

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université A. Mira Béjaïa



Faculté de technologie

Département de Génie Electrique

Mémoire de fin de cycle

En vue de l'obtention du diplôme de Master académique en
Électrotechnique

Option : Commande des Systèmes Electriques



Etude et Commande d'un Convertisseur à Neuf Interrupteurs dédié à L'alimentation d'une Machine Asynchrone Double Etoile

Présenté par :

HAMCHAOUI Arezki & YAHIAOUI Youghourta

Soutenu le : 02/01/2017

Devant le jury composé de:

Mr. SAOU Rachid

Président

Mr. AZIB Ahmed

Promoteur

Mr. ALOUI Loucif

Examineur

Année Universitaire : 2016/2017

Remerciements

Remerciements

Louange à ALLAH, le tout puissant, qui nous a donné le courage, la force et la patience d'achever ce modeste travail.

Nous voulons témoigner notre gratitude à notre promoteur M' AZIB Ahmed pour ses encouragements, son aide et ses précieux conseils qui nous ont permis de mener notre travail à bon port.

Nos vifs remerciements s'adressent aux membres de jury M' SAOU Rachid et M' ALOUI Loucif qui ont pris la peine d'évaluer notre travail et de l'enrichir avec leurs suggestions.

Nous témoignons notre profonde reconnaissance à M' GHEDAMSI Kaci pour ses aides, suggestions et discussions constructives sur certains points de ce mémoire.

Nous voulons aussi remercier nos parents, tous les membres de nos familles.

Nos remerciements vont également à nos amis, nos collègues et nos enseignants.

Ainsi qu'à toutes les personnes qui ont contribuées de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce mémoire

A mes très chers parents.

Pour leurs soutiens, leurs encouragements, et leurs sacrifices.

Que Dieu leurs accorde longue vie.

*A mon frère **Hicham**.*

*A ma sœur **Souad**.*

A toute ma famille

*A une personne très chère : **Kahou**.*

A mes amis.

Et à tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce travail.

Jugurtha.

Je dédie ce travail :

*A la mémoire de mon **père**, qui m'a toujours soutenu et motivé durant toutes ces années d'études
et avec lequel j'aurai tant aimé partager le plaisir de cet événement.*

Puisse Dieu le Tout Puissant l'avoir en sa sainte miséricorde.

*A ma chère **maman**, en récompense de son sacrifice qui m'a servit et servirait tout au
long de ma vie. Que dieu lui accorde longue vie auprès de nous.*

*A ma chère sœur : **Wassila***

*A celle qui mérite tout le bonheur du monde, quoi que je fasse je ne pourrai jamais te remercier
pour tous tes sacrifices : tante **Kouka***

A Mr OURABAH Hocine ainsi qu'à toute sa famille

A toute ma famille.

A mes amis.

A tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce modeste travail.

Arezki.

Sommaire

Sommaire

Notations	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Introduction générale	1

CHAPITRE I

Présentation et modélisation de la machine asynchrone double étoile

I. Les machines multiphasées	3
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	5
I.3.Avantages des machines multiphasées	6
I.3.1.Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques	6
I.3.2.Segmentation de puissance	6
I.3.3.Fiabilité	7
I.4.Inconvénients des machines multiphasées	7
I.5.Applications de la machine multiphasée	7
I.6.Choix de la machine asynchrone double étoile	8
I.7.Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile	8
I.8.Modélisation de la machine asynchrone double étoile	9
I.8.1.Description	9
I.8.2.Hypothèses simplificatrices	9
I.8.3.Modèle de la machine asynchrone double étoile	10
I.8.3.1.Equations électriques	10
I.8.3.2.Equation magnétique	10
I.8.4.Modèle de Park pour la machine asynchrone double étoile	12
I.8.5.Transformation de Park	13
I.8.6.Application de la transformation de Park à la machine asynchrone double étoile	13
I.8.6.1.Equations des tensions	14
I.8.6.2.Equations des flux	14
I.8.6.3.Equation mécanique	15
I.9.Simulations et interprétation des résultats	16
I.9.1.Démarrage direct de la machine asynchrone double étoile	16
I.10.Conclusion	18

CHAPITRE II
Les variateurs de vitesse de la machine asynchrone double étoile

I. Introduction	19
II. Les variateurs de vitesse	19
II.1. Le cycloconvertisseur	19
II.1.1. Avantages et inconvénients du cycloconvertisseur	20
II.1.1.1 Avantages du cycloconvertisseur	20
II.1.1.2. Inconvénients du cycloconvertisseur	20
II.2. Onduleurs triphasé de tensions	21
II.2.1. Présentation et modélisation de l'onduleur	21
II.2.2. Principe de la commande MLI « Sinus-Triangle »	22
II.3. Onduleur hexaphasé de tension	23
II.3.1. Evaluation de la configuration (onduleur hexaphasé)	24
II.4. Le convertisseur à neuf interrupteurs	24
II.4.1. Introduction	24
II.4.2. Présentation du convertisseur à neuf interrupteurs	25
II.4.3. Tableau de comparaison	26
II.4.4. Modélisation du convertisseur à neuf interrupteurs	26
II.4.5. Technique de commande MLI appliquée au convertisseur à neuf interrupteurs	27
II.4.5.1. Stratégie de commande	28
II.4.5.2. Simulation numérique	31
II.4.5.3. Interprétation du résultat	31
II.4.6. Résultats de simulation du convertisseur à neuf interrupteurs commandé par MLI	31
II.4.6.1. Simulation numérique	31
II.4.6.2. Interprétation des résultats	34
II.5. Association convertisseur à neuf interrupteurs-machine asynchrone double étoile	35
II.5.1. Simulation et interprétation des résultats	35
II.6. Conclusion	37

CHAPITRE III
Commande directe du couple d'une MASDE alimentée par un convertisseur à neuf interrupteurs

III.1. Introduction	39
III.2. Principes généraux sur la commande DTC	39
III.3. Caractéristiques de la commande directe du couple	39

III.3.1. Avantages par rapport aux commandes conventionnelles	39
III.3.2. Inconvénients majeurs de la commande directe du couple	40
III.4. Contrôle direct du couple de la machine asynchrone double étoile	40
III.4.1. Transformation de Concordia	40
III.5. Estimation du flux et du couple	41
III.5.1. Estimation du flux statorique	41
III.5.2. Estimation du couple électromagnétique	42
III.6. Les Correcteurs	42
III.6.1. Le correcteur de flux	42
III.6.2. Correcteurs de couple	43
III.7. Choix du vecteur de tension	44
III.7.1. Elaboration de la table de commutation	44
III.8. Stratégie de commande directe du couple	45
III.9. Simulation numérique	46
III.9.1. Interprétation des résultats	46
III.10. Conclusion	48
<hr/>	
Conclusion générale	50
<hr/>	

Bibliographie

Annexe

Notations

Notations et abréviations

α	Angle électrique de décalage entre les deux étoiles
a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}	Indices correspondants aux trois phases du stator 1
a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}	Indices correspondants aux trois phases du stator 2
a_r, b_r, c_r	Indices correspondants aux trois phases du rotor
θ_r	Angle électrique de décalage entre le stator 1 et le rotor
$\theta_r - \alpha$	Angle électrique de décalage entre le stator 2 et le rotor
ω_r	Pulsation électrique fondamentale des grandeurs rotorique
$[v_{s1}], [v_{s2}], [v_r]$	Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques
$[i_{s1}], [i_{s2}], [i_r]$	Vecteurs des courants statoriques et rotoriques
$[\varphi_{s1}], [\varphi_{s2}], [\varphi_r]$	Vecteurs des flux statoriques et rotoriques
$[r_{s1}], [r_{s2}], [r_r]$	Matrices des résistances statoriques et rotoriques
$r_{abc\ s1,s2}$	Resistances triphasés correspondantes au stator 1 et stator 2
$r_{abc\ r}$	Resistances triphasés correspondantes au rotor
$v_{abc\ s1,s2}$	Tensions triphasées correspondantes au stator 1 et stator 2
$v_{abc\ r}$	Tensions triphasées correspondantes au rotor
$i_{abc\ s1,s2}$	Courants triphasés correspondants au stator 1 et stator 2
$i_{abc\ r}$	Courants triphasés correspondants au rotor
$\varphi_{abc\ s1,s2}$	Flux triphasés correspondants au stator 1 et stator 2
$\varphi_{abc\ r}$	Flux triphasés correspondants au rotor
L_{s1}	Inductance propre d'une phase de l'étoile 1
L_{s2}	Inductance propre d'une phase de l'étoile 2
L_r	Inductance propre d'une phase du rotor
L_{ms}	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique
L_{mr}	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique
L_{rs}	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor
$[L_{1,1}], [L_{2,2}]$	Matrices des inductances mutuelles statorique 1,2
$[L_{r,r}]$	Matrices des inductances mutuelles rotorique
$[L_{1,2}]$	Matrices des inductances mutuelles stator 1-stator 2
$[L_{1,r}]$	Matrices des inductances mutuelles stator 1-rotor
$[L_{2,r}]$	Matrices des inductances mutuelles stator 2-rotor
θ	Angle électrique de décalage entre le stator 1 et l'axe d

$\theta - \alpha$	Angle électrique de décalage entre le stator 1 et l'axe d
V_{ds1}, V_{qs1}	Tensions de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)
V_{ds2}, V_{qs2}	Tensions de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)
V_{dr}, V_{qr}	Tensions rotoriques dans le référentiel de Park (d,q)
$\varphi_{ds1}, \varphi_{qs1}$	Flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)
$\varphi_{ds2}, \varphi_{qs2}$	Flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)
$\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$	Flux rotorique dans le référentiel de Park (d,q)
$\varphi_{md}, \varphi_{mq}$	Flux magnétisant dans le repère de Park (d,q)
i_{ds1}, i_{qs1}	Courants de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)
i_{ds2}, i_{qs2}	Courants de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)
i_{dr}, i_{qr}	Courants rotoriques dans le référentiel de Park (d,q)
ω_s	Pulsation électrique fondamentale des grandeurs statoriques
ω_{gl}	Pulsation électrique fondamentale du glissement
J	Moment d'inertie
Ω	Vitesse mécanique de rotation du rotor
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple de charge (résistant)
K_f	Coefficient de frottement
p	Nombre de paires de pôles
$[P(\theta)]$	Matrice de Park
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de Park inverse
MASDE	Machines asynchrone double étoile
MLI	Modulation de largeur d'impulsions
u_{12}, u_{23}, u_{31}	Tensions composés dans le stator 1
u_{45}, u_{56}, u_{64}	Tensions composés dans le stator 2
E	Tension d'alimentation continue du convertisseur
M	Indice de modulation
f_r	Fréquence des modulatrices
f_p	Fréquence de la porteuse
DTC	Direct torque control (commande directe du couple)

Liste des figures

Liste des figures

Figures	Titres	Pages
<i>Fig. I.1</i>	Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6 phases	8
<i>Fig. I.2</i>	Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MASDE.	9
<i>Fig. I.3</i>	Représentation angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.	12
<i>Fig. I.4</i>	Représentation des enroulements de la machine sur le système de Park	13
<i>Fig. I.5</i>	Comportement de la machine asynchrone double étoile à vide	16
<i>Fig. I.6</i>	Comportement de la machine asynchrone double étoile en charge	17
<i>Fig. II.1</i>	Schéma classique d'un cycloconvertisseur triphasé	19
<i>Fig. II.2</i>	Schéma de l'onduleur triphasé de tension	21
<i>Fig. II.3</i>	Principe de la MLI sinus-triangle	22
<i>Fig. II.4</i>	Forme d'onde de la porteuse et de la modulatrice	23
<i>Fig. II.5</i>	Forme de la tension a la sortie de l'onduleur	23
<i>Fig. II.6</i>	Schéma électrique d'un onduleur de tension hexaphasé	23
<i>Fig. II.7</i>	Schéma électrique du convertisseur à neuf interrupteurs	25
<i>Fig. II.8</i>	Les deux méthodes de génération du signal q_a	28
<i>Fig. II.9</i>	Schéma fonctionnel de la stratégie de commande	28
<i>Fig. II.10</i>	La forme sinusoidale et triangulaire pour les machines asymétrique ($\alpha = 30^\circ$)	31
<i>Fig. II.11</i>	Résultats de simulation pour une fréquence de 50 Hz	33
<i>Fig. II.12</i>	Résultats de simulation pour une fréquence de 25 Hz	34
<i>Fig. II.13</i>	Performances de la machine asynchrone doubles étoile alimentée par le convertisseur à neuf interrupteurs	37
<i>Fig. III.1</i>	(a) Sélection des tensions V_i pour contrôler le flux, (b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux	42
<i>Fig. III.2</i>	Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple électromagnétique	43
<i>Fig. III.3</i>	Partition du plan complexe en six secteurs	45
<i>Fig. III.4</i>	Schéma de principe de la commande directe du couple d'une MASDE alimentée par le convertisseur à neuf interrupteurs	45

<i>Fig. III.5</i>	Variation du module du flux et réponse à un changement de référence du couple	46
<i>Fig. III.6</i>	Dynamique du couple et du flux	47
<i>Fig. III.7</i>	Ondulations du couple et du flux autour de leur valeur de référence	47
<i>Fig. III.8</i>	Forme, inversement et déphasage des courants statoriques	47

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableaux	Titres	pages
<i>Tab. I.1</i>	Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (Machines multiphasées de type 1)	5
<i>Tab. I.2</i>	Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair (machines multiphasées de Type 2)	6
<i>Tab. II.1</i>	Tableau de comparaison entre les variateurs de vitesse	26
<i>Tab.III.1</i>	La table de commutation	44

Introduction générale

Introduction générale

Dans le domaine de la vitesse variable, l'utilisation de la machine asynchrone est due à ses multiples avantages tels que sa robustesse, la simplicité de sa structure, son poids, sa taille mais surtout son peu de maintenance et son faible coût et permet de répondre à des cahiers de charges très exigeants en terme de performances. [01]

Afin d'assurer une motorisation pour des applications de fortes puissances, la solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine en utilisant des machines multiphasées (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois), alimentées par un onduleur ayant autant de bras que de phases. En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus élevé de bras, chacun est alors dimensionné pour une puissance réduite, ce qui permet d'obtenir des fréquences de commutations plus élevées et donc des ondulations de courants et de couple amoindries. [02]

Les machines multiphasées sont présentes dans les domaines de la propulsion électrique de navires, la traction ferroviaire, ainsi que l'industrie pétrochimique, etc.

L'une des machines multiphasées les plus courantes est la machine asynchrone double étoile (MASDE) qui comprend deux bobinages statoriques triphasés fixes et un bobinage rotorique mobile. Les deux étoiles sont déphasées entre elles d'un angle électrique ($\alpha=\pi/6$) chacune d'elle comporte trois enroulements, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique ($2\pi/3$) et sont alimentés par un système de tensions équilibrées, ce qui en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer.

Cependant, la MASDE est commandée traditionnellement par un onduleur à commande MLI. Avec le progrès en électronique de puissance, d'autres structures de convertisseurs apparaissent et vont vers des topologies de plus en plus réduites. Le convertisseur à neuf interrupteurs est l'une de ces structures récemment proposées pour remplacer l'onduleur hexaphasé (ou la mise en parallèle de deux onduleurs) conventionnelle pour l'alimentation de la machine asynchrone double étoile.

Dans ce mémoire, nous avons comme objectif l'étude et la commande d'une nouvelle structure de convertisseur à interrupteurs réduits nommé le convertisseur à neuf interrupteurs qui est une topologie récemment proposée. Ce convertisseur sera dédié à l'alimentation de la machine asynchrone double étoile pour remplacer l'alimentation conventionnelle.

Le chapitre I de ce travail sera consacré à la machine asynchrone double étoile où on va d'abord présenter brièvement les machines multiphasées en citant leurs caractéristiques, avantages et inconvénients ainsi que leurs domaines d'applications. Ensuite, on aura à modéliser la machine asynchrone double étoile à partir de son système d'équation pour étudier son comportement dynamique sous Matlab/Simulink.

Dans le chapitre II, on présentera certains variateurs de vitesse qu'on peut utiliser pour l'alimentation de la machine asynchrone double étoile. Par la suite, on s'intéressera particulièrement au convertisseur à neuf (09) interrupteurs, on aura à présenter sa structure, trouver son modèle mathématique, et lui élaborer une stratégie de commande convenable et étudier ses performances sous Matlab/Simulink et PSIM. Après, on utilisera ce même convertisseur à l'alimentation de la machine asynchrone double étoile et illustrer les résultats de cette association.

Enfin, dans le chapitre III, on introduira une commande en boucle fermée qui est le contrôle direct du couple (DTC) et interpréter les performances de cette dernière sur l'ensemble de la machine asynchrone double étoile alimentée par le convertisseur à neuf interrupteurs.

Nous terminons par une conclusion générale sur les travaux réalisés dans ce mémoire et l'exposition de quelques perspectives de recherche.

Chapitre I

Présentation et modélisation de la machine asynchrone double étoile

I. Les machines multiphasées

I.1. Introduction

L'avènement des entraînements à moteur alimentés par onduleur a supprimé les limites du nombre de phases du moteur. Ce fait a permis de concevoir la machine avec plus de trois phases et a provoqué l'investigation et les applications croissantes des entraînements des moteurs multiphasés.

Des degrés de liberté supplémentaires dans les machines multiphasées sont utilisés pour améliorer la performance globale du système. Ils peuvent être utilisés pour améliorer la fiabilité d'un système multiphasé pour améliorer la capacité de production de couple de la machine en injectant des harmoniques de courant ou pour commander des multi-moteurs à partir d'un seul onduleur. [03]

Ce chapitre sera consacré à la présentation des machines multiphasées en donnant quelques généralités (caractéristiques, applications,...etc.). Puis, nous tournons vers un cas particulier des machines multiphasées : la machine asynchrone double étoile où on va modéliser et étudier son comportement et illustrer les résultats obtenus.

I.2. Caractéristiques des machines multiphasées :

Suite au nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator, on classera les machines multiphasées en deux types. On cite les machines multiphasées de type 1 et les machines multiphasées de type 2.

