d\varphi_s}{dt}$ qui représente la vitesse de déplacement de l'extrémité du vecteur flux lorsqu'on néglige le terme $R_s I_s$ est pratiquement égale au vecteur tension V_s . Le flux magnétique se déplace donc sur une droite dans la direction de V_s . La variation de flux statorique est nulle pour un vecteur tension inactif.

La figure (Fig.III.2) montre un exemple d'évolution de l'extrémité du vecteur φ_s pour ($V_s = V_2$) avec $R_s I_s$ négligeable. Ainsi, on constate que la composante tangentielle du vecteur tension appliqué a pour effet de contrôler le couple alors que la composante radiale agit sur l'amplitude du flux φ_s .

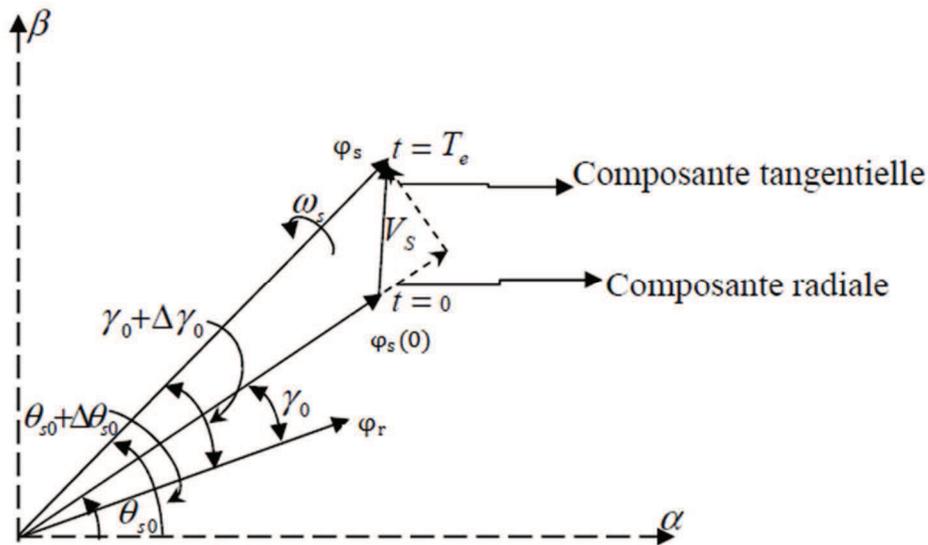


Fig.III.2. Exemple de l'évolution de l'extrémité de φ_s pour $R_s I_s$ négligeable ($V_s = V_2$)

Effectivement, la composante tangentielle a pour effet d'accélérer (ou de ralentir) le vecteur φ_s par rapport au vecteur flux rotorique φ_r , augmentant ainsi (ou diminuant) l'écart angulaire entre ces deux vecteurs. Ceci a pour conséquence de faire varier dans un sens ou dans un autre, l'amplitude du couple électromagnétique au moment où l'amplitude du flux

rotorique est pratiquement constante. Il est clair que la composante radiale n'a d'effet que sur l'amplitude du flux statorique [24].

III.2.2.2. Contrôle du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux stator et rotor :

$$C_{em} = k (\varphi_s \varphi_r^*) = k |\varphi_s| |\varphi_r^*| \sin (\gamma) \quad (III.3)$$

Avec φ_s : Vecteur flux statorique

φ_r^* : Vecteur flux rotor ramené au stator

γ : Angle entre les vecteurs flux stator et rotor

L'équation (III.3) permet de conclure que le réglage le plus favorable du couple correspond à celui de l'angle γ . Pour régler ce dernier, il suffit de régler la position du vecteur flux stator dans les axes α, β en appliquant un vecteur tension approprié [26].

III.3. Contrôle direct du couple de la machine asynchrone double étoile.

Chaque étoile de la machine asynchrone double étoile (MASDE) est connectée à un onduleur triphasé à commutation commandée. Ce dernier est constitué de trois branches chacune est composée de deux paires d'interrupteurs, supposés parfaits et dont les commandes sont complémentaires.

III.3.1. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé

Les tensions simple à la sortie des deux onduleurs on fonction des états des interrupteurs sont données par [27] :

$$\begin{bmatrix} V_{ak} \\ V_{bk} \\ V_{ck} \end{bmatrix} = \frac{V_{pn}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{ak} \\ S_{bk} \\ S_{ck} \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

Avec $k = 1,2$

Un onduleur de tension triphasée permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur, On peut écrire :

$$V_{Sk} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[v_{ak} e^{j(k-1)\alpha} + v_{bk} e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)} e^{j(k-1)\alpha} + v_{ck} e^{j\left(\frac{4\pi}{3}\right)} e^{j(k-1)\alpha} \right]$$

On cherchera donc à contrôler le flux et le couple via le choix du vecteur de tension qui se fera par une configuration des interrupteurs. Comme nous disposons de trois interrupteurs, il y a donc $2^3 = 8$ possibilités pour le vecteur V_s , Dont deux sont nuls (V_0 et V_7):

$$(s_{ak}, s_{bk}, s_{ck}) = (0,0,0) \text{ et } (s_{ak}, s_{bk}, s_{ck}) = (1,1,1).$$

