



جامعة بجاية
Tasdawit n'Bgayet
Université de Béjaïa

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A. Mira de Bejaia
Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Mémoire de fin de cycle

En vue d'obtention du diplôme Master en Electrotechnique
Option : commande électrique.

Thème :

Etude et commande vectorielle de la machine
asynchrone double étoile

Réalisé par :

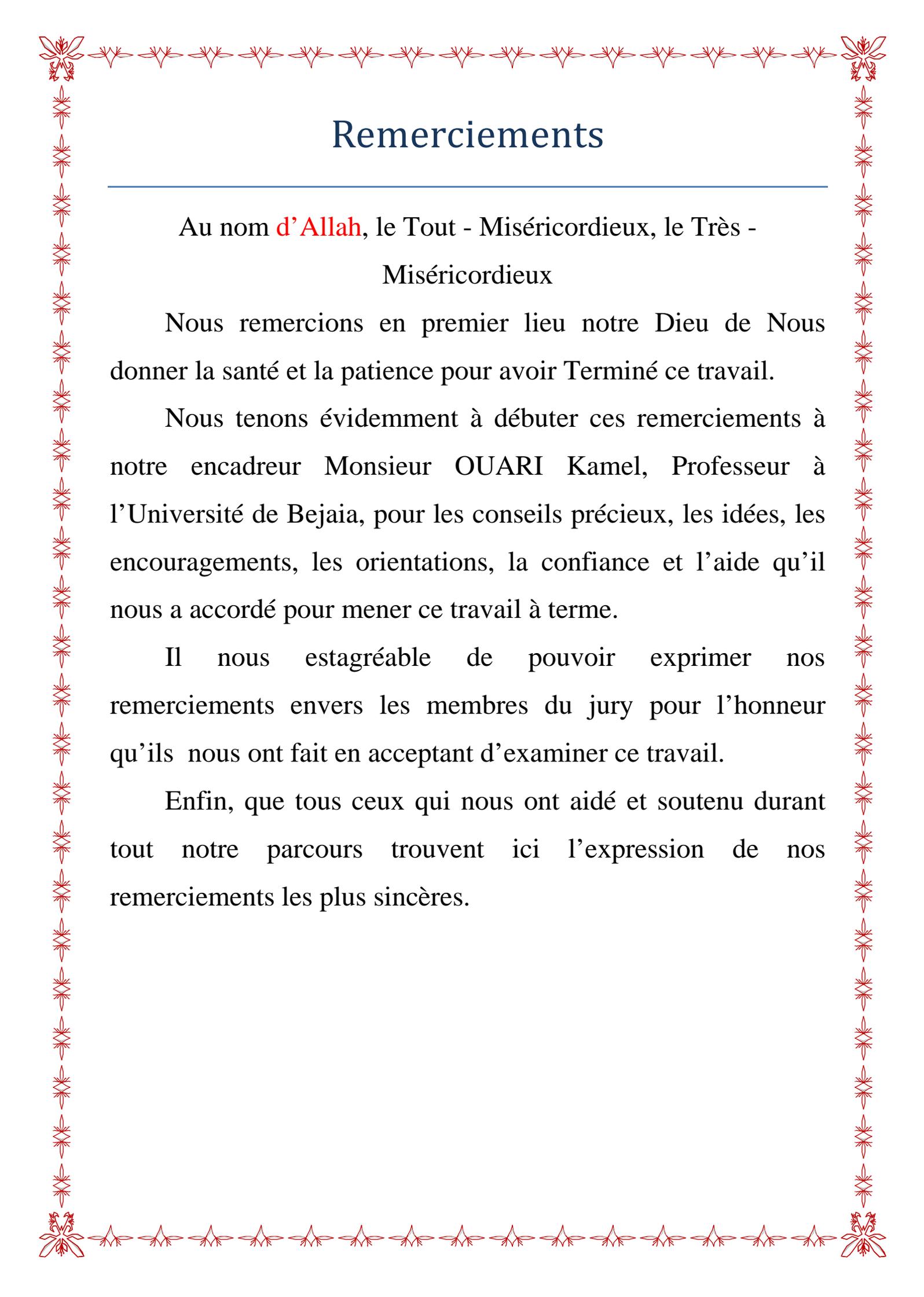
IDER Omar

YAHIA Fatima

Encadré par :

Mr : OUARI Kamel

Promotion 2016-2017



Remerciements

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

Nous remercions en premier lieu notre Dieu de Nous donner la santé et la patience pour avoir Terminé ce travail.

Nous tenons évidemment à débiter ces remerciements à notre encadreur Monsieur OUARI Kamel, Professeur à l'Université de Bejaia, pour les conseils précieux, les idées, les encouragements, les orientations, la confiance et l'aide qu'il nous a accordé pour mener ce travail à terme.

Il nous est agréable de pouvoir exprimer nos remerciements envers les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'examiner ce travail.

Enfin, que tous ceux qui nous ont aidé et soutenu durant tout notre parcours trouvent ici l'expression de nos remerciements les plus sincères.



DEDICACES

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents qui sont la source de mon éducation, mon savoir et mes principes et à cette occasion je vous dis merci d'avoir consacré votre vie pour bâtir la mienne.