I.2.1. Machines multiphasées de type 1 :

Dans ce type de machines qui sont appelées aussi machines multi-étoile, le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en q étoiles triphasées.

$$q = 3n \quad \text{Tel que } (n = 1, 2, 3, 4, 5, \dots).$$

Pour un nombre donné de phases, il est possible d'avoir plusieurs configurations suivant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes.

En effet, une machine double étoile dont le nombre de phases statoriques $q = 6$ et les étoiles sont décalées $\alpha = \frac{\pi}{6}$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \frac{\pi}{3}$

Or, pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un nombre équivalent de phases, noté q_α , dont la définition est comme suit : $q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$. [04]

Le tableau I.1 donne le détail de quelques exemples des machines multi-étoile :

Nombre de Phases (q)	Nombre équivalent de phase (q α)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	

12	6	$\frac{\pi}{6}$	
----	---	-----------------	--

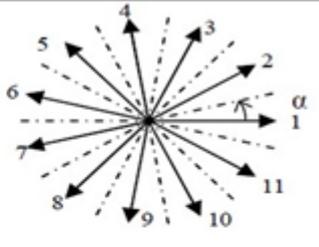
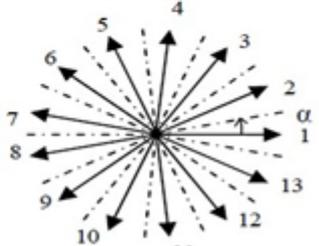
Tab. I.1. Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois
(Machines multiphasées de type 1)

I.2.2. Machines multiphasées de type 2 :

Dans ce type de machines, le nombre de phases statoriques est un nombre impair. Si α représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées $\frac{2\pi}{q} = 2\alpha$. On a donc toujours $q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$. [04]

Le tableau I.2 donne le détail de quelques exemples de machines multiphasées de type 2.

Nombre de Phases (q)	Nombre équivalent de phase (q_α)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	

11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

Tab. I.2. Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair (machines multiphasées de Type 2)

I.3. Avantages des machines multiphasées :

L'utilisation des machines multiphasées est due aux avantages qu'elles possèdent par rapport aux machines conventionnelles. Parmi ces avantages, on cite :

1. La minimisation des ondulations du couple électromagnétiques lorsque la machine est alimentée par des convertisseurs statiques (onduleur) et la minimisation des pertes rotoriques.
2. La segmentation de puissance
3. La fiabilité

I.3.1. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques :

Les machines polyphasées permettent la réduction des ondulations de couple (période et amplitude) parce que les harmoniques cinq et sept sont naturellement minimisés dans ces machines. Pratiquement, une machine multiphasée a des pertes rotoriques moindre qu'une machine triphasée. [05], [02]

I.3.2. Segmentation de puissance :

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. 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 des courants et du couple. Ainsi la segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées. [04]

I.3.3. Fiabilité :

Lorsqu'on alimente une machine asynchrone triphasée par un onduleur, il est possible qu'un bras de l'onduleur soit défectueux ; alors, la machine fonctionne avec seulement deux bras. A cet effet, des pertes de contrôle de la machine seront engendrées ainsi que des ondulations du couple de grandes amplitudes.

Dans le cas des machines multiphasées, au moins trois phases restent actives, ce qui permet d'éviter la contrainte posée avec la machine asynchrone triphasée. Ainsi, Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine. [02]

I.4. Inconvénients des machines multiphasées :

Cependant, la machine multiphasée présente des inconvénients tels que :

Certains harmoniques de temps (harmoniques des courants statoriques) ne contribuent pas à la création d'onde de f.m.m. Ces harmoniques de courants ne circulent donc qu'au stator. Dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension, l'impédance vue par ces harmoniques peut donc être faible, ce qui provoque des harmoniques de courants d'amplitude importante.

Cette apparition de courants harmoniques de circulation constitue l'inconvénient majeur des machines polyphasées alimentées par onduleur de tension.

Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine. Mais plus la puissance augmente, moins le problème devient significatif.

La multiplication du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est donc nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée (contrôle du convertisseur statique) spécifiques et adaptées. [06]

I.5. Applications de la machine multiphasée :

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées.

Parmi ces applications, on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc.

Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne (*Fig. I.1*), la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux. [04]

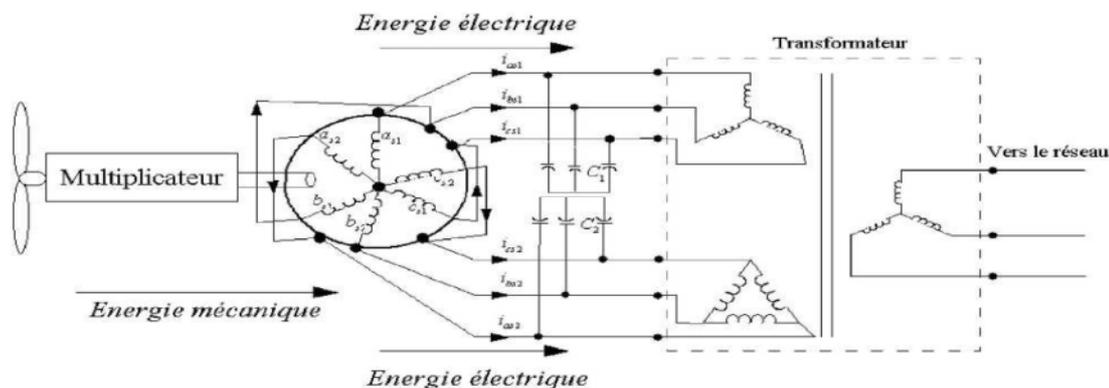


Fig. I.1. Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6 phases

I.6. Choix de la machine asynchrone double étoile :

Le choix de la machine asynchrone double étoile est motivé par le fait qu'elle est la machine multiphasée la plus courante, sans doute par ce qu'elle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué. [01]

I.7. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile :

Les courants statoriques de la machine asynchrone double étoile créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimentée par des courants triphasés et l'étoile 2 alimentée par les mêmes courants triphasés mais décalée d'un angle $\alpha = 30^\circ$). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques « f_s » c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme.

Ces deux champs tournants, produits par les deux enroulements statoriques, vont induire des courants dans les barres du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celle du synchronisme ($\omega < \omega_s$). Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor, ce qui fait que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse de glissement: $\omega_{gl} = \omega_s - \omega$. On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor. [04]

I.8. Modélisation de la machine asynchrone double étoile : [01]

I.8.1. Description :

La machine asynchrone double étoile est une machine qui comporte deux bobinages statoriques fixes couplés en étoile et déphasés entre eux d'un angle α ($\alpha = 30^\circ$) et un bobinage rotorique mobile.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par une source de tension triphasée, à fréquence et amplitude identiques, mais déphasées entre elles d'un angle β ($\beta = \alpha = 30^\circ$).

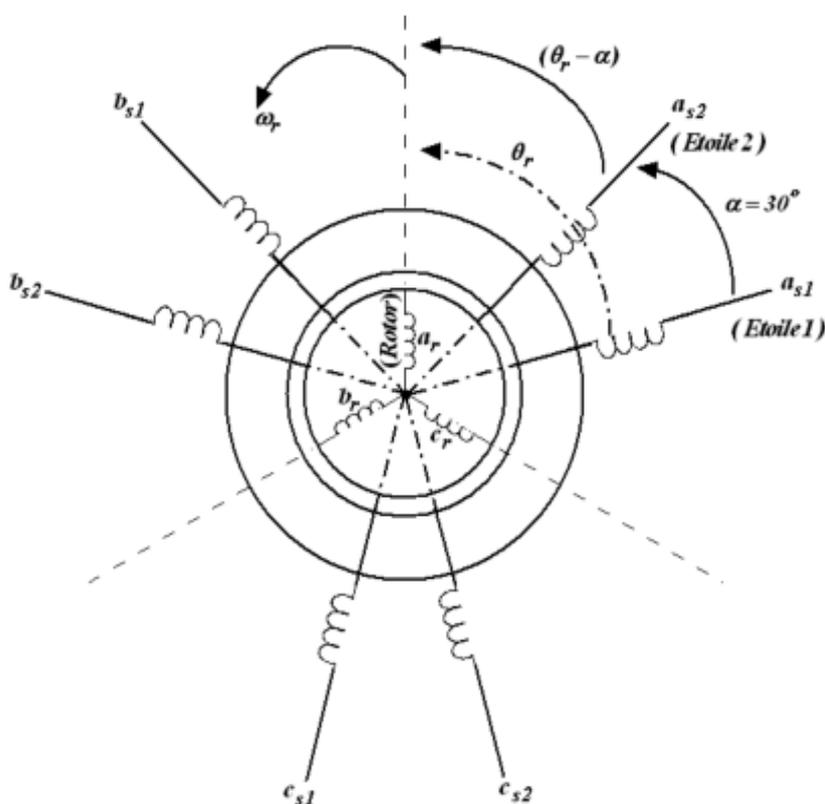


Fig. I.2. Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MASDE.

I.8.2. Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ces enroulements et sa propre composante géométrique, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de la configuration exacte.

Cependant, le modèle qu'on adoptera tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable
- Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire)

I.8.3. Modèle de la machine asynchrone double étoile :

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus et la notation des vecteurs des grandeurs tension, courant et flux, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

I.8.3.1. Equations électriques :

$$[v_{s1}] = [r_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s1}] \quad (I.1)$$

$$[v_{s2}] = [r_{s2}][i_{s2}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s2}] \quad (I.2)$$

$$[v_r] = [r_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \quad (I.3)$$

Avec :

$$[v_{s1}] = \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix}; [i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}; [\varphi_{s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as1} \\ \varphi_{bs1} \\ \varphi_{cs1} \end{bmatrix}; [r_{s1}] = \text{diag}[r_{as1} \ r_{bs1} \ r_{cs1}] \quad (I.4)$$

$$[v_{s2}] = \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix}; [i_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix}; [\varphi_{s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as2} \\ \varphi_{bs2} \\ \varphi_{cs2} \end{bmatrix}; [r_{s2}] = \text{diag}[r_{as2} \ r_{bs2} \ r_{cs2}] \quad (I.5)$$

$$[v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}; [r_r] = \text{diag}[r_{ar} \ r_{br} \ r_{cr}] \quad (I.6)$$

I.8.3.2. Equation magnétique :

Les équations des flux statoriques (étoiles 1 et 2) et rotoriques en fonction des courants sous forme matricielle sont données par :

$$\begin{bmatrix} [\varphi_{s1}] \\ [\varphi_{s2}] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Avec :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_{s1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_{s2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & L_{mr} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{mr} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{mr} \cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_r + L_{mr}) & L_{mr} \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{mr} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{mr} \cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[L_{s1,s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$[L_{s1,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$[L_{s2,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha - \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Les sous matrices :

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

Avec :

$$L_{ms} = L_{mr} = L_{sr} = \frac{2}{3}L_m$$

I.8.4. Modèle de Park pour la machine asynchrone double étoile :

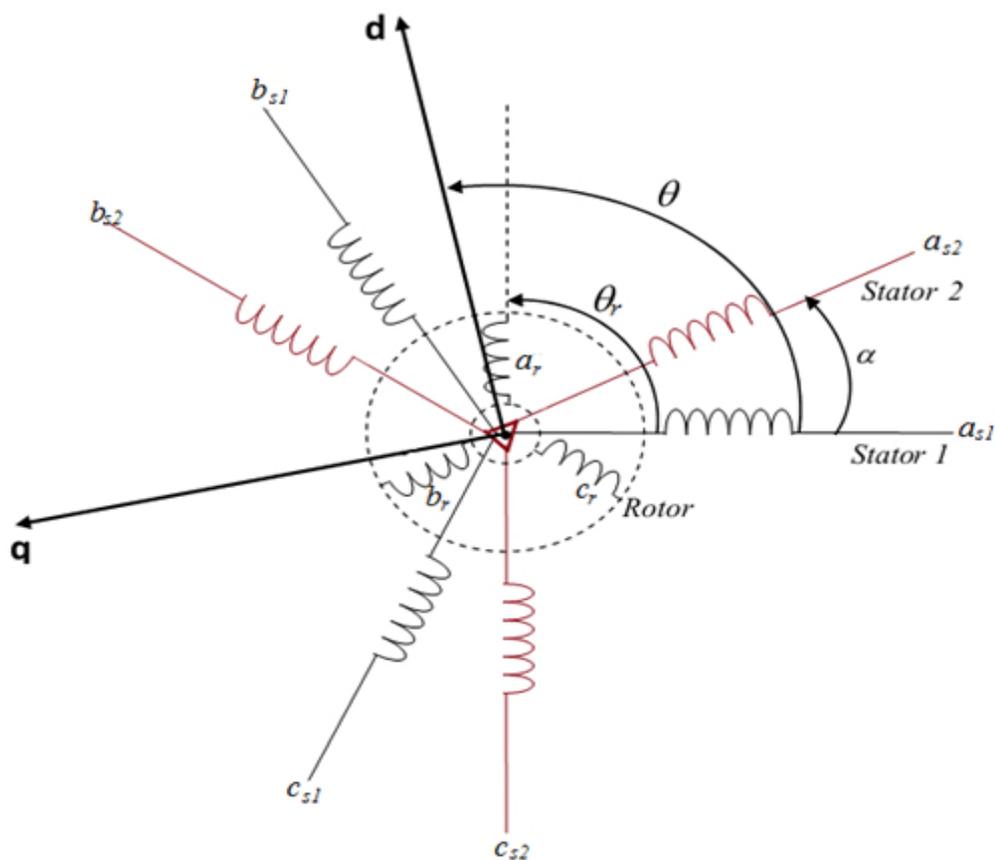


Fig. I.3. Représentation angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.

Avec :

- $(\alpha_{s1} b_{s1} c_{s1})$ et $(\alpha_{s2} b_{s2} c_{s2})$ présente les deux systèmes d'axe, stator1 stator2 respectivement.
- $(\alpha_r b_r c_r)$ Présente les trois phases du rotor.
- θ : Angle de transformation de Park au stator.
- θ_r : Angle entre phase1 du stator1 et phase1 du rotor.

I.8.5. Transformation de Park :

Pour modéliser la machine asynchrone double étoile, on doit passer par la transformation du système triphasé au système biphasé. Pour cela, on applique les matrices de passage de Park direct et inverse suivantes :

- Pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

- Pour l'étoile 2 et le rotor, on remplace θ par $(\theta - \alpha)$ et puis par $(\theta_{gl} = \theta - \theta_r)$ respectivement.

I.8.6. Application de la transformation de Park à la machine asynchrone double étoile :

La transformation de Park est le passage des grandeurs électriques et magnétique (courant, tension, flux) de l'axe triphasé à l'axe biphasé, en faisant appel à l'angle entre les axes des enroulements réels $(a_{s1}b_{s1}c_{s1})$, $(a_{s2}b_{s2}c_{s2})$, $(a_r b_r c_r)$ et les nouveaux axes (d,q).

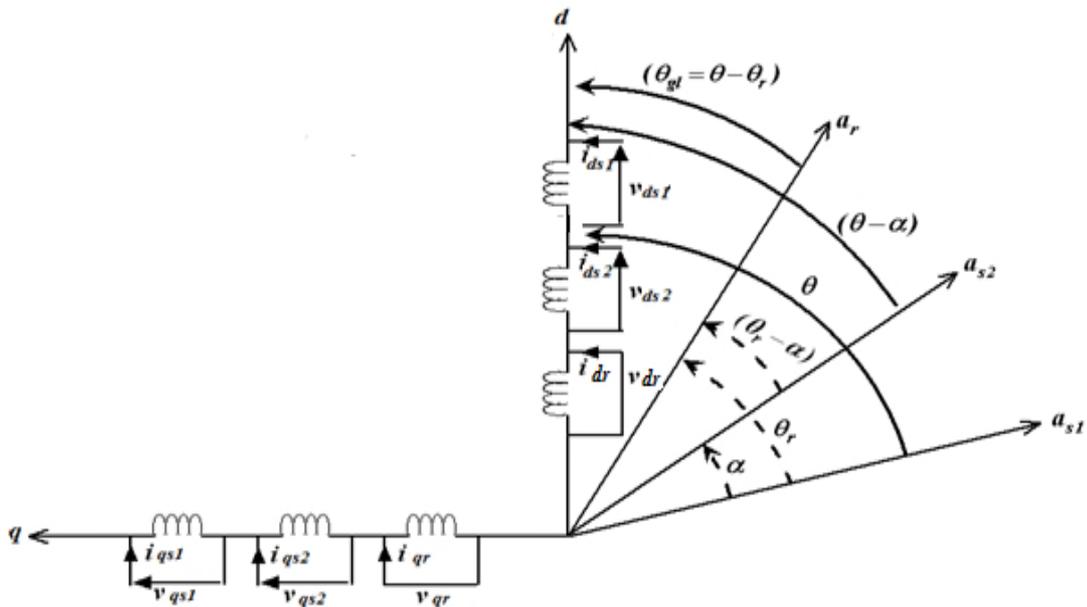


Fig. I.4. Représentation des enroulements de la machine sur le système de Park

I.8.6.1. Equations des tensions :

En choisissant le référentiel lié au champ tournant et en appliquant la transformation de Park aux équations (I.1), (I.2) et (I.3) nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{ds1} = r_{s1}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ V_{qs1} = r_{s1}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds1} \\ V_{ds2} = r_{s2}i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs2} \\ V_{qs2} = r_{s2}i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds2} \\ 0 = r_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\varphi_{qr} \\ 0 = r_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

I.8.6.2. Equations des flux :

Les expressions des flux en fonction des courants sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Sachant que :

$$L_m = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{rs} \quad : \text{Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator 1 ou stator 2}$$

$$\begin{cases} L_{s1} = L_{s2} \\ r_{s1} = r_{s2} \end{cases} \quad : \text{Stator 1 et stator 2 sont identiques}$$

Nous posons :

$$\begin{cases} \varphi_{md} = L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{mq} = L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