Le vecteur tension V_s est délivré par un onduleur de tension triphasée, supposé parfait, est représenté par trois grandeurs logiques (s_{ak}, s_{bk}, s_{ck}). En utilisant ces trois dernières qui représentent les états des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire :

$$V_{Sk} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{pn} \left[s_{ak} e^{j(k-1)\alpha} + s_{bk} e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)} e^{j(k-1)\alpha} + s_{ck} e^{j\left(\frac{4\pi}{3}\right)} e^{j(k-1)\alpha} \right]$$

III.4. Sélection du vecteur tension

Pour maintenir une amplitude fixe du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit décrire une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit être perpendiculaire à la direction du vecteur flux, mais comme l'onduleur de tension ne peut délivrer que huit vecteurs tensions différents, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur fixe souhaitée. Le vecteur tension V_s est choisi selon [28] :

- La variation souhaitée pour le module du flux statorique.
- Du sens de rotation de φ_s
- La variation souhaitée pour le couple (vitesse de rotation du flux statorique).

On délimite généralement l'espace d'évolution du vecteur flux statorique dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions non nulles. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir des composantes sur les axes α et β .

Lorsque le vecteur flux (ϕ_s) se trouve dans une zone numérotée (i), le contrôle du flux et du couple peuvent être assurés en sélectionnant l'un des quatre vecteurs tensions adéquats. Il s'agit des vecteurs $V_{i+1}, V_{i-1}, V_{i+2}, V_{i-2}$ représentés sur la figure (Fig.III.5)

- Si V_{i+1} est sélectionné $\Rightarrow \phi_s$ croît et C_{em} croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné $\Rightarrow \phi_s$ croît et C_{em} décroît.
- Si V_{i+2} est sélectionné $\Rightarrow \phi_s$ décroît et C_{em} croît.
- Si V_{i-2} est sélectionné $\Rightarrow \phi_s$ décroît et C_{em} décroît.
- Si V_0 ou V_7 est sélectionné $\Rightarrow \phi_s$ s'arrête et C_{em} décroît si la vitesse est positive, C_{em} croît si la vitesse est négative.

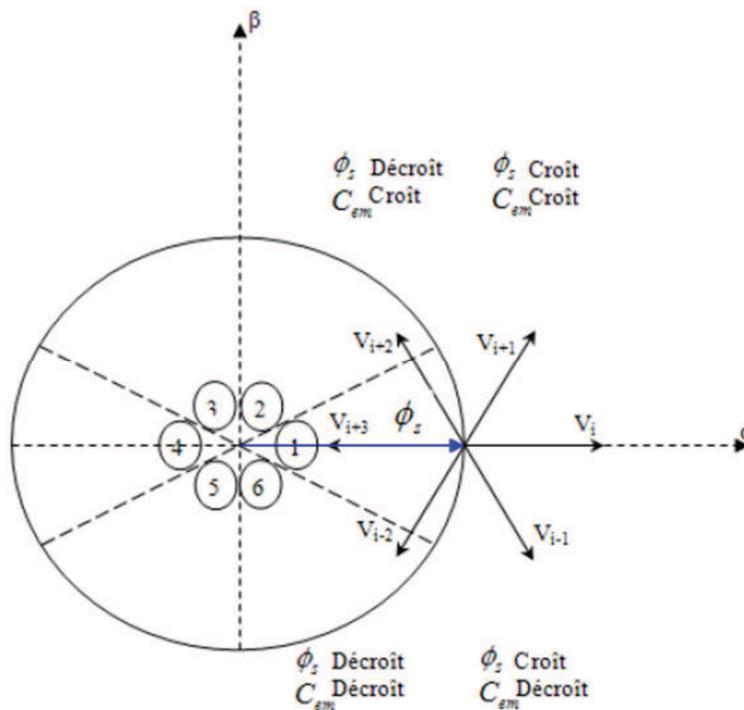


Fig.III.3 Selection du vecteur tension selon la zone (N=i=1)

III.5. Estimation du flux et du couple

III.5.1. Estimation du flux statorique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes biphasées $\varphi_{s\alpha k}$, $\varphi_{s\beta k}$ [27].

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha k} = \int_0^t (V_{s\alpha k} - R_s I_{s\alpha k}) dt \\ \varphi_{s\beta k} = \int_0^t (V_{s\beta k} - R_s I_{s\beta k}) dt \end{cases}$$

Avec $K = 1, 2$

Où $\varphi_{s\alpha k}$ et $\varphi_{s\beta k}$ sont estimés à partir des mesures des grandeurs statoriques $I_{s\alpha k}$, $I_{s\beta k}$ et $V_{s\alpha k}$, $V_{s\beta k}$. En ce qui concerne les paramètres de la machine, la connaissance de la résistance statorique est nécessaire pour estimer le flux.

L'expression des tensions $V_{s\alpha k}$ et $V_{s\beta k}$ sont obtenus en fonction des états des interrupteurs et de la tension d'entrée de l'onduleur.

$$\begin{cases} V_{s\alpha k} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{pn} \left[s_{ak} - \frac{1}{2} (s_{bk} + s_{ck}) \right] \\ V_{s\beta k} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{pn} (s_{bk} - s_{ck}) \end{cases}$$

Les courants $I_{s\alpha k}$ et $I_{s\beta k}$ sont obtenus par l'application de la transformation de Concordia aux grandeurs mesurées I_{sak} , I_{sbk} et I_{sck} .

$$\begin{cases} I_{s\alpha k} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sak} \\ I_{s\beta k} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sbk} - I_{sck}) \end{cases}$$

Avec $K = 1, 2$

L'expression du module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{(\varphi_{s\alpha 1} + \varphi_{s\alpha 2})^2 + (\varphi_{s\beta 1} + \varphi_{s\beta 2})^2}$$

La zone (i) dans laquelle se situe le vecteur (φ_s) est déterminée à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$, donc l'angle (θ_s) est égal :

$$\theta_s = \text{Arctg} \left(\frac{\varphi_{s\beta 1} + \varphi_{s\beta 2}}{\varphi_{s\alpha 1} + \varphi_{s\alpha 2}} \right)$$

III.5.1.1 Elaboration du correcteur du flux

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la Fig III.4. Pour augmenter l'amplitude du flux statorique, et pour un vecteur flux situé dans la zone (i), les vecteurs tensions V_i, V_{i+1}, V_{i-1} peuvent être sélectionnés, la diminution de l'amplitude de (φ_s) est assurée par la sélection des vecteurs $V_{i+2}, V_{i-2}, V_{i+3}$, le vecteur tension nul n'affecte presque pas l'amplitude du flux statorique.

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, la sortie de ce comparateur est représentée par une variable booléenne (Cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée "Cflx = 1" (l'erreur du flux est positive) ou diminuée "Cflx = 0" (l'erreur du flux est négative) de façon à maintenir [28], [29]:

$$|\varphi_{sref} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s$$

Avec : $|\varphi_{sref} - \varphi_s| = \varepsilon$: Erreur du flux

$\Delta\varphi_s$: La largeur d'hystérésis du correcteur

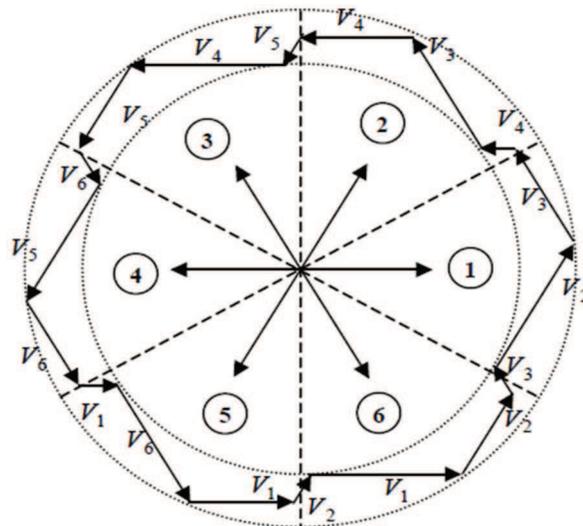


Fig III.4 Contrôleur du flux statorique

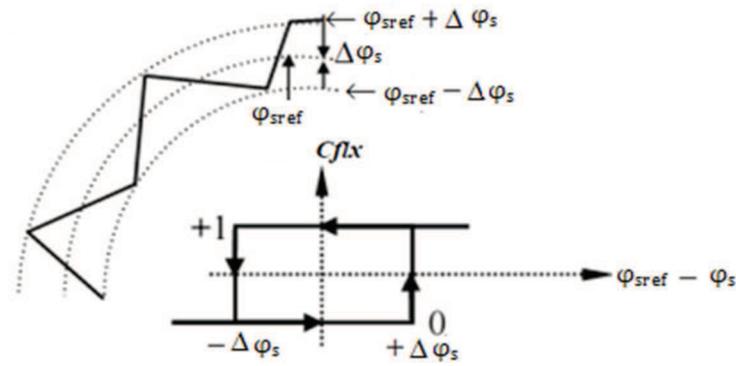


FIG.III.5 Contrôleur à hystérésis à deux niveaux

III.5.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs statoriques (flux et courant) [27].

L'expression du couple s'écrit :

$$C_{em} = P(\varphi_{s\alpha 1} I_{s\beta 1} + \varphi_{s\alpha 2} I_{s\beta 2} - \varphi_{s\beta 1} I_{s\alpha 1} - \varphi_{s\beta 2} I_{s\alpha 2})$$

P : étant nombre de paires de pôles

III.5.2.1. Elaboration du correcteur du couple

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple à l'intérieur de la bande d'hystérésis défini comme suit [28], [29] :

$$|C_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em}$$

Deux comparateurs peuvent être envisagés:

- Correcteur à deux niveaux ;
- Correcteur à trois niveaux ;

III.5.2.1.1 Correcteur à deux niveaux

L'utilisation du comparateur à deux niveaux permet de contrôler le couple dans un seul sens de rotation. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés. Pour faire évoluer le vecteur flux statorique, par conséquent, le vecteur nul est sélectionné pour diminuer le couple.