En remplaçant (I.18) dans (I.17) et puis dans (I.16) on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} = v_{sd1} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}}(\varphi_{sd1} - \varphi_{md}) + w_s \varphi_{sq1} \\ \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} = v_{sq1} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}}(\varphi_{sq1} - \varphi_{mq}) - w_s \varphi_{sd1} \\ \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} = v_{sd2} - \frac{r_{s2}}{L_{s2}}(\varphi_{sd2} - \varphi_{md}) + w_s \varphi_{sq2} \\ \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} = v_{sq2} - \frac{r_{s2}}{L_{s2}}(\varphi_{sq2} - \varphi_{mq}) - w_s \varphi_{sd2} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = v_{rd} - \frac{r_r}{L_r}(\varphi_{rd} - \varphi_{md}) + (w_s - w_r)\varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = v_{rq} - \frac{r_r}{L_r}(\varphi_{rq} - \varphi_{mq}) - (w_s - w_r)\varphi_{rd} \end{array} \right. \quad (I.19)$$

Sachant que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{md} = \left(\frac{\varphi_{sd1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{sd2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{rd}}{L_r} \right) \cdot L_a \\ \varphi_{mq} = \left(\frac{\varphi_{sq1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{sq2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{rq}}{L_r} \right) \cdot L_a \end{array} \right. \quad (I.20)$$

$$L_a = \frac{1}{\left(\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} \right)} \quad (I.21)$$

I.8.6.3. Equation mécanique :

L'équation mécanique de la machine peut s'écrire comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \cdot \Omega \quad (I.22)$$

Le couple électromagnétique dans le repère de Park est donné par l'équation suivante :

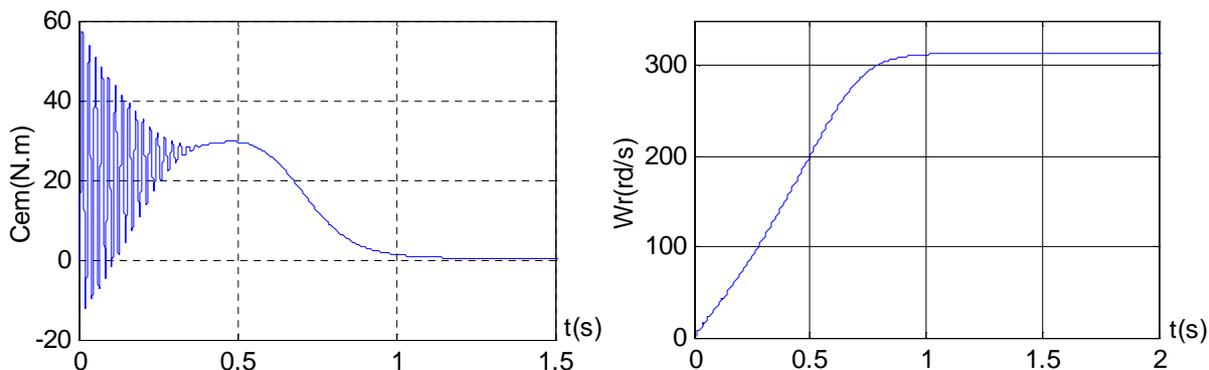
$$C_{em} = p(\varphi_{ds1}i_{qs1} + \varphi_{ds2}i_{qs2} - \varphi_{qs1}i_{ds1} - \varphi_{qs2}i_{ds2}) \quad (I.23)$$

I.9. Simulations et interprétation des résultats :

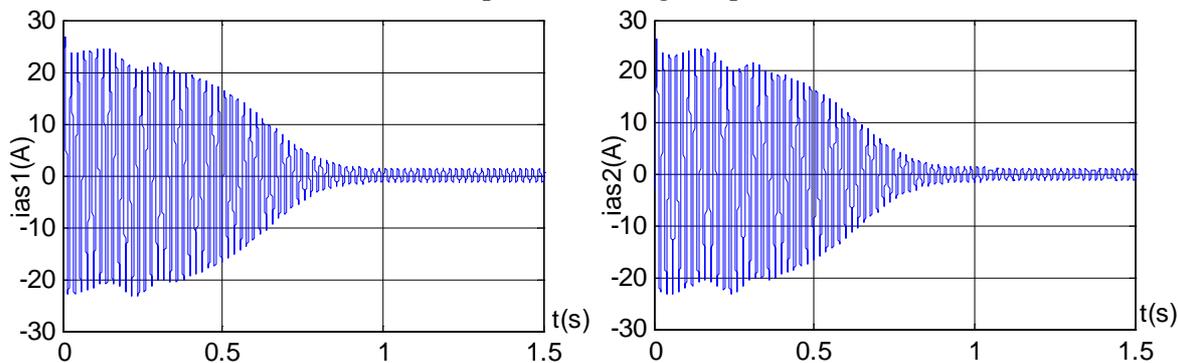
Les résultats de simulation sont obtenus avec les paramètres définis dans l'annexe.

I.9.1. Démarrage direct de la machine asynchrone double étoile :

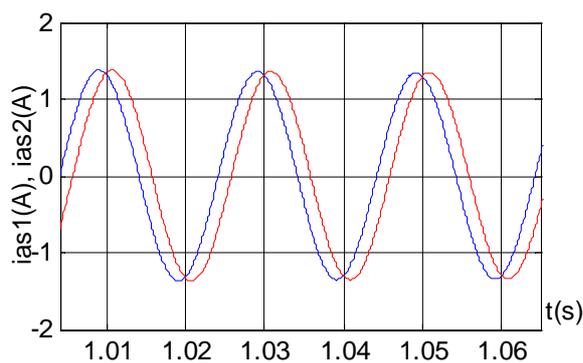
- A vide :



(a) Le couple électromagnétique et la vitesse



(b) Les courants statoriques i_{as1} et i_{as2}



(c) Forme et déphasage des courants statoriques i_{as1} et i_{as2}

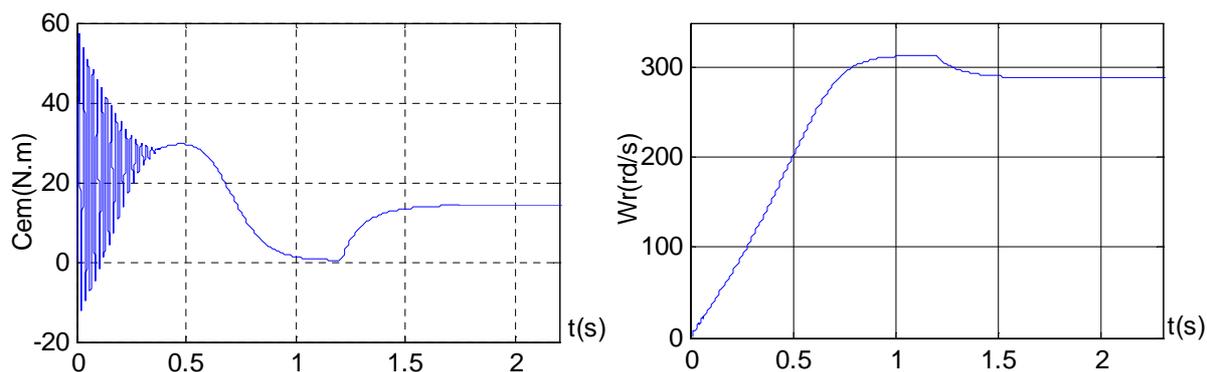
Fig. I.5. Comportement de la machine asynchrone double étoile à vide

Au démarrage de la machine, on note tout d'abord l'appel des courants statoriques qui est de 26A, ensuite, (à partir de 0.85 s), il se stabilise à une valeur de 1,3A et suit une forme

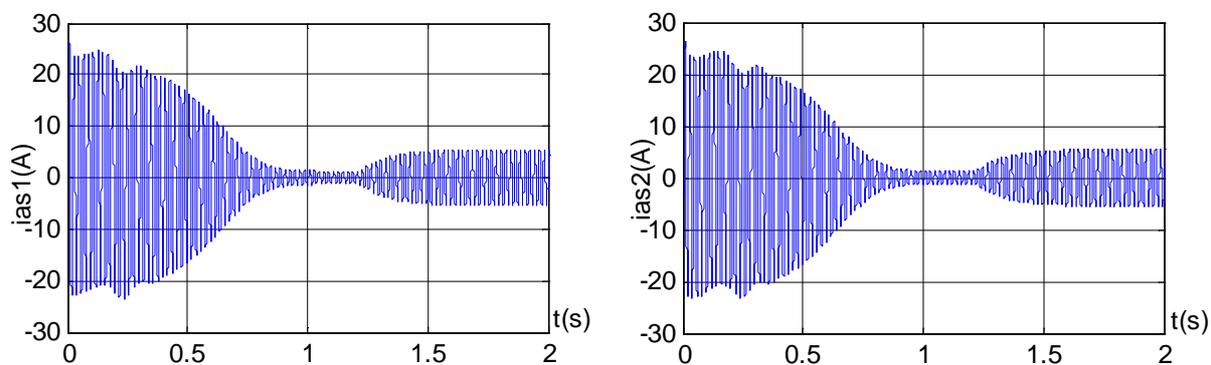
purement sinusoïdale. La vitesse de la machine évolue, quant à elle, d'une manière presque linéaire et elle atteint la vitesse de synchronisme à $t=1s$ (début du régime permanent).

Le couple est fortement pulsatoire lors du régime transitoire. D'ailleurs on a un couple instantané qui va jusqu'à 57 N.m alors que le couple nominal est de l'ordre de 14 N.m, il atteint le régime permanent à $t=1s$, on remarque que le couple ne s'annule pas, mais il se stabilise à une valeur de 0.313 N.m, ce qui explique la présence des frottements lors du fonctionnement à vide.

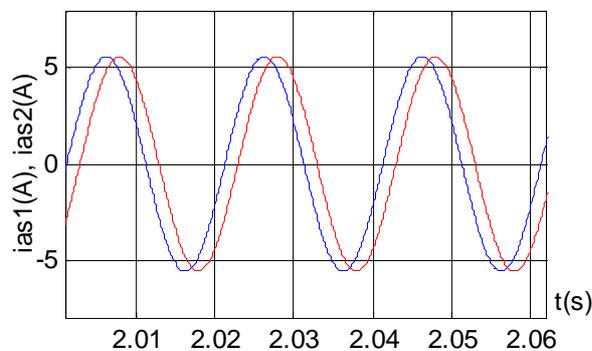
- **En charge :**



(a) Le couple électromagnétique et la vitesse



(b) Les courants statoriques i_{as1} et i_{as2}



(c) Forme et déphasage des courants statoriques i_{as1} et i_{as2}

Fig. I.6. Comportement de la machine asynchrone double étoile en charge

En appliquant une charge nominal ($C_r=14 \text{ N.m}$) à la machine, on observe une chute de la vitesse jusqu'à sa valeur nominale en charge ($\omega_r = 288 \text{ rd/s}$); par contre on a des augmentations pour les deux grandeurs courant et couple respectivement, le courant suit toujours sa forme sinusoïdale, mais à une valeur de 5.6 A et pour le couple, il augmente jusqu'à une valeur qui dépasse la valeur nominale ($C_r = 14.28 \text{ N.m}$).

I.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone triphasée à double étoile en mode moteur. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Ainsi, nous avons utilisé la transformation de Park qui nous a simplifié le système d'équations de la machine.

Ensuite, nous avons étudié le comportement dynamique de la machine asynchrone double étoile en effectuant deux essais : à vide et en charge sous Matlab/Simulink. A travers les résultats obtenus on déduit qu'il y a un fort couplage entre le couple et la vitesse.

Chapitre II

Les variateurs de vitesse de la machine asynchrone double étoile

I. Introduction :

Les développements dans le domaine de l'électronique de puissance, soit au niveau des éléments semi-conducteurs, soit au niveau des convertisseurs statiques, permettent la réalisation d'organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables. [07]

En forte puissance, les semi-conducteurs constituant les convertisseurs statiques subissent des contraintes importantes en tension et en courant, ce qui limite leur fréquence de découpage. Certes, la structure segmentée des machines double étoile autorise l'utilisation de composants de calibre inférieur pour une fréquence plus élevée, mais cette dernière reste tout de même relativement faible. [01]

Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASDE se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, à base d'onduleurs de tension à fréquence variable. [06]

Parmi les variateurs de vitesse des machines asynchrones double étoile on cite les onduleurs de tensions, les cycloconvertisseur, etc. Une autre configuration a été proposée qui est le convertisseur à neuf interrupteurs qui constitue le noyau de notre travail.

II. Les variateurs de vitesse :

II.1. Le cycloconvertisseur :

Une autre catégorie de convertisseur utilisé pour contrôler la vitesse d'un moteur synchrone ou asynchrone est le cycloconvertisseur. Il utilise pour chaque phase du stator deux convertisseurs inversés à thyristors pour synthétiser des ondes de tension à basse fréquence à partir de la tension à 50 Hz du réseau.

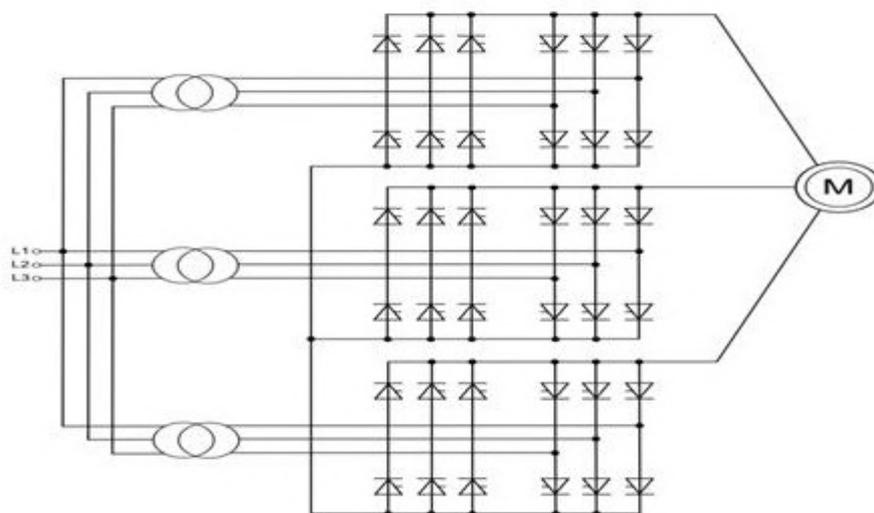


Fig. II.1. Schéma classique d'un cycloconvertisseur triphasé

Lorsque le couple imposé par la charge d'un moteur asynchrone varie sensiblement avec le carré de la vitesse, on peut commander la vitesse en faisant simplement varier la tension appliquée au stator à l'aide d'un gradateur. [08]

Dans le cas de l'alimentation de la machine asynchrone double étoile, il faut regrouper deux cycloconvertisseurs triphasés pour réaliser les six phases nécessaires, ce qui fait un total de 72 interrupteurs.

II.1.1. Avantages et inconvénients du cycloconvertisseur :

Le cycloconvertisseur classique présente des avantages, des limitations et des inconvénients :

II.1.1.1. Avantages du cycloconvertisseur :

Les avantages découlent du fait qu'il s'agit d'un convertisseur direct donc sans élément intermédiaire de stockage de l'énergie, du fait qu'il travaille en commutation naturelle ainsi on peut utiliser des thyristors ordinaires, du fait qu'il s'agit d'un groupement de redresseurs donc on peut bénéficier de l'expérience acquise sur le plus classique des convertisseurs. De par son principe même, le cycloconvertisseur étant réversible ; il permet une variation continue de la fréquence et de la valeur des tensions de sortie. [09]

II.1.1.2. Inconvénients du cycloconvertisseur :

Les inconvénients du cycloconvertisseur sont surtout : [09]

- Le grand nombre de thyristors nécessaires. D'ordinaire on utilise des redresseurs d'indice 6 ; il faut donc 12 thyristors pour une sortie monophasée, 36 pour une sortie triphasée et 72 pour une sortie hexaphasée.
- La consommation de puissance réactive. Comme dans tous les redresseurs fonctionnant avec un fort retard au débloccage des semi-conducteurs, la consommation de puissance réactive à la fréquence fondamentale est importante.
- Les harmoniques des tensions de sortie et des courants d'entrée. La valeur et le nombre de ces harmoniques sont à première vue trop gênant.

II.2. Onduleurs triphasé de tensions :

II.2.1. Présentation et modélisation de l'onduleur :

L'onduleur triphasé de tension est un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue qui assure la transformation de l'énergie à une source alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable. [06]

Il est constitué de trois branches où chacune est composée de deux interrupteurs supposés parfaits dont les commandes sont disjointes et complémentaires.

Chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur } i \text{ est fermé} & (K_i \text{ conduit, } \bar{K}_i \text{ bloqué}) \\ 0 & \text{l'interrupteur } i \text{ est ouvert} & (K_i \text{ bloqué, } \bar{K}_i \text{ conduit}) \end{cases}$$

Avec : $f_i + \bar{f}_i = 1$ et $i=1\dots3$.