III.5.2.1.2. Correcteur à trois niveaux

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positive ou négative.

La sortie du correcteur est représentée par la variable booléenne (C_{cpl}) . $C_{cpl}=1$, signifie qu'il faut augmenter le couple. par contre $C_{cpl}=-1$, signifie qu'il faut diminuer le couple. Pour $C_{cpl}=0$, le couple doit être maintenu constant. Les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} sont appliqués pour diminuer le couple. Ce comparateur confère à la commande la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure de commande du moteur (sans permuter les phases).

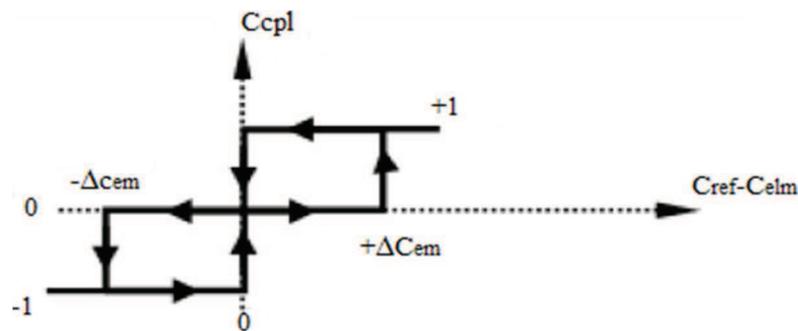


Fig.III.6. Fonction de sortie du correcteur du couple (hystérésis à trois niveaux)

III.6. Elaboration de la table de commutation

III.6.1 Analyse de la stratégie de commutation pour un fonctionnement à 4 quadrants

Pour améliorer les performances du contrôle direct du couple à basses vitesses et autoriser le fonctionnement à quatre quadrants. Il est nécessaire d'appliquer les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} dans le contrôle du couple et du flux. Cette stratégie exige au flux statorique de tourner dans les deux sens de rotation, même à très basses vitesses. On a alors de larges valeurs de la pulsation rotoriques, lesquelles sont exigées quand le couple sera diminué très vite. Ainsi, cette stratégie permet d'obtenir un très bon contrôle du flux même à basses vitesses [30].

	$C_{em} \uparrow$	$C_{em} \downarrow$
$\varphi_s \uparrow$	V_{i+1}	V_{i-1}
$\varphi_s \downarrow$	V_{i+2}	V_{i-2}

Tab III.1 Variation du flux et du couple en fonction du vecteur tension appliqué V_s .

III.6.2 Table de commutation à 4 quadrants

Les tables de commutation sont élaborées en fonction des sorties des correcteurs à hystérésis du flux et du couple, et de la zone correspondante à la position du flux statorique [26].

Table de commutation pour un fonctionnement à quatre quadrants.

N		1	2	3	4	5	6
Cflx=1	Ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	Ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	Ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
Cflx=0	Ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	Ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	Ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tab.III.2. Fonctionnement à quatre quadrants.

III.7. Schéma de principe :

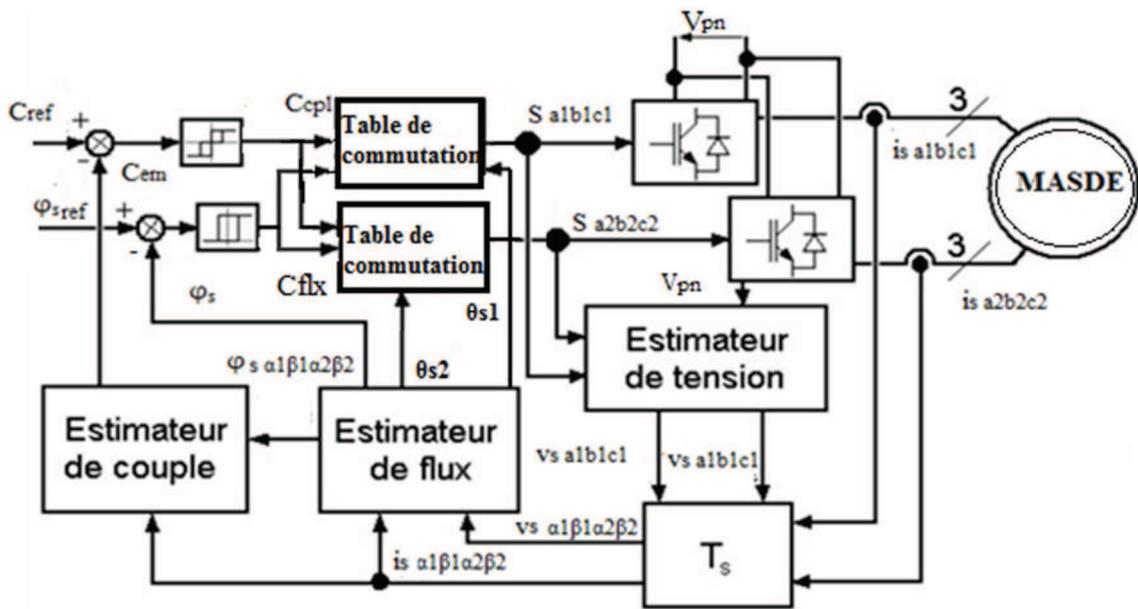


Fig.III.7. schéma de principe de la DTC

III.8 Résultats de simulation

La simulation numérique du comportement dynamique de la MASDE commandée par le contrôle direct du couple et alimentée par convertisseurs matriciels indirect est réalisée sous MATLAB/SIMULINK.

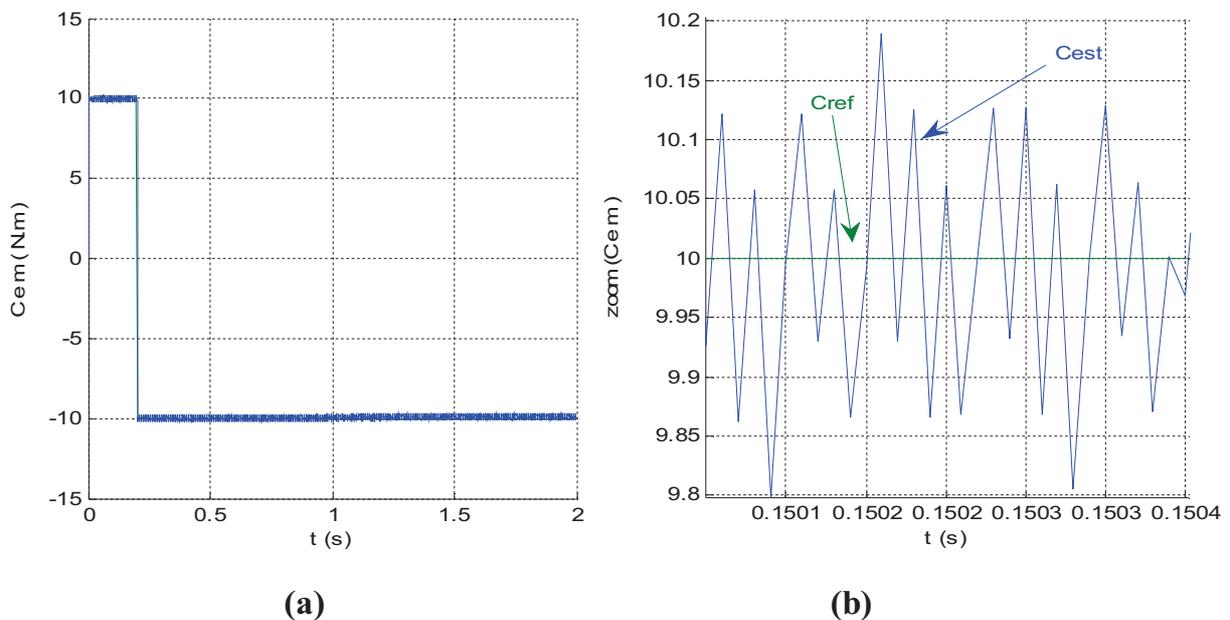
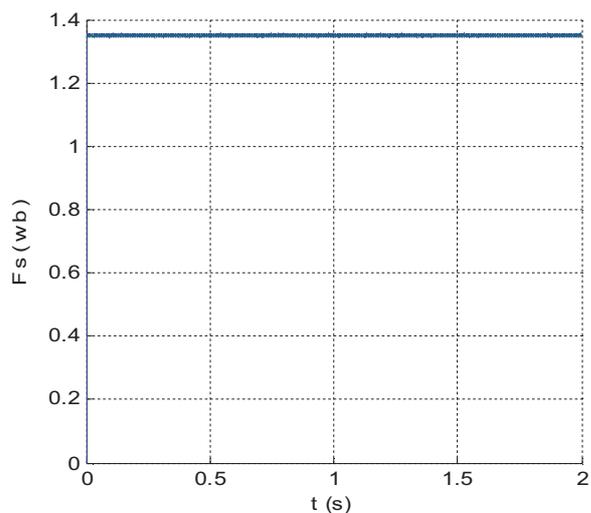
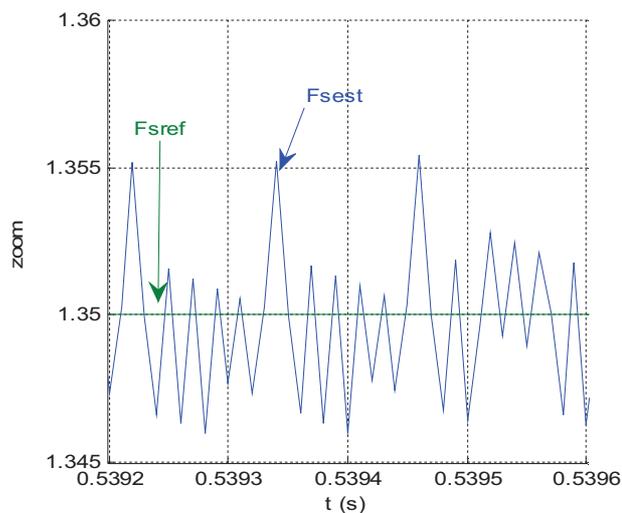