Les tensions composées sont :

$$V_{AB} = v_{as1} - v_{bs1} = E(f_1 - f_2) \quad (\text{II.1})$$

$$V_{BC} = v_{bs1} - v_{cs1} = E(f_2 - f_3) \quad (\text{II.2})$$

$$V_{CA} = v_{cs1} - v_{as1} = E(f_3 - f_1) \quad (\text{II.3})$$

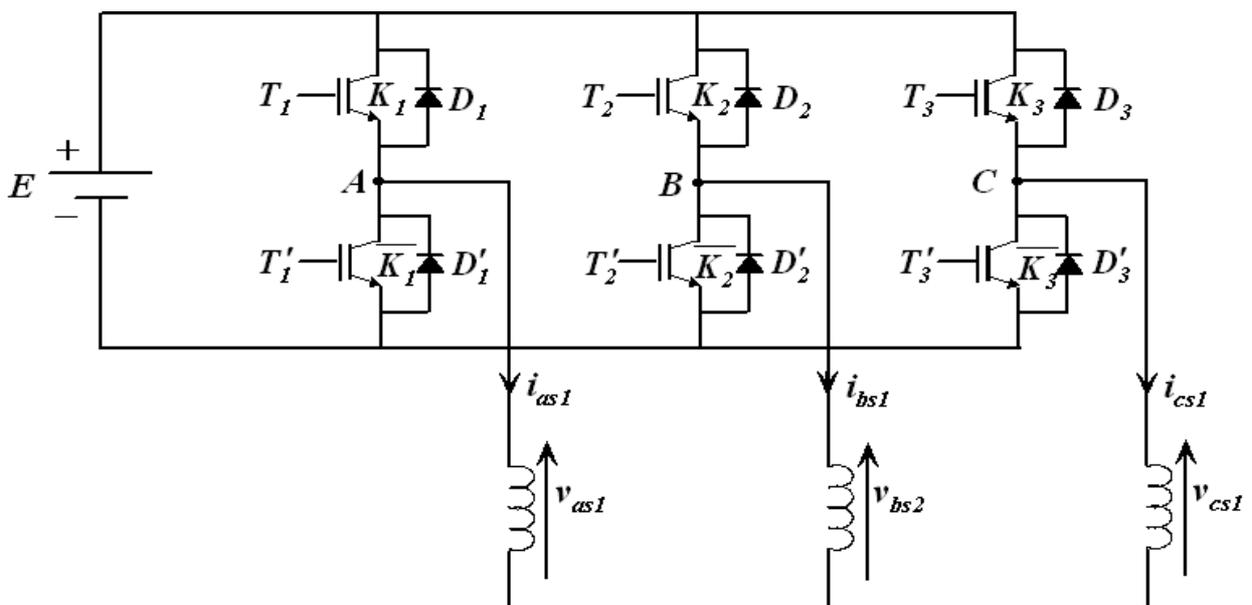


Fig. II.2. Schéma de l'onduleur triphasé de tension

Les tensions simples v_{as1} , v_{bs1} et v_{cs1} forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0 \quad (\text{II.4})$$

La résolution des équations (II.1), (II.2), (II.3) et (II.4) nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

II.2.2. Principe de la commande MLI « Sinus-Triangle » :

La MLI sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence appelée tension de référence f_r à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire f_p . [10]

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, sachant que la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Le schéma de principe est donné par la figure (II.2). [10]

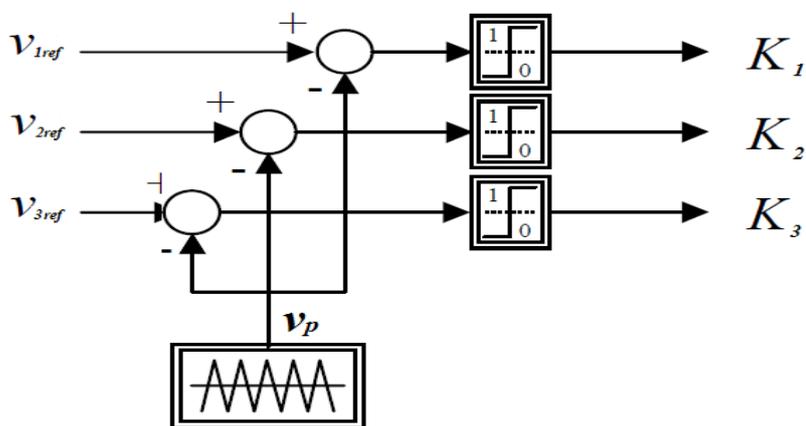


Fig. II.3. Principe de la MLI sinus-triangle

Notons que les paramètres essentiels de la MLI sont :

- La fréquence de modulation : f_p
- L'indice de modulation : $m = \frac{f_p}{f_r}$ où f_r est la fréquence de référence.
- Le coefficient de réglage en tension $r = \frac{A_r}{A_p}$

Avec :

- A_r : Amplitude de la référence.
- A_p : Amplitude de la porteuse

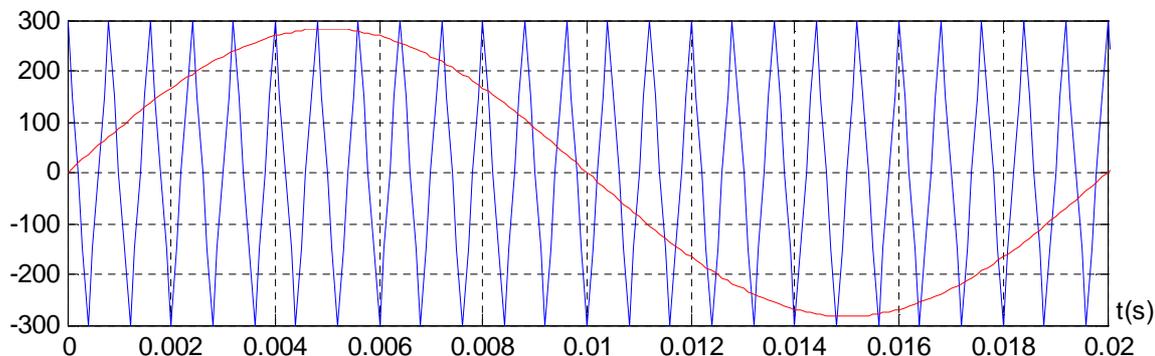


Fig. II.4. Forme d'onde de la porteuse et de la modulatrice

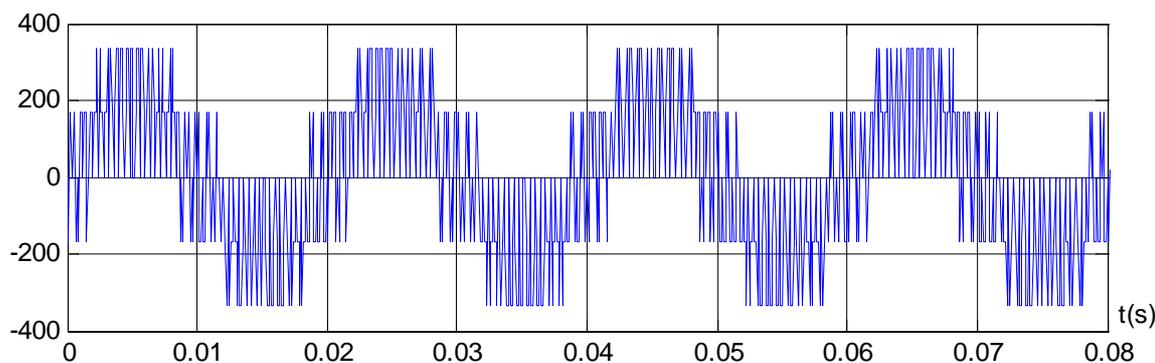


Fig. II.5. Forme de la tension à la sortie de l'onduleur

II.3. Onduleur hexaphasé de tension :

Pour réaliser un onduleur de tension hexaphasé (à six phases de sortie), on doit mettre en connexion deux onduleurs triphasés tel qu'il est montré dans la configuration ci-dessous.

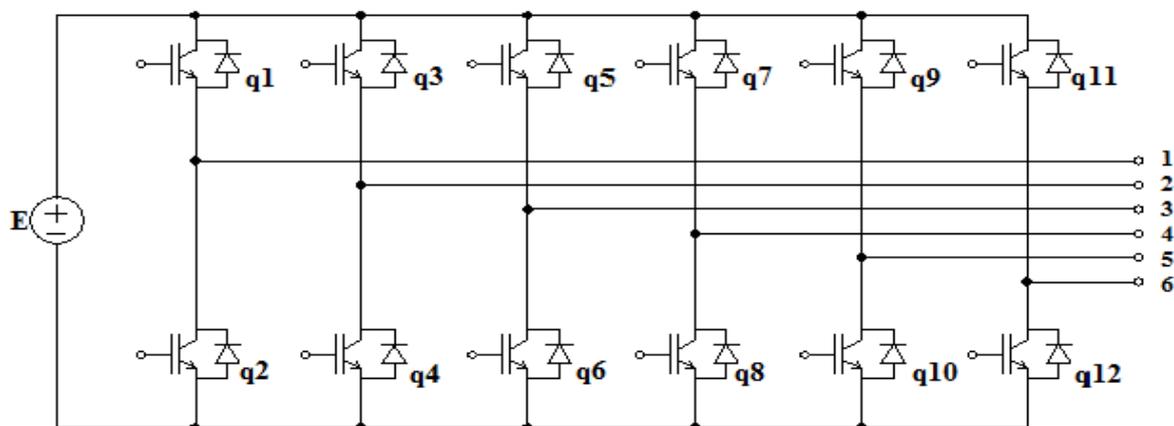


Fig. II.6. Schéma électrique d'un onduleur de tension hexaphasé

Il se compose de six bras contenant chacun deux commutateurs, cela donne un total de 12 commutateurs. Chaque bras nous donne une phase.

Ce modèle est conçu pour les applications de grandes puissances à l'égard des machines multiphasées, plus exactement la machine double étoile.

II.3.1. Evaluation de la configuration (onduleur hexaphasé) : [09]

La structure de deux onduleurs triphasés dos à dos présente un certain nombre d'avantages et d'inconvénients par rapport aux structures classiques :

- L'encombrement du circuit de puissance peut être significativement réduit grâce au fait que le condensateur à électrolyte (ou tout autre élément de stockage d'énergie) est éliminé.
- Nombre de composants : Deux onduleurs triphasés dos à dos utilisent 12 semi-conducteurs commandés et 12 diodes.
- Pertes : les pertes dans les deux onduleurs triphasés sont dues au nombre de composants traversés par le courant entre la source et la charge.
- Fiabilité : le fait que la structure des deux onduleurs dos à dos se constitue de six branches le rend plus fiable.
- Fonctionnement à haute température : Lorsqu'un fonctionnement à haute température est désiré, cette structure est prometteuse puisque dans ces conditions les semi-conducteurs sont adaptés à des températures ambiantes supérieures à 200 °C.

II.4. Le convertisseur à neuf interrupteurs :

II.4.1. Introduction :

De nombreuses applications industrielles exigent de nouvelles topologies de convertisseur pour alimenter ses charges, pour cela plusieurs convertisseurs indépendants sont habituellement requis et développés vers des tendances de petite taille, haute fiabilité et faible coût.

Récemment, une nouvelle topologie avec des composants actifs réduits, nommée le convertisseur à neuf commutateurs, qui a été initialement développé pour remplacer les deux onduleurs triphasés dos à dos à douze commutateurs, utilisés pour l'alimentation de la machine asynchrone double étoile.

Leurs circuits respectifs montrent comment le premier est dérivé de ce dernier. La réduction du nombre de commutateurs est la plus avantageuse en termes de perte de puissance.

Ce convertisseur fait l'objet de notre travail, qui au cours de ce chapitre nous allons présenter sa structure, développer une stratégie de commande pour un bon fonctionnement, et l'exploiter pour l'alimentation de la MASDE.

II.4.2. Présentation du convertisseur à neuf interrupteurs :

Comme le montre la figure (II.6) et contrairement à la topologie conventionnelle, la structure du convertisseur à neuf commutateurs a trois bras, dont chaque bras est composé de trois interrupteurs tel qu'il est représenté sur la figure où le convertisseur supérieur (q_1, q_2, q_3, q_a, q_b et q_c), et le convertisseur inférieur ($q_a, q_b, q_c, q_4, q_5, q_6$) sont intégrés par le partage de trois commutateurs (q_a, q_b, q_c). Donc, on peut dire que c'est une fusion de deux onduleurs triphasés réduits de trois commutateurs. [11], [12]

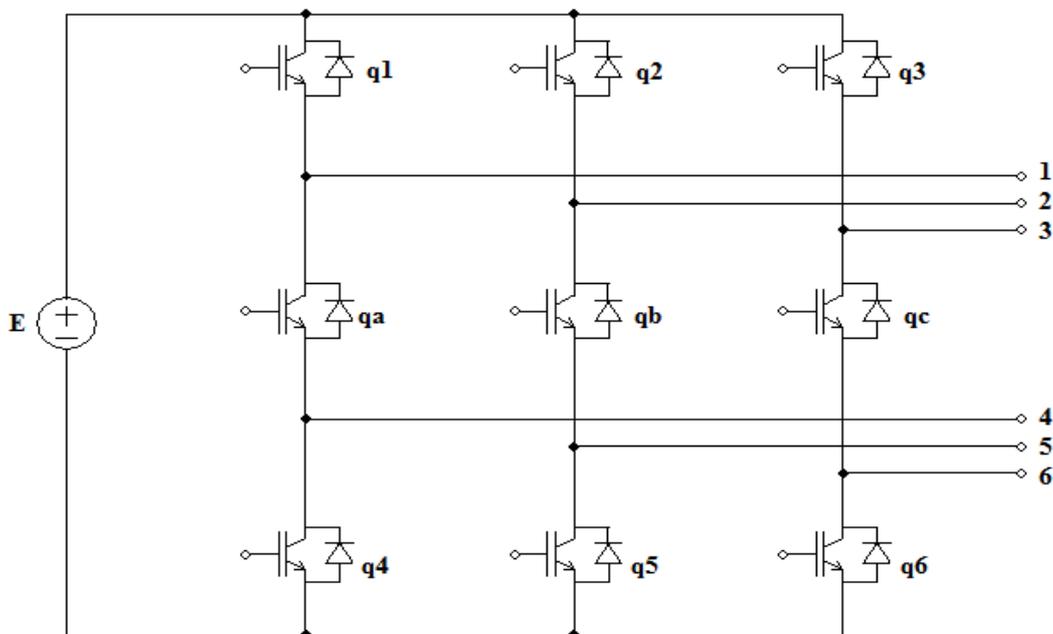


Fig. II.7. Schéma électrique du convertisseur à neuf interrupteurs

Les commutateurs qui composent le convertisseur à neuf interrupteurs sont de type IGBT, ce choix a été fait pour surmonter les pertes de commutations ainsi que pour une utilisation rapide.

II.4.3. Tableau de comparaison :

Le tableau ci-dessous résume les différentes caractéristiques des trois variateurs de vitesses pour la machine asynchrone double étoile :

Variateur	Cycloconvertisseur	Onduleur	Convertisseur à neuf interrupteurs
Technologie	Ancienne	moderne	En cours de développement
N^{bre} de composants	72	24	18
Complexité	Moyenne	Moyenne	Grande
Pertes	Faibles	Faibles	Pratiquement faibles
Poids physique	Lourd	Moyen	Moyen

Tab. II.1. Tableau de comparaison entre les variateurs de vitesse

II.4.4. Modélisation du convertisseur à neuf interrupteurs :

Pour bien comprendre son principe de fonctionnement, on doit présenter un modèle mathématique approprié à ce convertisseur.

En utilisant les tensions composées, on obtient le système d'équation qui traduit le fonctionnement du convertisseur (ouverture et fermeture des interrupteurs) tel qu'il est démontré dans (II.6). Par la suite on aura à déduire les tensions simples à partir des expressions reliant les tensions simples aux tensions composées.

$$v_{12} = v_1 - v_2 = \begin{cases} E & \text{si} & (q_1 = 1 \text{ et } q_b \cdot q_5 = 1) \\ -E & \text{si} & (q_2 = 1 \text{ et } q_a \cdot q_4 = 1) \\ 0 & \text{si} & (q_1 \cdot q_2 = 1 \text{ ou } q_a \cdot q_4 \cdot q_b \cdot q_5 = 1) \end{cases} \quad (\text{II.6.a})$$

$$\text{D'où : } v_{12} = E(q_1 \cdot q_b \cdot q_5 - q_2 \cdot q_a \cdot q_4) + (q_1 \cdot q_2 + q_a \cdot q_4 \cdot q_b \cdot q_5)$$

$$v_{23} = v_2 - v_3 = \begin{cases} E & \text{si} & (q_2 = 1 \text{ et } q_c \cdot q_6 = 1) \\ -E & \text{si} & (q_3 = 1 \text{ et } q_b \cdot q_5 = 1) \\ 0 & \text{si} & (q_2 \cdot q_3 = 1 \text{ ou } q_b \cdot q_5 \cdot q_c \cdot q_6 = 1) \end{cases} \quad (\text{II.6.b})$$

$$\text{D'où : } v_{23} = E(q_2 \cdot q_c \cdot q_6 - q_3 \cdot q_b \cdot q_5) + (q_2 \cdot q_3 + q_b \cdot q_5 \cdot q_c \cdot q_6)$$

$$v_{31} = v_3 - v_1 = \begin{cases} E & \text{si} & (q_3 = 1 \text{ et } q_a \cdot q_4 = 1) \\ -E & \text{si} & (q_1 = 1 \text{ et } q_c \cdot q_6 = 1) \\ 0 & \text{si} & (q_1 \cdot q_3 = 1 \text{ ou } q_a \cdot q_4 \cdot q_c \cdot q_6 = 1) \end{cases} \quad (\text{II.6.c})$$

$$\text{D'où : } v_{31} = E(q_3 \cdot q_a \cdot q_4 - q_c \cdot q_6 \cdot q_1) + (q_1 \cdot q_3 + q_a \cdot q_4 \cdot q_c \cdot q_6)$$

$$v_{45} = v_4 - v_5 = \begin{cases} E & \text{si } (q_5 = 1 \text{ et } q_1 \cdot q_a = 1) \\ -E & \text{si } (q_4 = 1 \text{ et } q_2 \cdot q_b = 1) \\ 0 & \text{si } (q_4 \cdot q_5 = 1 \text{ ou } q_1 \cdot q_a \cdot q_2 \cdot q_b = 1) \end{cases} \quad (\text{II.6.d})$$

$$\text{D'où : } v_{45} = E(q_5 \cdot q_1 \cdot q_a - q_4 \cdot q_2 \cdot q_b) + (q_4 \cdot q_5 + q_1 \cdot q_a \cdot q_2 \cdot q_b)$$

$$v_{56} = v_5 - v_6 = \begin{cases} E & \text{si } (q_6 = 1 \text{ et } q_2 \cdot q_b = 1) \\ -E & \text{si } (q_5 = 1 \text{ et } q_3 \cdot q_c = 1) \\ 0 & \text{si } (q_5 \cdot q_6 = 1 \text{ ou } q_2 \cdot q_b \cdot q_3 \cdot q_c = 1) \end{cases} \quad (\text{II.6.e})$$

$$\text{D'où : } v_{56} = E(q_6 \cdot q_2 \cdot q_b - q_5 \cdot q_3 \cdot q_c) + (q_5 \cdot q_6 + q_2 \cdot q_b \cdot q_3 \cdot q_c)$$

$$v_{64} = v_6 - v_4 = \begin{cases} E & \text{si } (q_4 = 1 \text{ et } q_3 \cdot q_c = 1) \\ -E & \text{si } (q_6 = 1 \text{ et } q_1 \cdot q_a = 1) \\ 0 & \text{si } (q_4 \cdot q_6 = 1 \text{ ou } q_1 \cdot q_a \cdot q_3 \cdot q_c = 1) \end{cases} \quad (\text{II.6.f})$$

$$\text{D'où : } v_{64} = E(q_3 \cdot q_c \cdot q_4 - q_6 \cdot q_1 \cdot q_a) + (q_4 \cdot q_6 + q_1 \cdot q_a \cdot q_3 \cdot q_c)$$

Les expressions des tensions simples en fonction des tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} v_1 = \frac{v_{12} - v_{31}}{3} \\ v_2 = \frac{v_{23} - v_{12}}{3} \\ v_3 = \frac{v_{31} - v_{23}}{3} \\ v_4 = \frac{v_{45} - v_{64}}{3} \\ v_5 = \frac{v_{56} - v_{45}}{3} \\ v_6 = \frac{v_{64} - v_{56}}{3} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

II.4.5. Technique de commande MLI appliquée au convertisseur à neuf interrupteurs :

Pour garantir que deux séries de tensions triphasées ($v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6$) requises pour alimenter la machine asynchrone double étoile sont correctement générées par le convertisseur à neuf commutateurs, il est nécessaire de s'assurer que la référence supérieure de la tension est toujours placée au-dessus de la référence inférieure. [03]

II.4.5.1. Stratégie de commande :

Les signaux de commandes des commutateurs supérieurs restent inchangés et sont obtenues comme dans la configuration conventionnelle; quant aux signaux inferieurs, ils sont aussi générés conventionnellement mais, ils sont inverser par le moyen d'un opérateur logique NOT.