Fig.III.10 Evolution du couple électromagnétique avec un changement de la référence

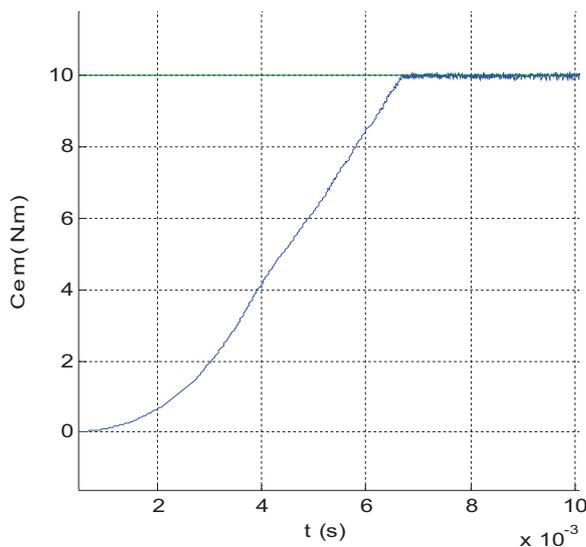


(c)

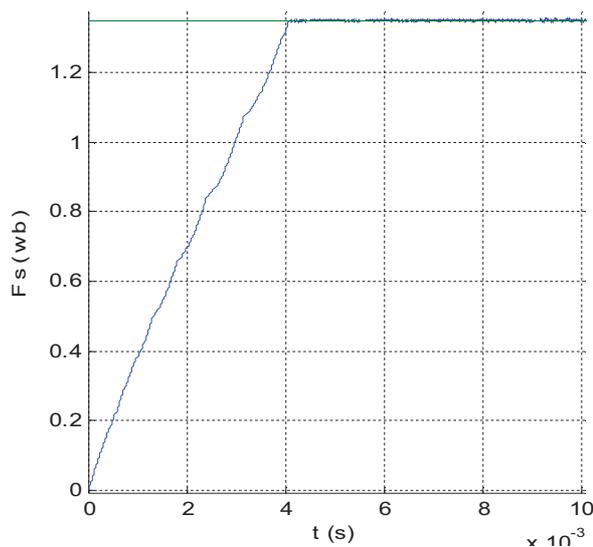


(d)

Fig.III.11 Evolution du flux statorique estimé



(e)



(f)

Fig.III.12 Régime transitoire du couple et du flux

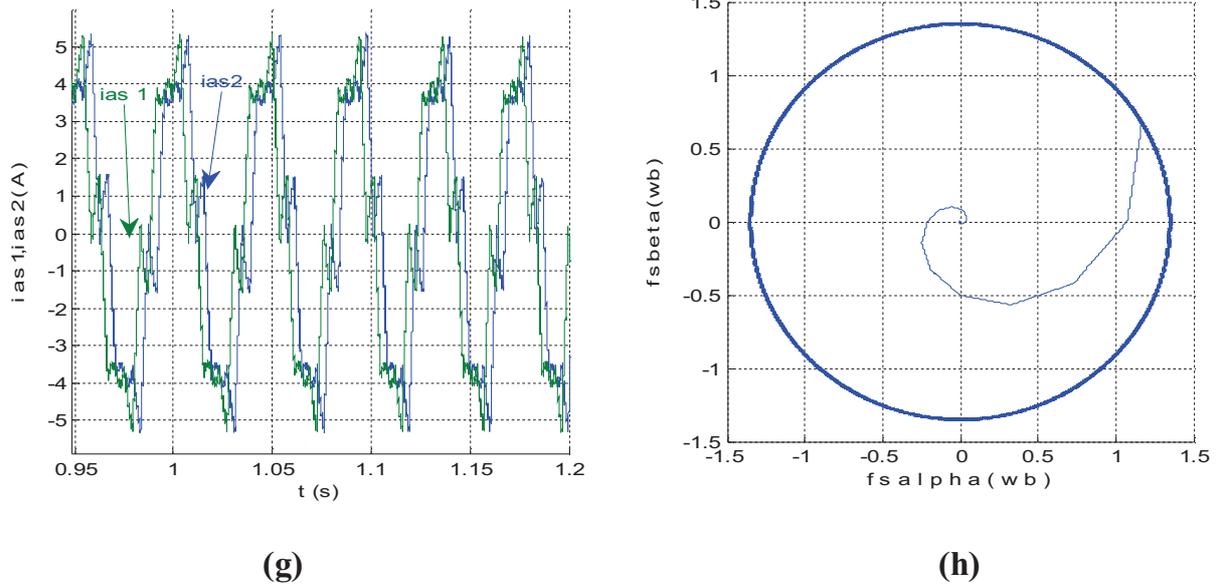


Fig.III.13 Evolution des courants statoriques et trajectoire du module du flux

- **Interpretation**

La figure **Fig.III.10. (a)** illustre les performances dynamiques du contrôle direct du couple avec une stratégie qui exige au flux statorique de tourner dans les deux sens de rotation.