Les signaux de commandes des commutateurs communs (q_a, q_b, q_c) sont générés en appliquant un operateur logique XOR ou NXOR à ces signaux dérivés par les commutateurs supérieurs (q_1, q_2, q_3) et les commutateurs inferieurs (q_4, q_5, q_6). [03], [13]

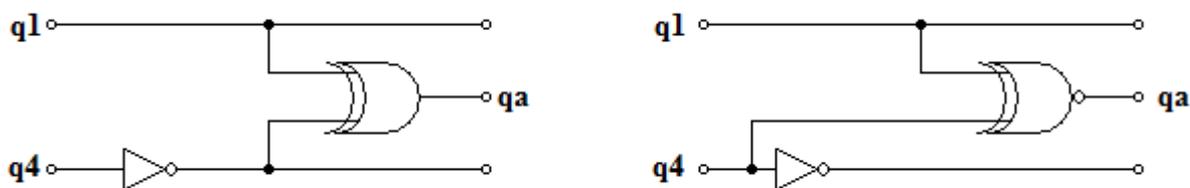


Fig. II.8. Les deux méthodes de génération du signal q_a

Pour éviter que les commutateurs supérieurs et inferieurs conduisent en même temps, la protection du convertisseur contre les courts-circuits accidentel est assurée grâce au temps mort insérer par l'operateur logique XOR. [14], [15]

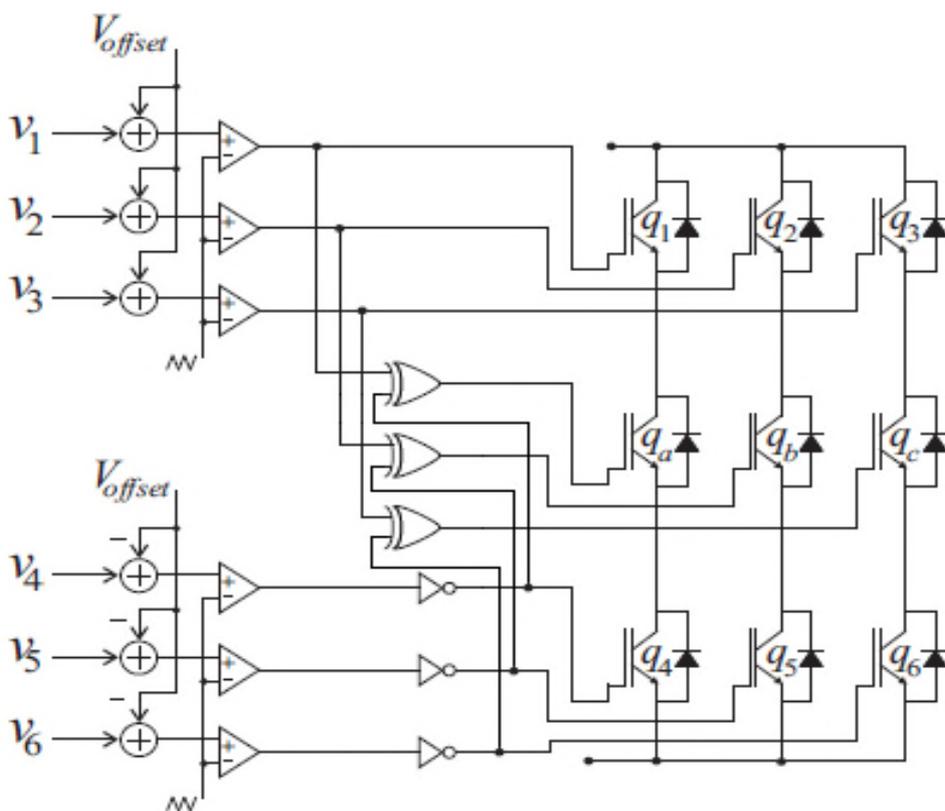


Fig. II.9. Schéma fonctionnel de la stratégie de commande

Pour établir cette commande au convertisseur, deux paramètres sont essentiels pour régler les modulatrices afin de délivrer des signaux de commande nécessaires pour avoir des tensions de sorties non déformées : le V_{offset} et l'indice de modulation M .

- **Voffset :**

V_{offset} est la tension utilisée pour décaler les modulatrices verticalement pour garantir aucune intersection entre les deux références et gagner des avantages de performance. [03]

v_1, v_2, v_3 sont déplacés verticalement vers le haut jusqu'à ce qu'elles touchent simplement le pic positif de la porteuse, en ajoutant un décalage de $1 - M$, de même, quant aux tensions v_4, v_5, v_6 elles sont déplacés aussi vers le bas jusqu'à ce qu'elles atteignent le pic du support négatif, en ajoutant $M - 1$, dans le cas des machines asymétrique ($\alpha = 30^\circ$) : $V_{offset} = 0,206 pu$, avec l'amplitude de la porteuse égale à $1pu$. [16]

- **L'indice de modulation :**

D'après l'analyse mathématique les références modulantes et sont exprimées comme suit : [16]

$$\begin{cases} V_1 = M \sin(\omega t) + V_{offset} \\ V_2 = M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{offset} \\ V_3 = M \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + V_{offset} \end{cases} \quad (II. 8)$$

$$\begin{cases} V_4 = M \sin(\omega t - \alpha) - V_{offset} \\ V_5 = M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) - V_{offset} \\ V_6 = M \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \alpha\right) - V_{offset} \end{cases} \quad (II. 9)$$

Sachant que la référence supérieure de la tension est toujours placée au-dessus de la référence inférieure :

$$V_1 \geq V_4 \quad (II. 10)$$

$$M \sin(\omega t) + 1 - M \geq M \sin(\omega t - \alpha) + M - 1 \quad (II. 11)$$

$$M \leq \frac{2 + M(\sin(\omega t) - 1)}{1 + \sin(\omega t - \alpha)} \quad (II. 12)$$

$$M \leq \frac{2}{2 + \sin(\omega t - \alpha) - \sin \omega t} \quad (\text{II. 13})$$

Et, On utilisant la relation trigonométrique suivante :

$$\sin a - \sin b = 2 \cos\left(\frac{a+b}{2}\right) \sin\left(\frac{a-b}{2}\right) \quad (\text{II. 14})$$

L'équation (II.13) s'écrira comme suit :

$$M \leq \frac{1}{1 - \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cos\left(\frac{2\omega t - \alpha}{2}\right)} \quad (\text{II. 15})$$

Puisque que :

$$-1 \leq \cos\left(\frac{(2\omega t + \alpha)}{2}\right) \leq 1 \quad \left\{ \pi - \frac{\alpha}{2} < \omega t < -\frac{\alpha}{2} \right\} \quad (\text{II. 16})$$

En mettant la valeur de ωt dans (II. 15) on aura :

$$M \leq \frac{1}{1 + \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad \text{et} \quad M \leq \frac{1}{1 - \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad (\text{II. 17})$$

Ce qui fait que :

$$M \leq \frac{1}{1 + \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad (\text{II. 18})$$

Alors l'indice de modulation M est calculé à partir de l'expression (II.17) qui dépend de l'angle α (déphasage entre les étoiles de la MASDE), donc l'indice de modulation pour notre cas ($\alpha = 30^\circ$) est de $M = 0.794$ et $V_{offset} = 1 - M = 0.206 pu$.

II.4.5.2. Simulation numérique :

Pour un indice de modulation de $M = 0,794$, $V_{offset} = 0,206 pu$, $f_p = 10 kHz$, on obtient le résultat suivant :

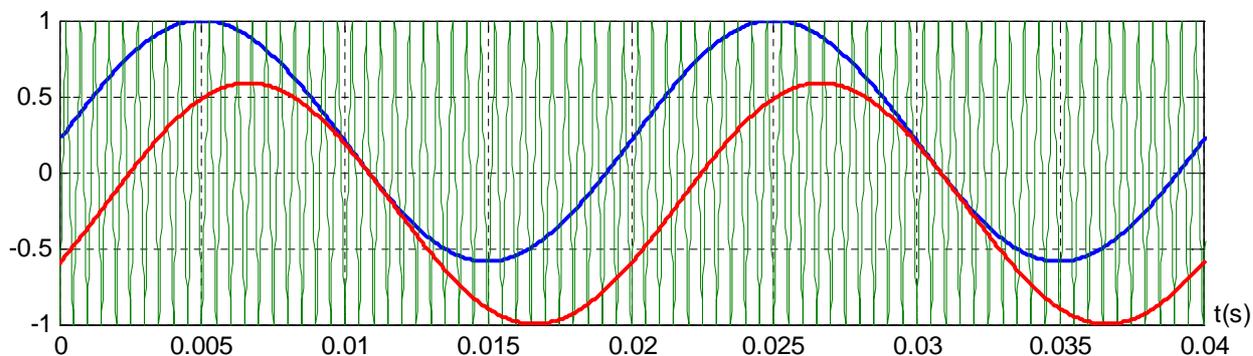


Fig. II.10. La forme sinusoïdale et triangulaire pour les machines asymétrique ($\alpha = 30^\circ$)

I.4.5.3. Interpretation du resultat :

La figure (II.10) montre les deux modulatrices de référence pour les phases 1 et 4 décalées verticalement après avoir appliqué un $V_{offset} = 0,206 pu$ et aussi le déphasage de $\alpha = 30^\circ$, ainsi le croisement des deux références est évité et l'intersection se fait d'une manière correcte.

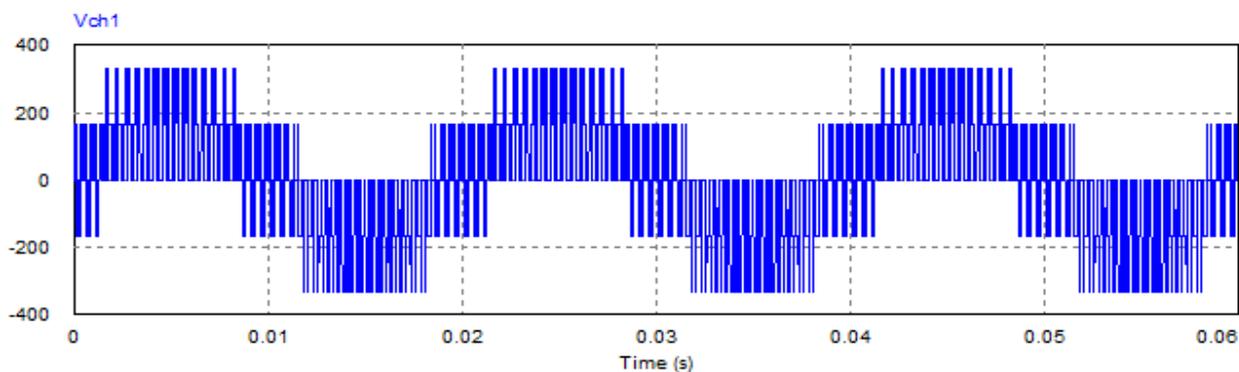
II.4.6. Résultats de simulation du convertisseur à neuf interrupteurs commandé par MLI :

II.4.6.1. Simulation numérique :

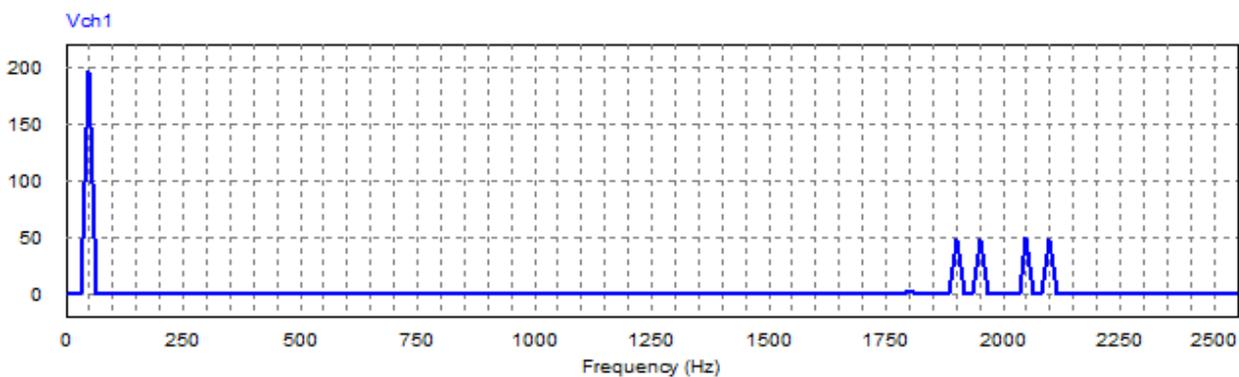
En associant la commande au modèle du convertisseur et avec une charge RL, un ensemble de résultats simulés sous Matlab/Simulink ont été enregistrés avec les paramètres suivants pour deux essais (50 Hz et 25 Hz) :

- Tension d'alimentation égale à 500V;
- Fréquence de commutation Égal à 10 kHz,
- Indice de modulation maximum pour les deux $M = 0,794$,
- $V_{offset} = 0,206 pu$
- $A_p = 1 pu$.
- $R = 5 \Omega$
- $L = 100 mH$

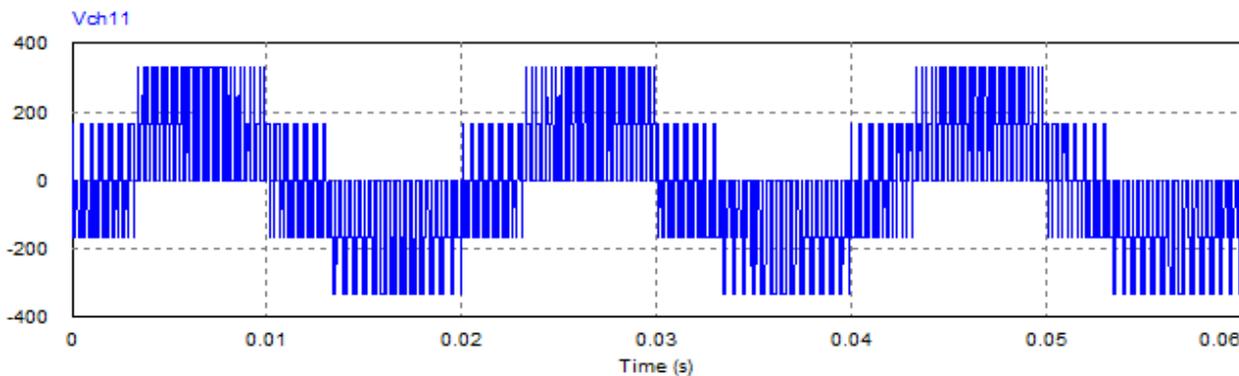
• Pour $f = 50 \text{ Hz}$:



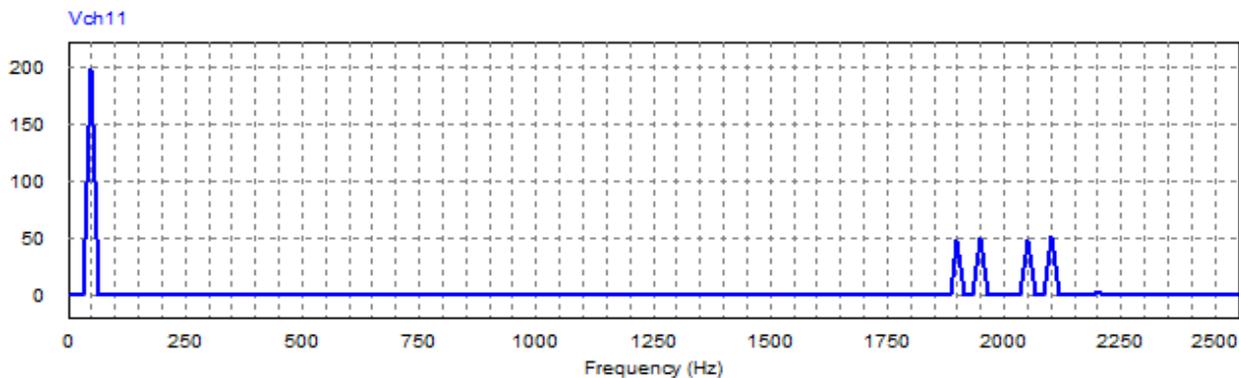
(a) Forme d'onde de tension de la première phase de l'onduleur supérieur Vch1



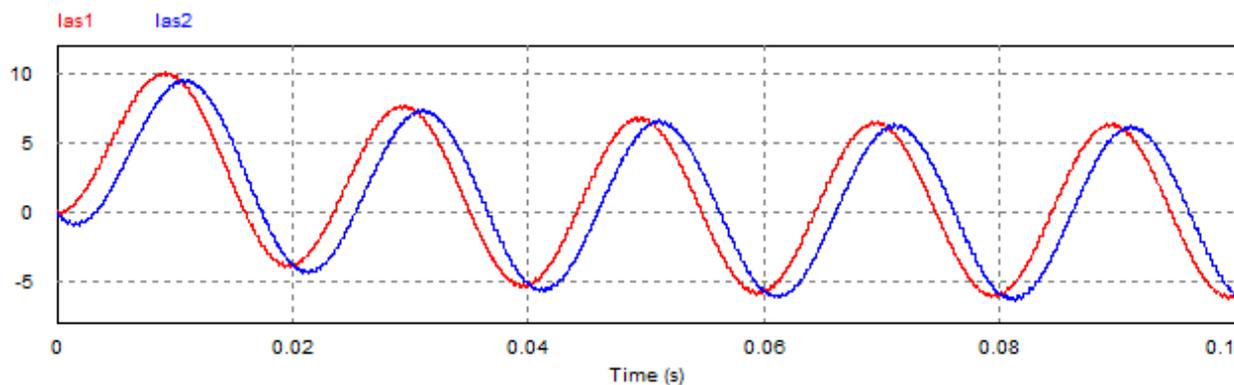
(b) Analyse fréquentielle de la tension Vch1



(c) Forme d'onde de tension de la première phase de l'onduleur inférieur Vch11



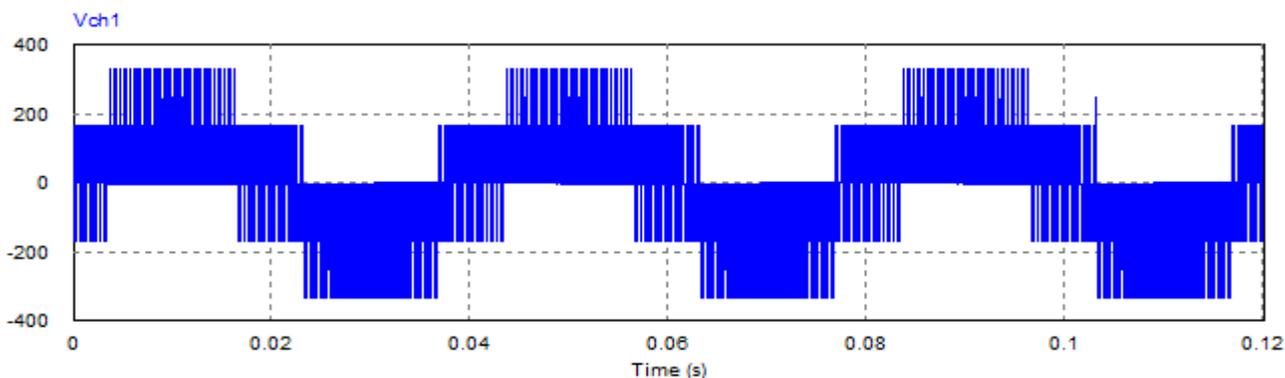
(d) Analyse fréquentielle de la tension Vch11



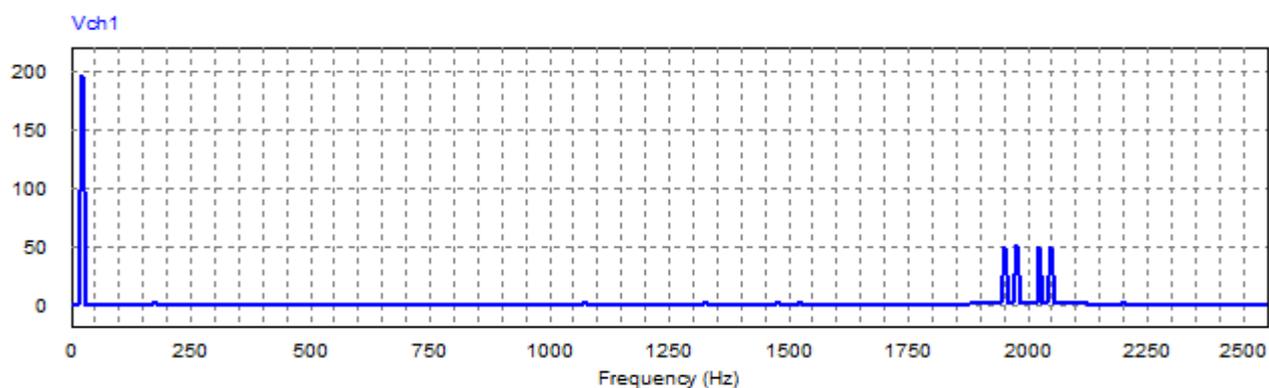
(e) Forme des courants ias1 et ias2

Fig. II.11. Résultats de simulation pour une fréquence de 50 Hz

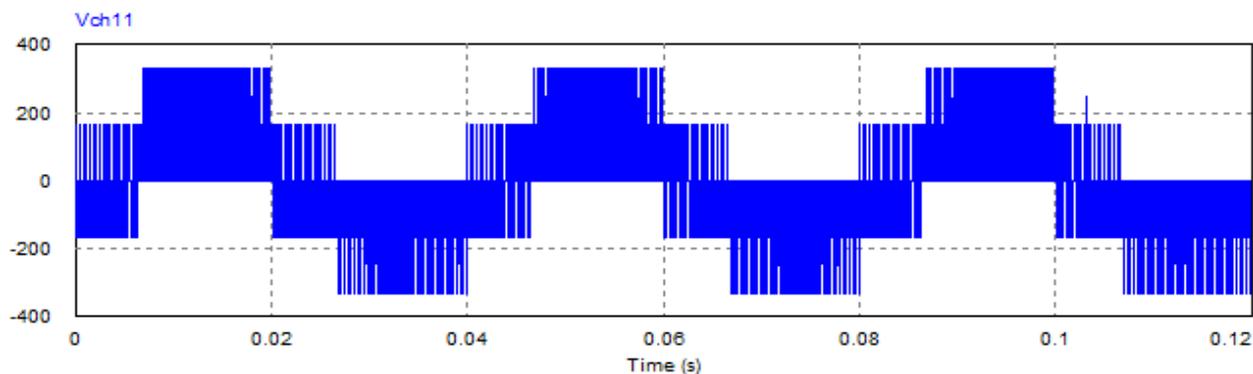
• Pour $f=25$ Hz :



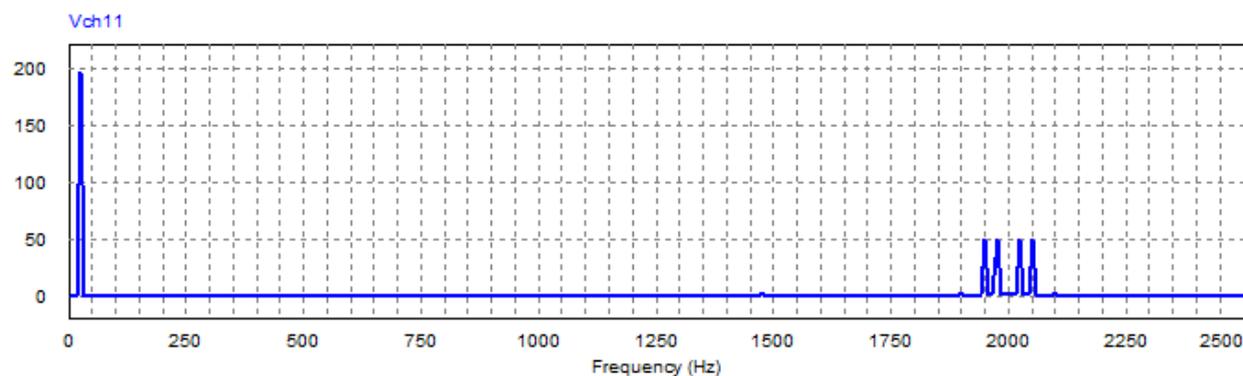
(a) Forme d'onde de tension de la première phase de l'onduleur supérieur Vch1



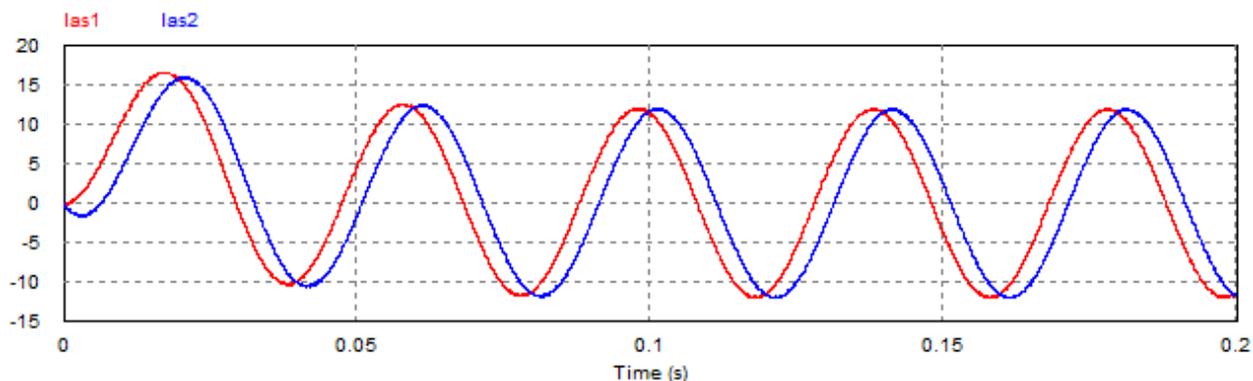
(b) Analyse fréquentielle de la tension Vch1



(c) Forme d'onde de tension de la première phase de l'onduleur inférieur Vch11



(d) Analyse fréquentielle de la tension Vch11



(e) Forme des courants ias1 et ias2

Fig. II.12. Résultats de simulation pour une fréquence de 25 Hz

II.4.6.2. Interprétation des résultats :

Les résultats obtenus après simulation du modèle pour des fréquences de 50 Hz et 25 Hz respectivement montrent que les formes d'onde des tensions de charges sont décalées d'un angle

$$\alpha = \frac{\pi}{6}$$

L'analyse fréquentielle des tensions de charges nous montre la présence de quelques harmoniques autour d'une fréquence de 2 kHz d'une valeur de 50V pour les deux essais (25 Hz et 50 Hz) et un fondamental qui est égal à 200 V approximativement.

Pour les courants, on note que leur forme est purement sinusoïdale et prennent des valeurs de 6.87 A pour une fréquence de 50 Hz, cette valeur augmente pour une fréquence de 25 Hz et prend une valeur de 12 A, cela est dû à la charge inductive utilisée.

Après cette simulation, on peut dire que le convertisseur a donné de très bon résultats qu'on peut exploiter dans des applications telle que l'alimentation de la machine asynchrone double étoile qu'on abordera dans le point suivant.

II.5. Association convertisseur à neuf interrupteurs-machine asynchrone double étoile :

Les structures des variateurs de vitesse présentés dans ce chapitre, utilisés pour l'alimentation des machines asynchrones double étoiles sont améliorées selon les exigences industrielles.

A nos jours, la structure la plus répandue pour cette application est l'utilisation de deux onduleurs triphasés, quoique ses inconvénients nous poussent à chercher d'autre structure pour alimenter les MASDE.

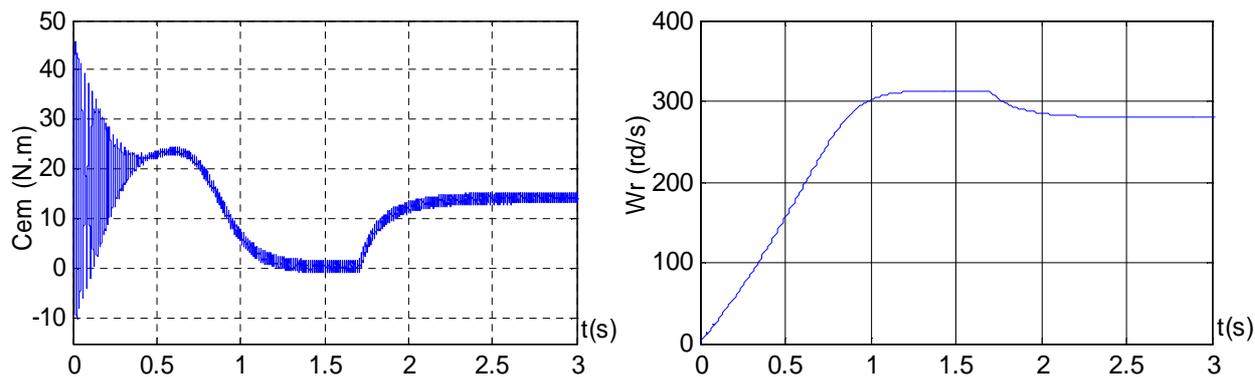
Les performances obtenus lors de la simulation du modèle du convertisseur à neuf interrupteur, nous mènent à l'exploitation de ce dernier pour l'alimentation de la machine asynchrone double étoile, remplaçant ainsi les variateurs de vitesse conventionnels utilisés auparavant.

II.5.1. Simulation et interprétation des résultats :

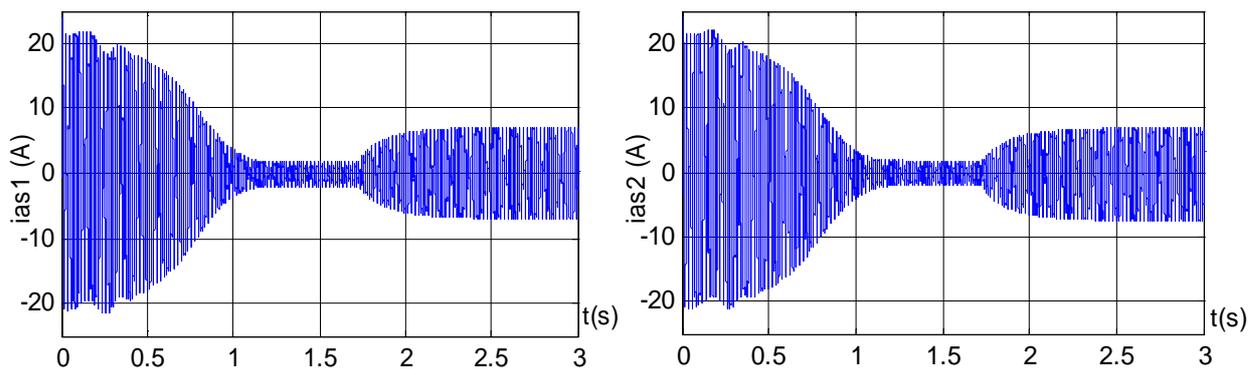
La simulation s'effectue au départ pour un démarrage à vide, après que le régime permanent s'est établi, on applique un couple de charge à la machine. Les résultats de simulation représentés sur la figure (II.11) sont obtenus avec les paramètres suivants:

La fréquence $f_r = 50 \text{ Hz}$, la valeur efficace de la tension d'alimentation est égale à 700 V, le couple de charge $C_r = 14 \text{ N.m}$.

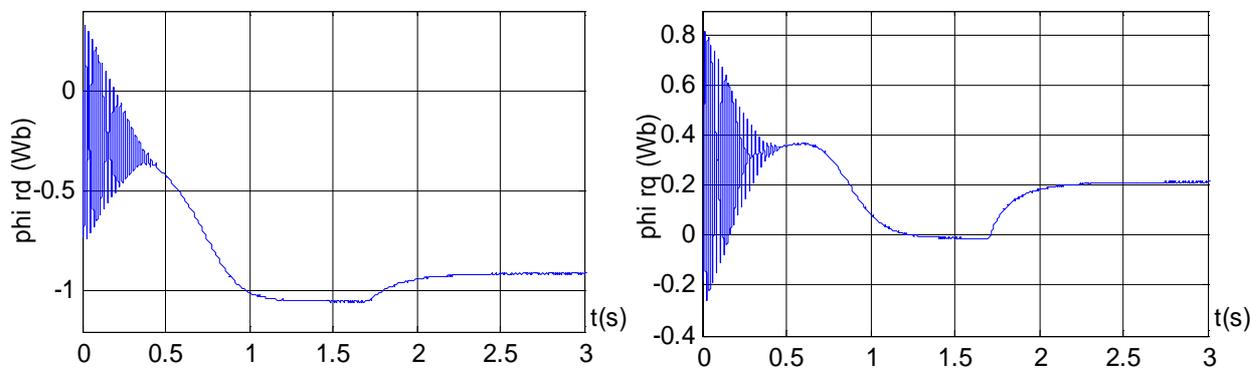
- Le couple électromagnétique $C_{em}(\text{N.m})$.
- La vitesse angulaire $\omega_r(\text{rd/s})$ de la MASDE.
- Les courants statoriques i_1 et i_4 des phases 1 et 4 de la MASDE.
- Les flux φ_{rd} et $\varphi_{rq}(\text{Wb})$ de la MASDE.



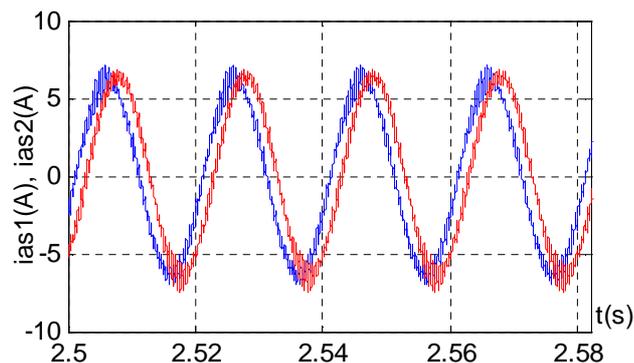
(a) Le couple et la vitesse



(b) Les courants statorique i_{l1} et i_{l4}



(c) Les flux rotoriques ϕ_{rd} et ϕ_{rq}



(d) La forme et le déphasage des courant statoriques i_{as1} et i_{as2}

Fig. II.13. Performances de la machine asynchrone doubles étoile alimentée par le convertisseur à neuf interrupteurs

Les graphes de la figure (II.11) illustrent le démarrage de la machine asynchrone double étoile alimenté par le convertisseur à neuf interrupteurs.