Les figures **Fig.III.10. (b)** et **Fig.III.11. (d)** permettent de visualiser, lors du régime permanent, les oscillations du couple et du flux autour de leur consigne respectivement. Une très bonne dynamique du couple et du flux est observée d'après les figures (**Fig.III.12. (e)**, **Fig.III.12. (f)**).

La figure **Fig.III.13 (g)** montrent que le courant statorique s'écarte un peu de sa forme sinusoïdale, et la figure **Fig.III.13. (h)** représente le flux statorique dans le plan complexe (α, β) , qui démarre du point (0,0) et décrit une trajectoire presque circulaire, pour suivre un cercle de rayon 1,35 wb fixé par sa consigne.

III.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons montrés l'apport de la loi de commande DTC pour le découplage entre le flux et le couple, entraînant d'excellentes performances dynamiques. On distingue d'après les résultats obtenues que les grandeurs flux statorique et couple électromagnétique sont calculés uniquement à partir des seuls grandeurs liées aux stators sans intervention de capteur mécanique.

*CONCLUSION
GENERALE*

Conclusion générale

L'objectif de ce mémoire a été d'étudier et commander la machine asynchrone double étoile. Cette machine est alimentée par convertisseurs matriciels indirects, est supposée être contrôlée par la commande directe du couple.

Pour atteindre cet objectif, nous nous sommes tout d'abord intéressés aux machines multiphasées en présentant leurs caractéristiques générales. La machine double étoile est la machine multiphasée la plus courante, sans doute parce qu'elle constitue un bon compromis entre une segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué. Puis nous avons modélisé la MASDE, pour cela, on a commencé par la simulation de la machine directement alimentée par deux sources triphasées et équilibrées.

Le deuxième chapitre a été consacré pour la présentation des performances de l'association MASDE-IMC, pour ce nous avons commencé par la présentation des différentes topologies de l'IMC, ainsi sa modélisation et sa commande par modulation vectorielle. Les résultats obtenus avec cette technique sont satisfaisants vu la qualité des performances de la MASDE, l'un des plus importants avantages procurés par l'IMC est le fait d'avoir un facteur de puissance réglable, qui peut atteindre l'unité.

Au troisième chapitre nous avons développé une technique de commande de convertisseur matriciel pour l'alimentation de la machine asynchrone, on se basant sur la technique de modulation vectorielle pour réaliser le contrôle direct du couple (DTC) de la machine asynchrone double étoile. Les résultats de simulation ont montré des performances intéressantes lors de l'application des différentes consignes du couple. Le contrôle direct du couple (CDC) de la MASDE apporte une solution satisfaisante aux problèmes de robustesses par rapport aux commandes conventionnelles, de fait que les grandeurs de la commande sont estimées à partir des seules grandeurs liées au stator, sans l'utilisation de capteur mécanique. Une table de commande a été proposée pour le contrôle direct du couple d'une MASDE alimentée par convertisseurs matriciels indirects.

D'après les résultats obtenus, on constate que l'IMC fonctionne dans les quatre quadrants, et l'évaluation des performances dynamiques a été réalisée sur des objectifs de poursuite du couple de référence et d'inversion de couple en plein charge.

Enfin, comme perspectives nous suggérons la poursuite des recherches dans cet axe et on souhaite avoir une implémentation pratique.

ANNEXE

Annexes

Les paramètres de la MASDE

Les paramètres de la MASDE sont donnés par le tableau suivant [27] :

Puissance nominale	$P_n = 4.2 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
Courant nominal	$I_n = 4.5 \text{ A}$
Vitesse nominale (synchronisme)	$V_n = 3000 \text{ tr/mn}$
Fréquence nominale	$f_s = 50 \text{ Hz}$
Résistance d'une phase statorique (étoiles 1 et 2)	$R_1 = R_2 = 3.72 \Omega$
Résistance d'une phase rotorique	$R_r = 2.12 \Omega$
Inductance propre cyclique d'une phase statorique (étoiles 1 et 2)	$L_1 = L_2 = 0.022 \text{ H}$
Inductance propre cyclique d'une phase rotorique	$L_r = 0.006 \text{ H}$
Inductance mutuelle cyclique stators-rotor	$L_m = 0.3672 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.0625 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001 \text{ N.m.s / rd}$
Nombre de paire de pôle	$P=1$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **P. Mayyé** : « Moteur électrique industrielle », Livre, 2 éditions.
- [2] **D. Hadiouche** : « contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : Modélisation, alimentation et structure », Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1, 2001.
- [3] **ANA .M.LLOR** : « Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones a aimants permanent », Thèse doctorat université de CARLOS III de MADRID , 2003.
- [4] **E. Merabet** : « commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile », Mémoire de Magister, 2008.
- [5] **H. Razikt, G. Didiert, T. Lubint, C.R. da Silva, A.W. Mascarenhas, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima and E.R.C. da Silva** : « A model of double star induction motors under rotor bar defect for diagnosis purpose», IEEE, 2005.
- [6] **R. Gregor, F. Barrero¹, S. Toral, M.R. Arahal, J. Prieto, M.J. Durán** : « Enhanced predictive current control method for the asymmetrical dual–three phase induction machine », IEEE , 2009.
- [7] **B. Ghalem, A. Bendiabdellah** : « Scalar control for six phase matrix converter fed double star induction motor », LDEE laboratory, University of sciences and the technology of Oran "Mohamed BOUDIAF" (USTO), Algeria, Volume 10, Number 1, 2010.
- [8] **K. Marouani, F. Khoucha, A. Kheloui, L. Baghli and D.Hadiouche** : « Study and simulation of direct torque control of double-star induction motor drive », UER-Electrotechnique, EMP, BP17-16111-Bordj El-Bahri, Algiers, Algeria, GREEN, Vandoeuvre-les-Nancy, Cedex, France.
- [9] **K. Marouani, L. Baghli, D. Hadiouche, A. Kheloui, A. Rezzoug** : « Discontinuous SVPWM techniques for double star induction motor drive control », 2006, IEEE.

[10] **H. Amimeur** : « Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement », Mémoire de Magister, 2008.

[11] **H. Amimeur** : cours master2 : « commande d'ensembles convertisseurs-machines ».

[12] **Gang Li, Kai Sun, Lipei Huang**: «A novel algorithm for space vector modulated two-stage matrix converter », Department of Electrical Engineering, Tsinghua University Beijing 100084, CHINA.

[13] **Agkhaton L. Bottenberg, Gabriel D. Lozano, Adriano Péres, Sérgio V. G. Oliveira** : « indirect matrix converter for AC induction motor drive: experimental results » congresso Brasileiro de automatico, departamento de engenharia elétrica e de telecomunicações, Universidade Regional de Blumenau from Brazil

[14] **K. Ghedamsi** : « Contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence application à la conduite de la machine synchrone ». Thèse doctorat ENP année 2008.

[15] **F. Gruson** « modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse », Thèse de doctorat de l'école centrale de Lille.

[16] **Matti Jussila** : « comparaison of space vector modulated direct and indirect matrix converter in low-power application », Tampere University of technology, publication 686.

[17] **Meng Yeong Lee** : « Three-level neutral-point-clamped matrix converter topology », MSc in Electrical Engineering, the University of Nottingham.

[18] **Roberto A. Petrocelli** : « new modulation method for matrix converters », A thesis submitted to the University of Manchester for the degree of Doctor of Philosophy in the Faculty of Science and Engineering. May 2002.

[19] **K. Sangshin, and amid A. Toliyat** member IEEE : « An approach for matrix converter based Induction motor drive with unity power factor and minimum switching losses » , Texas A&M University, College Station.

- [20] **K. Sangshin, K. Taehyung**: « Design of matrix converter topology and modulation algorithms with shorted and opened failure tolerance », IEEE,2008.
- [21] **H .Yantour, J.saadi, A.Khoumsi** : « Modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone ». 6e Conférence Francophone de Modélisation et Simulation – MOSIM'06 – du 3 au 5 avril 2006 –Rabat – Maroc.
- [22] **Ana .M.llor** : « Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones a aimants permanent », Thèse doctorat université de CARLOS III de MADRID année, 2003, N° de ordre 03 ISAL 0013.
- [23] **R.Toufouti** : « Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone », université de Constantine, 2008
- [24] **A. Dissa** : « Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire », mémoire de magister, université de BATNA, 2010
- [26] **C.Canudas de Wit** : « modélisation, contrôle vectoriel et DTC : commande des moteurs asynchrone-volume », Livre.
- [27] **A.Azib** : « Etude et commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels », mémoire de magister, université de BEJAIA, 2009
- [28] **A. Elbacha, M. T.lamchich, M.cherkaoui** : « Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone (système de régulation de vitesse avec anti-emballement) »
- [29] **M.Ammeur** : « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimant permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants », université de BATNA, 2005
- [30] **R.Abdelli** : « Différentes stratégies du contrôle direct du couple d'une machine asynchrone », université de BEJAIA, 2003

Résumé

Dans ce document, notre objectif a été d'étudier et commander une MASDE alimentée par convertisseurs matriciels indirects, est supposée être pilotée à l'aide d'une commande directe du couple. Pour cela nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone double étoile qui est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants, et le convertisseur matriciel indirect ainsi que sa technique de commande : la modulation vectorielle. Puis on a effectué des tests de simulation pour vérifier et comparer nos résultats avec les travaux déjà publiés. Afin de bénéficier des avantages procurés par la MASDE (fiabilité, segmentation de puissance, fabrication simple et moins de problèmes de maintenance). On a développé une stratégie de commande basée sur le contrôle direct du couple d'une MASDE alimentée par convertisseurs matriciels indirects. Elle se présente comme alternative à la commande à flux rotorique orienté. De fait que les grandeurs de commande sont estimées à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'utilisation d'un capteur mécanique.

Mots Clés:

Machine asynchrone double étoile (MASDE), convertisseur matriciel indirect, stratégie de modulation vectorielle, contrôle direct du couple.