A vide, La vitesse se rétablit d'une manière très rapide et atteint une valeur proche du synchronisme. A $t=1.7s$, un couple de 14 N.m est appliqué à la machine du coup la vitesse diminue jusqu'à atteindre la valeur de 280 rd/s.

Les courants des deux premières phases statoriques sont de forme purement sinusoïdale et atteint la valeur de 7.32A tout en gardant le même angle de déphasage entre les deux différentes phases $\alpha = 30^\circ$.

Lors du fonctionnement en charge, les flux quadratiques sont directement affectés, ce qui veut dire qu'il ya un fort couplage entre le couple et le flux.

II.6. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté quelques variateurs de vitesse dédiés à l'alimentation des machines asynchrone double étoile, à savoir le cycloconvertisseur, les onduleurs triphasés ainsi que le convertisseur à neuf interrupteur.

Commençons par le cycloconvertisseur, on constate qu'il possède des inconvénients. Pour cela, nous avons optés pour les onduleurs triphasés afin d'apporter des améliorations sur certains critères de performance. Par la suite nous nous sommes intéressés au convertisseur à neuf interrupteurs, vu qu'il présente des avantages par rapport au deux variateurs de vitesse cités précédemment.

Les performances enregistrées lors de la simulation du modèle du convertisseur nous ont poussées à l'associer à la MASDE. Nous avons obtenus des bons résultats comparés à ceux obtenus avec les autres configurations.

Le chapitre trois présentera la solution pour le couplage des grandeurs, où on va introduire une commande DTC qui éliminera cette contrainte.

Chapitre III

Commande directe du couple d'une MASDE alimentée par un convertisseur à neuf interrupteurs

III.1. Introduction :

Dans le domaine de la vitesse variable, l'utilisation de la machine asynchrone est fort attrayante pour ses multiples avantages tels que la robustesse, la simplicité de sa structure, son poids, sa taille mais surtout son peu de maintenance et son faible coût [01]. Elle permet de répondre à des cahiers de charges industriels très exigeants en termes de performance.

Bien que sa dynamique non linéaire écroule la simplicité de sa commande, plusieurs types de commandes son développés, poussés par le besoin et les progrès technologiques. [01]

Parmi toutes les méthodes utilisées pour commander les moteurs asynchrones, la commande directe du couple occupe une place importante. Cette technique consiste à commander le couple et le flux statorique de façon à maintenir ces deux grandeurs à l'intérieur d'une bande prédéterminée. Cette méthode de commande qui contraint une grandeur à suivre une consigne comprise entre une limite supérieure et une limite inférieure porte le nom de commande par hystérésis. La commande directe du couple désignée dans la documentation anglaise par «direct torque control» ou DTC consiste, en fait, à commander le couple et le flux statorique du moteur. [08]

III.2. Principes généraux sur la commande DTC :

La DTC une machine polyphasée est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation des régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux du stator et du couple électromagnétique. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation variable dans le convertisseur nécessitant un pas de calcul très faible. [17]

III.3. Caractéristiques de la commande directe du couple :

III.3.1. Avantages par rapport aux commandes conventionnelles : [18], [19]

Les avantages de la DTC par rapport aux techniques conventionnelles de commande sont :

- La réduction du temps de réponse du couple.
- L'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine et de l'alimentation.

- L'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique
- L'absence de la transformée de Park sur les axes tournants.
- Elle s'adapte par nature à l'absence de capteurs mécaniques connectés à l'arbre du moteur.

III.3.2. Inconvénients majeurs de la commande directe du couple :

Les inconvénients de la technique de commande DTC sont :

- La fréquence de commutation est variable et difficile à maîtriser du fait de l'utilisation des régulateurs à hystérésis.
- L'absence de maîtrise totale du contenu harmonique réinjecté coté réseau.
- La difficulté de maîtriser les pertes (pertes par commutation dans le convertisseur, pertes fer dans le moteur) pouvant entraîner une élévation du niveau thermique.
- Elle provoque des résonances mécaniques indésirables (vieillesse prématuré).
- Risque de fréquences d'échantillonnage très élevées (>20 kHz) qui nécessitent un matériels spécialement adapté (DSP, etc.).

III.4. Contrôle direct du couple de la machine asynchrone double étoile :

Les six phases de la MASDE sont connectées au convertisseur à neuf interrupteurs. Ce convertisseur est constitué de trois branches chacune est composée de trois interrupteurs dont les signaux de commandes des bras sont générée à partir de la commande à hystérésis, notant que la commande des trois interrupteurs du milieu de chaque bras est faite à partir des équations suivante :

$$q_1 \oplus \bar{q}_4 = q_a$$

$$q_2 \oplus \bar{q}_5 = q_b$$

$$q_3 \oplus \bar{q}_6 = q_c$$

III.4.1. Transformation de Concordia :

La transformation de Concordia consiste à la décomposition des 3 tensions d'alimentation de la machine et les 3 courants statoriques en composantes directe et quadratique. On aura donc :

$$\begin{cases} v_{\alpha\beta} = C \cdot v_{abc} \\ i_{\alpha\beta} = C \cdot i_{abc} \end{cases} \quad (\text{III. 1})$$

$$\text{Avec : } C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 2})$$

On obtient alors un vecteur de tension et un vecteur de courant dans le plan complexe tel que :

$$\begin{cases} v_s = v_{s\alpha} + j \cdot v_{s\beta} \\ i_s = i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

III.5. Estimation du flux et du couple :

III.5.1. Estimation du flux statorique :

Le flux peut être estimé à partir des grandeurs statoriques (courant et tension), La tension au stator est définie par :

$$v_s = r_s \cdot i_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (\text{III. 4})$$

Le flux statorique est donc :

$$\varphi_s = \int_0^t (v_s - r_s \cdot i_s) dt. \quad (\text{III.5})$$

En décomposant selon les composantes directes et quadratiques via la transformée de Concordia on obtient :

- **Pour le stator 1 :**

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha 1} = \int_0^t (v_{s\alpha 1} - r_s \cdot i_{s\alpha 1}) dt \\ \varphi_{s\beta 1} = \int_0^t (v_{s\beta 1} - r_s \cdot i_{s\beta 1}) dt \\ \varphi_{s1} = \varphi_{s\alpha 1} + j \cdot \varphi_{s\beta 1} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

- **Pour le stator 2 :**

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha 2} = \int_0^t (v_{s\alpha 2} - r_s \cdot i_{s\alpha 2}) dt \\ \varphi_{s\beta 2} = \int_0^t (v_{s\beta 2} - r_s \cdot i_{s\beta 2}) dt \\ \varphi_{s2} = \varphi_{s\alpha 2} + j \cdot \varphi_{s\beta 2} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Donc le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{(\varphi_{s\alpha 1} + \varphi_{s\alpha 2})^2 + (\varphi_{s\beta 1} + \varphi_{s\beta 2})^2} \quad (\text{III.8})$$

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

$$\theta_s = \text{Arctg} \left(\frac{\varphi_{s\beta 1} + \varphi_{s\beta 2}}{\varphi_{s\alpha 1} + \varphi_{s\alpha 2}} \right) \quad (\text{III. 9})$$

III.5.2. Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est estimé uniquement à partir des grandeurs statoriques flux et courant dans l'espace (α, β) .

Le couple peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_{em} = p(\varphi_{\alpha 1} i_{\beta 1} + \varphi_{\alpha 2} i_{\beta 2} - \varphi_{\beta 1} i_{\alpha 1} - \varphi_{\beta 2} i_{\alpha 2}) \quad (III.10)$$

Avec p : nombre de paire de pôles

III.6. Les Correcteurs :

III.6.1. Le correcteur de flux :

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III.1). [20], [21]

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique.

On peut écrire alors :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\varphi_s > \varepsilon_\varphi & \text{alors } k_\varphi = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0 & \text{alors } k_\varphi = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0 & \text{alors } k_\varphi = 1 \\ \text{si } \Delta\varphi_s < -\varepsilon_\varphi & \text{alors } k_\varphi = 0 \end{cases}$$

$k_\varphi = 0$ Signifier qu'il faut réduire le flux.

$k_\varphi = 1$ Signifier qu'il faut augmenter le flux.

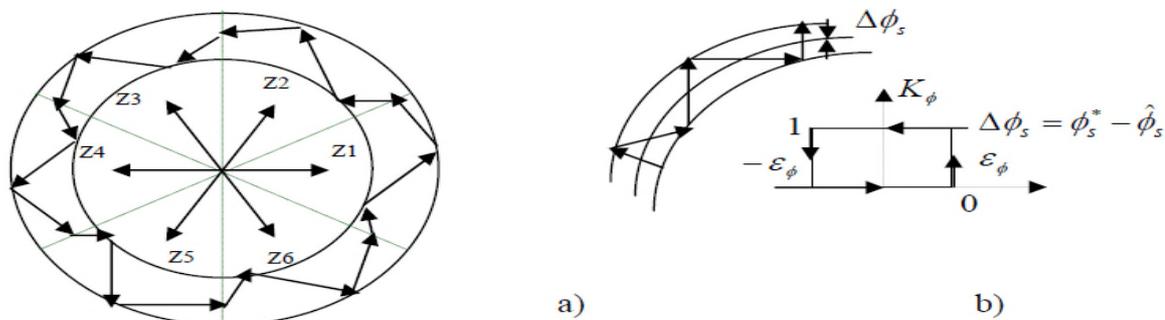


Fig.III.1. (a) Sélection des tensions V_i pour contrôler le flux, (b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux

III.6.2. Correcteurs de couple :

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis et d'imposer ainsi l'amplitude des ondulations du couple.

Pour mieux contrôler le couple dans les quatre quadrans de fonctionnement sans intervention sur la structure ; On a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux. [22]

Ce correcteur permet de commander la machine dans les deux sens de rotation avec un couple positif ou négatif.

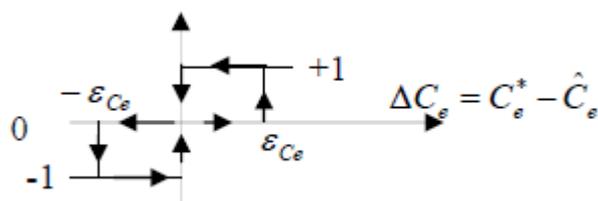


Fig. III.2. Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple électromagnétique

Ce correcteur est modélisé par l'algorithme suivant :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{Ce} & \text{alors } k_C = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{Ce} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \text{alors } k_C = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{Ce} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \text{alors } k_C = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{Ce} & \text{alors } k_C = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \text{alors } k_C = 0 \\ \text{si } -\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \text{alors } k_C = -1 \end{array} \right.$$

- $k_C = 1$ signifie que le couple est inférieur à la limite de la bande et il faut donc l'augmenter.
- $k_C = -1$ signifie que le couple est supérieur à la limite supérieur de la bande et il faut le diminuer
- $k_C = 0$ signifie que le couple est à l'intérieur de la bande et il faut donc l'y maintenir

III.7. Choix du vecteur de tension :

Le choix du vecteur tension statorique V_s dépend de la position du vecteur flux statorique dans le plan complexe α , de la variation souhaitée pour le module du flux φ_s , de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation du flux. [20], [22]

L'espace d'évolution du flux est divisé en six zone appelées secteurs. Lorsque le flux φ_s se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des six vecteurs suivants :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors φ_s croît et C_e croît
- Si V_{i-1} est sélectionné alors φ_s croît et C_e décroît
- Si V_{i+2} est sélectionné alors φ_s décroît et C_e croît
- Si V_{i-2} est sélectionné alors φ_s décroît et C_e décroît
- Si V_0 ou V_7 est sélectionné la rotation de φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangé

III.7.1. Elaboration de la table de commutation :

La table de commutation est construite à partir du comportement du système donné par les variables k_C et k_φ et le secteur du flux statorique.

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

Tab.III.1. La table de commutation

Cette table est utilisée pour les interrupteurs supérieurs du convertisseur pour la commutation des interrupteurs de ce dernier. Quant aux interrupteurs inférieurs, les commutations sont inversées par le moyen d'une porte NOT.

Les interrupteurs du milieu reçoivent les commutations par l'application d'une porte XOR entre les commutations supérieurs et inférieurs.

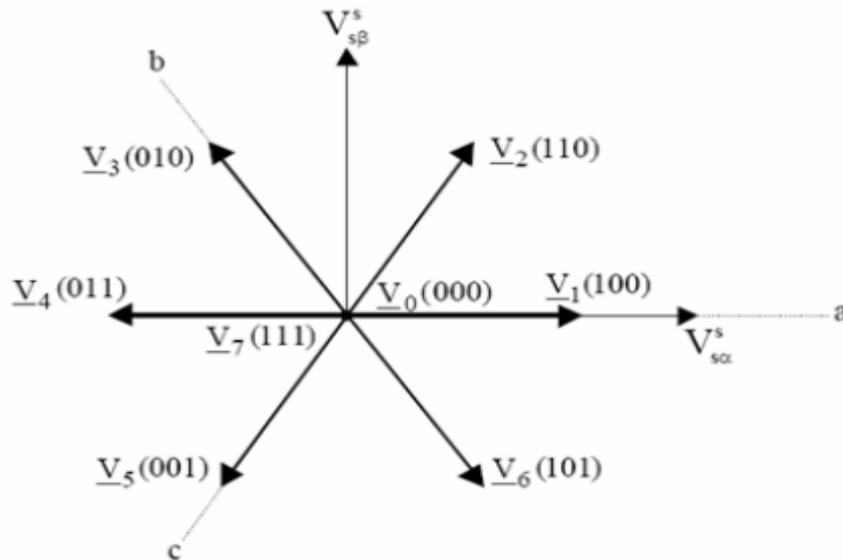


Fig.III.3. Partition du plan complexe en six secteurs

III.8. Stratégie de commande directe du couple :

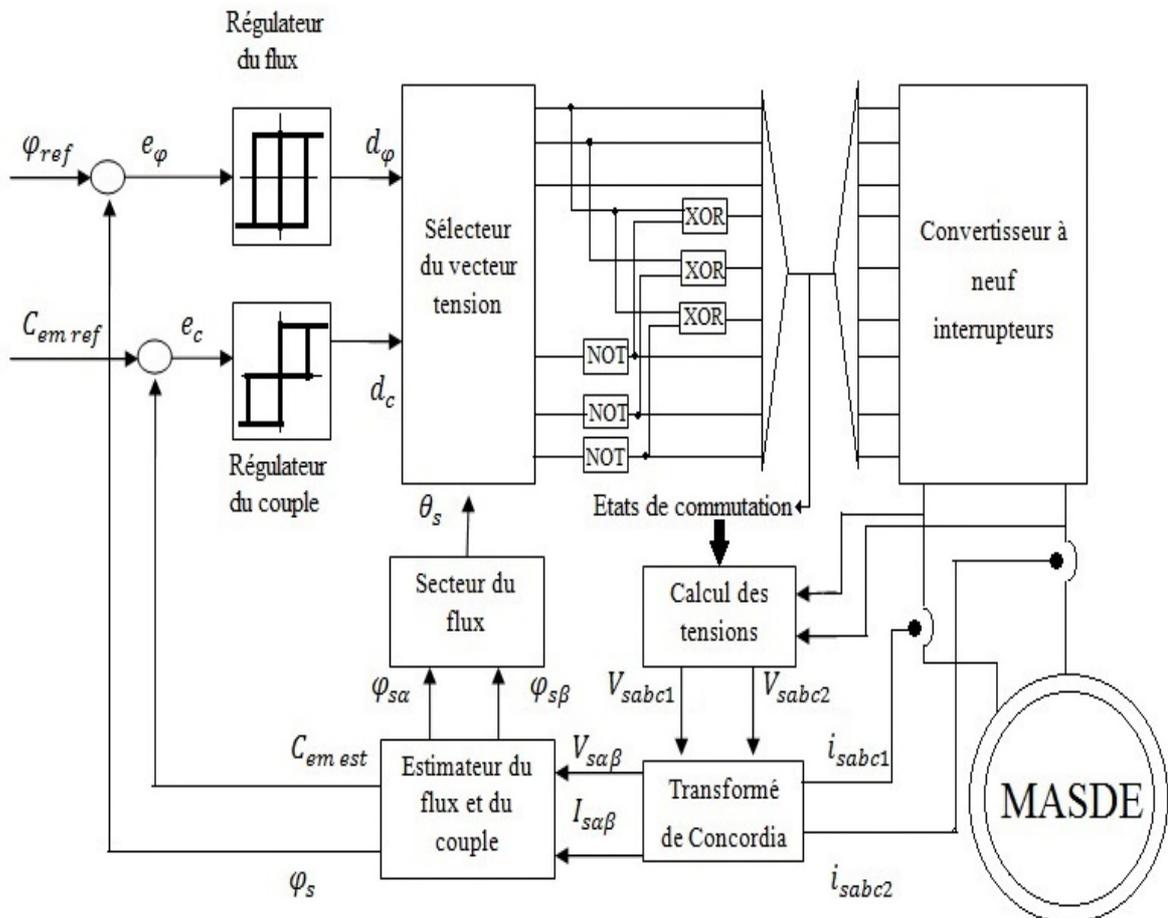


Fig. III.4. Schéma de principe de la commande directe du couple d'une MASDE alimentée par le convertisseur à neuf interrupteurs

La commande directe du couple est basée sur l'algorithme suivant : [20], [21]

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée (T_e)
- A chaque coup d'horloge, on mesure les courants et les tensions de ligne
- Reconstitution des composantes du vecteur flux statorique
- Estimation du couple grâce à la relation (III.8)
- Détermination du vecteur de tension à appliquer à la machine

III.9. Simulation numérique :

III.9.1. Interprétation des résultats :

Les figures ci-dessous montrent les performances de la machine asynchrone double étoile alimentée par le convertisseur à neuf interrupteurs.

Une étude par simulation numérique du comportement dynamique de la MASDE commandée par control direct du couple et alimentée par un convertisseur à neuf interrupteurs est réalisée. Ce convertisseur est alimenté par une source de tension continue DC. Les paramètres de simulations sont :

- La tension d'alimentation DC : 500 V.
- La valeur du flux de référence : 1 Wb.
- Le couple de référence est égal au couple résistant.
- La fréquence d'entrée : 50 Hz.
- La période d'échantillonnage : 10^{-5} s.

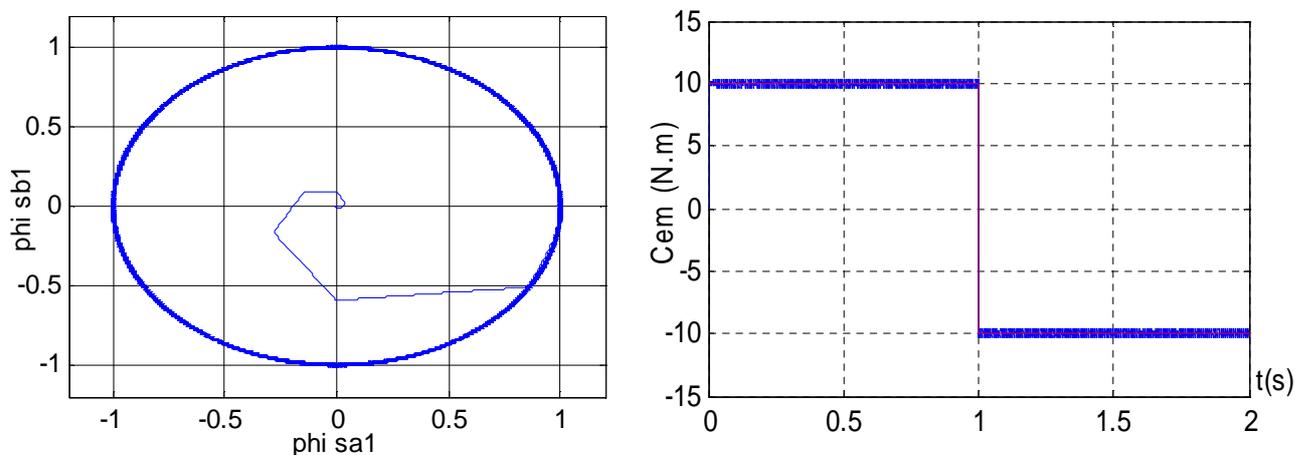


Fig. III.5. Variation du module du flux et réponse à un changement de référence du couple

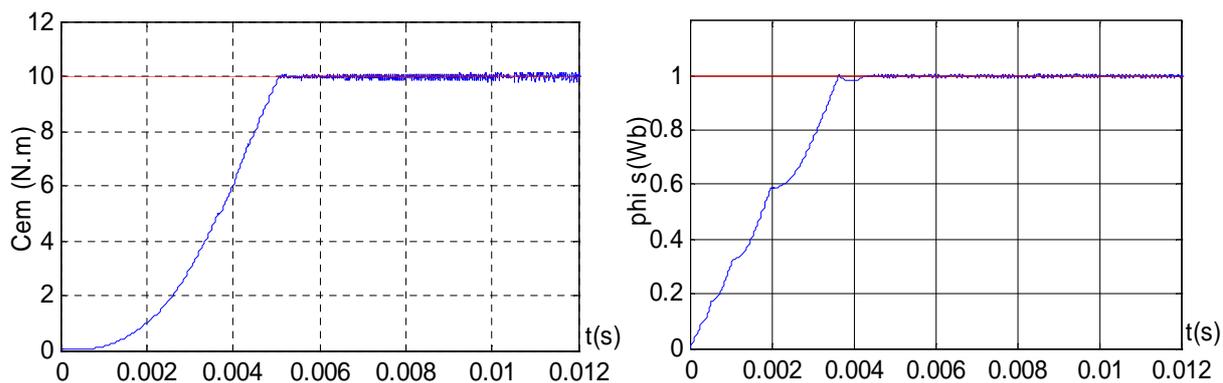


Fig. III.6. Dynamique du couple électromagnétique et du flux

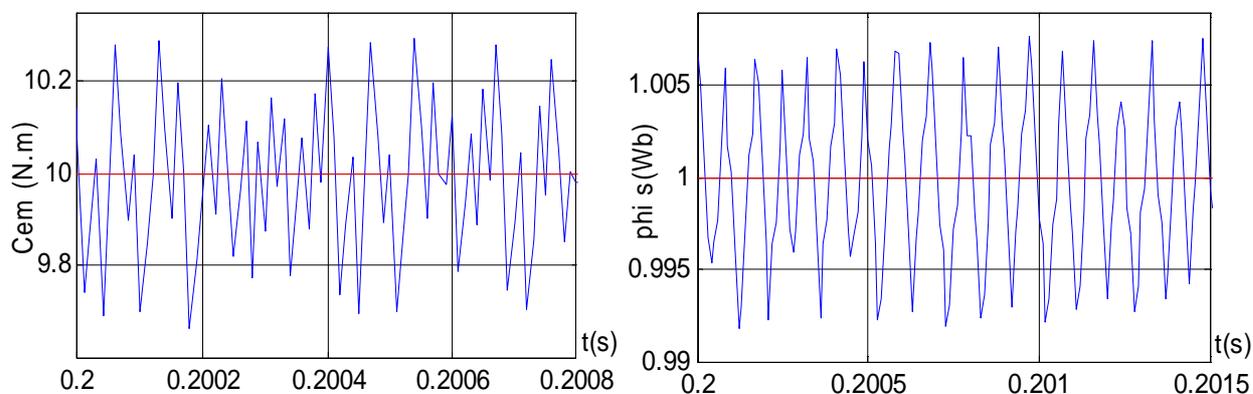


Fig. III.7. Ondulations du couple et du flux autour de leur valeur de référence

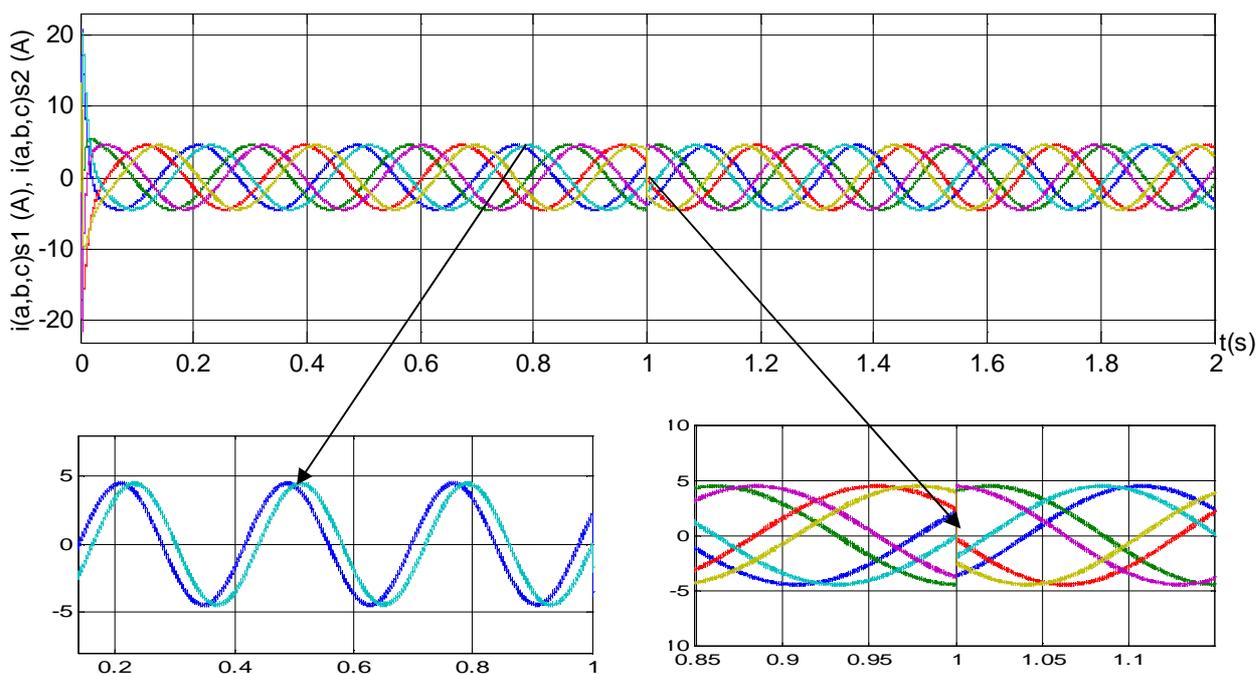


Fig. III.8. Forme, inversement et déphasage des courants statoriques

Les résultats de simulation permettent de valider la structure de contrôle appliquée à la machine asynchrone double étoile alimentée par un convertisseur à neuf interrupteurs.

La figure (Fig. III.5) montre la variation du flux statorique où on remarque que la trajectoire du flux est pratiquement un cercle ainsi que la réponse du couple qui suit parfaitement la consigne lors du changement de référence en régime permanent pour des références de 10 N.m et 1 Wb.

La figure (Fig. III.6) montre la dynamique du couple et du flux pour atteindre les valeurs de références.

La figure (Fig. III.7) illustre les ondulations faible du couple et du flux autour de leurs valeurs de référence de 10 N.m et 1 Wb pour le couple et le flux respectivement.

La figure (Fig. III.8) montre les courants statoriques qui ont une forme purement sinusoïdale et aussi l'inversement $t=1$ s dû au changement de référence du couple. On montre aussi le déphasage entre les différents courants qui est de $\alpha = 30^\circ$.

III.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a introduit une commande directe du couple pour la machine asynchrone double étoile et cela pour découpler les deux grandeurs flux statorique, couple électromagnétique.

Pour bien estimer les grandeurs flux, couple et minimiser l'écart entre la valeur moyenne du couple réel et le couple désiré, il est important de bien connaître certains paramètres du système a étudié (résistance statorique).

Les résultats de simulation obtenus sont jugés bons, vu que les deux grandeurs flux, couple sont indépendant ce qui nous permettra d'agir uniquement sur l'une des grandeurs pour le pilotage de la machine.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce document avait pour but l'étude d'une nouvelle topologie d'alimentation des machines multiphasées plus précisément les machines à double étoile. Pour cela, la connaissance de la machine est indispensable pour l'élaboration de ce travail. La taille des convertisseurs joue un rôle important dans certaines applications industrielles. Ce facteur a été pris en considération où on trouve que le convertisseur abordé est moins encombré par rapport à d'autre.

Dans le premier chapitre nous nous sommes tout d'abord intéressés aux machines multiphasées, En parlant de leurs caractéristiques, avantages et inconvénients par rapport aux machines triphasés. Par la suite on s'est projeté sur la machine asynchrone double étoile qui est d'ailleurs la machine la plus courante des machines multiphasées. A la fin de ce chapitre on a conçu le modèle triphasé et biphasé de la MASDE tout en effectuant des essais en charge à la machine pour concevoir son comportement.

Le deuxième chapitre a été consacré à la présentation de quelques variateurs de vitesse, commençons par le cycloconvertisseur, vu sa structure encombrée, d'autres formes de convertisseurs ont été proposés à l'égard de l'onduleur triphasé et hexaphasé, qui sont les plus répondus actuellement en matière de variation de vitesse dans le domaine industrielle. Mais les dernières recherches ont aboutit a ce qu'on appelle le convertisseur a neuf interrupteurs. Il est constitué de 9 interrupteurs de type IGBT afin de supporter les fortes contraintes en courant et en tension.

La présentation d'un modèle mathématique pour le convertisseur à neuf interrupteurs nous a éclaircie son principe de fonctionnement, de même on a pu avoir les équations de tension simple et composé a la sortie du convertisseur. La génération des signaux de commande du convertisseur a été faite par l'introduction d'une certaine tension fixe appelée Voffset pour éviter l'intersection entre les modulatrices. Enfin les résultats de simulation sur Matlab/Simulink de l'association convertisseur-MASDE ont été satisfaisants par rapport à d'autres topologies de variation de vitesse.

Le dernier chapitre parle sur l'introduction de la technique de commande directe du couple appliquée à l'ensemble machine double étoile-convertisseur à neuf interrupteurs. Cette stratégie de commande permet d'assurer un fonctionnement le plus satisfaisant possible toute en diminuant les ondulations du couple. Les résultats de simulation obtenus pour le régime dynamique (et permanent) nous poussent à validé cette nouvelle structure.

Nous terminons cette conclusion par quelques perspectives qui peuvent enrichir davantage cette étude.

Perspectives :

- Etude des problèmes de commutation des interrupteurs du convertisseur.
- Etude d'autres techniques de commande des convertisseurs à neuf interrupteurs.
- Etude d'autres techniques de commande de l'ensemble convertisseur-MASDE.

Bibliographie

Bibliographie

- [01]: A.AZIB « Etude et commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels » Mémoire de Magister Université de Bejaia, 7 juillet 2009
- [02]: D. HADIOUCHE « Contribution a l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure » Thèse de Doctorat Université Henri Poincaré,Nancy-I, Décembre 2001
- [03]: E. C. dos Santos Jr., C. B. Jacobina and O. I. da Silva « Six-phase Machine Drive System with Nine-switch Converter » Federal University of Campina Grande (UFCG),58109-970 Campina Grande - PB – Brazil , 03 January 2012
- [04]: M. LAKHDARI «Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile » Mémoire de Magister Université de Sétif-1, 2014
- [05]: Y. MAOUCHE « Contribution a l'étude de la machine asynchrone double étoile : Application à la sureté de fonctionnement » Thèse de Doctorat Université de Constantine,2015
- [06]: H. AMIMEUR « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement » Mémoire de Magister Université de Batna, Mai 2008
- [07]: D.BOUAMRA, N.BEDDI « Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile : (Modélisation, Alimentation et Commande) » MASTER ACADEMIQUE Université d'EL-Oued,24 juin 2014
- [08]: T.WILDI, G.SYBILLE « ELECTROTECHNIQUE » 4^e édition, année 2005
- [09]: A. SAADI « Convertisseur matriciel » Cours Master1 Université de Biskra, 2011
- [10]: F.BERREZZEK « Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone » Mémoire de Magister Université de Annaba, 2006
- [11]: Yu Chen, member, IEEE, Gang Wen, student member « Sliding Mode Pulsewidth Modulation (SMPWM) for Nine-Switch Converter » State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Engineering and Technology (AEET) also the College of Electrical and Electronic Engineering (CEEE) Huazhong University of Science and Technology (HUST), Mai 2013

- [12]: Abdul Quawi, Prof. Md Haseeb Khan « A Novel Three Phase Three Leg AC/AC Converter Using Nine IGBTs » International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology, janvier 2017
- [13]: Ahmed S. Salem, Ragi A. Hamdy, Ayman S. Abdel-Khalik, Ibrahim F. El Arabawy, Mostafa S. Hamad, « Performance of nine-switch inverter-fed asymmetrical six-phase induction machine under machine and converter faults » MEPCON, 2016
- [14]: Feng Gao, Lei Zhang, Poh Chiang « Dead-Time Elimination of Nine-Switch Converter » Shandong University Jinan, China, Nanyang Technological University Singapore, 07 April 2011
- [15]: T. Kominami, Y. Fujimoto « A Novel Nine-Switch Inverter for Independent Control of Two Three-phase Loads » Yokohama National University, octobre 2007
- [16]: Feng Gao, Lei Zhang, Ding Li, Poh Chiang Loh « Optimal Pulsewidth Modulation of Nine-Switch Converter » Agency for Science, Technology, and Research, Singapore, 25 mars 2010
- [17]: A. AZIB « Etude et Commande des Machines Polyphasées Alimentées par convertisseurs Matricielle en mode normal et dégradé » Thèse de Doctorat Université de Bejaia, 2016
- [18]: S. Alloune, T. Rekioua, D. Rekioua, « Application des stratégies de commutation pour le contrôle direct du couple (DTC) à une machine asynchrone », proceeding-CNEA'04, 1ère conférence nationale sur l'électrotechnique et ses applications à l'université Sidi-Bel-Abbes, 24-25 mai 2004, pp. 9-14.
- [19]: D. Rekioua, T. Rekioua, S. Alloune, « Switching strategies in direct torque control of induction machine: modeling and simulation, CD-ROM-MS » 2004, Lyon-Villeurbanne-france, 5-7 Juillet 2004
- [20]: C. Canudas de Wit « Modélisation contrôle vectoriel et DTC » 2000
- [21]: A. Ameer « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants » université de Batna 2005
- [22]: Bernard de Fornel « Techniques de l'ingénieur » D3 623, 2004

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone double étoile [06]

Resistance de l'enroulement statorique 1	$r_{s1} = 3.72 \Omega$
Resistance de l'enroulement statorique 2	$r_{s2} = 3.72 \Omega$
Resistance d'une phase rotorique	$r_r = 2.12 \Omega$
Inductance propre cyclique statorique 1 (étoile 1 et 2)	$L_{s1} = 0.022 H$
Inductance propre cyclique statorique 2 (étoile 1 et 2)	$L_{s2} = 0.022 H$
Inductance propre cyclique d'une phase rotorique	$L_r = 0.006 H$
Inductance mutuelle cyclique stator-rotor	$L_m = 0.03672 H$
Nombre de paire de pôles	$p = 1$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001 N.m.s/rd$
Moment d'inertie	$J = 0.0625 kg.m^2$
Puissance nominale	$P_n = 4,5 kW$

Paramètres du convertisseur à neuf interrupteurs

V_{offset}	$V_{offset} = 0.206 pu$
Tension de liaison	$E = 500 V$
L'indice de modulation	$M = 0.794$
Fréquence de la porteuse	$f_p = 10 kHz$
Fréquence des modulatrices	$f_r = 50 Hz$