A mes chers frères (Omar, Faradj, Larbi, Massinissa) et cher sœurs (Souad, Tinhinan, Seliuna, Massinta) pour leur soutien, qui m'ont aidé à tracer un tel chemin de réussite.

*Je le dédie à mes deux grandes mères
Mes cousins et cousines.*

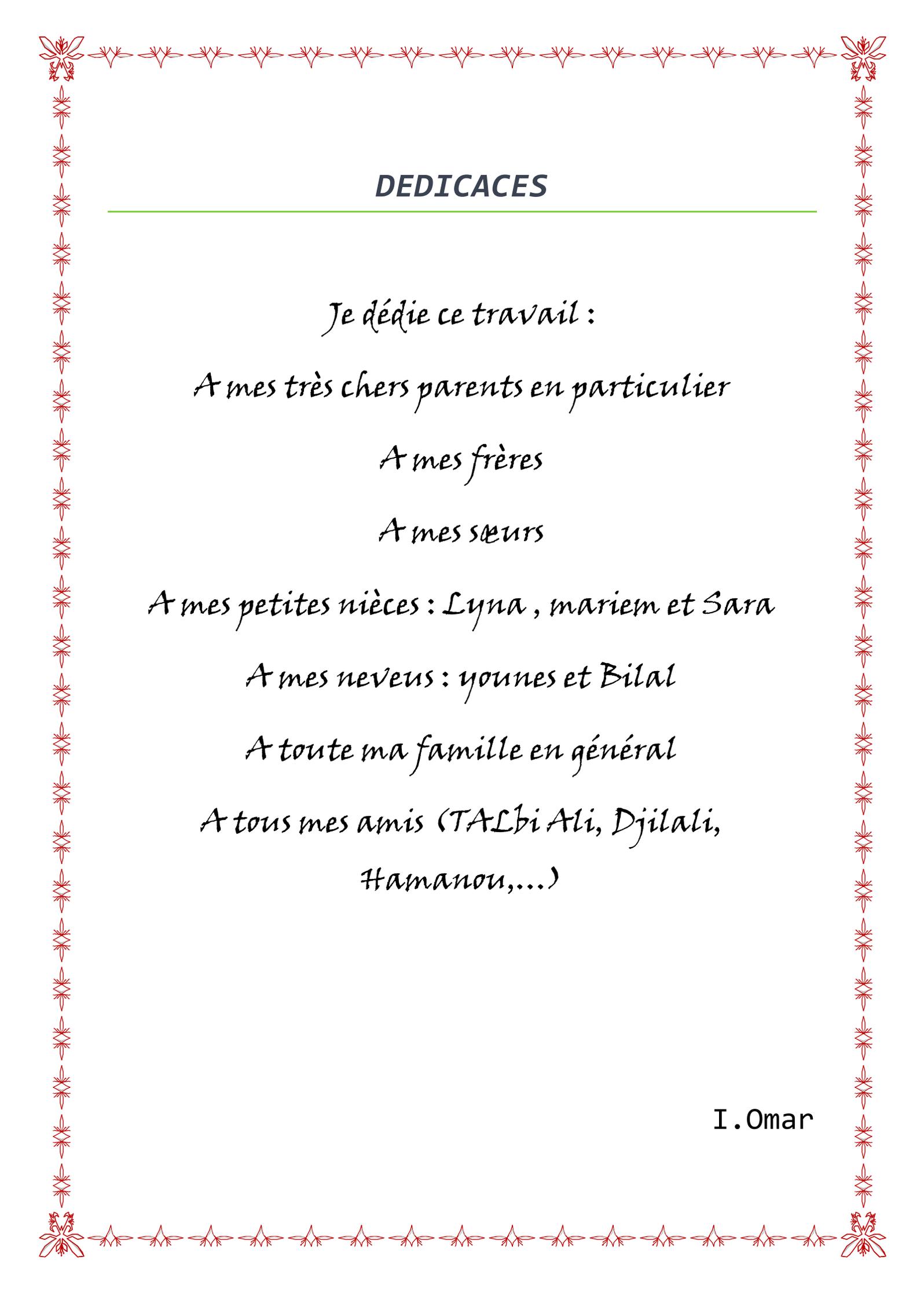
Je dédie également ce travail à mes amis qui m'ont soutenu pendant cette magnifique expérience dont je cite : Fadila, Faroja, Sadika, dodouche, Zohra.

A mon binôme Omar qu'il a tant donné pour l'achèvement de ce mémoire.

A tous ceux qui m'aiment.

A toute la promotion de commande des systèmes électriques 2016/2017

Y.Fatima



DEDICACES

Je dédie ce travail :

A mes très chers parents en particulier

A mes frères

A mes sœurs

A mes petites nièces : Lyna , mariem et Sara

A mes neveux : younes et Bilal

A toute ma famille en général

A tous mes amis (TALbi Ali, Djilali,

Hamadou,...)

I.Omar

Table des figures

Fig. I.1 - Machine asynchrone de 8kw	3
Fig. I.2 – Machine asynchrone 0.75kw, Stator (à droite) et rotor (à gauche)	4
Fig. I.3 - Schéma de principe du système de générateur de six phases auto-excité	8
Fig. I.4 - Exemple d'application d'une machine asynchrone à 2*3 phases	9
Fig. I.5 - schéma de contrôle direct du flux statoriques de l'enroulement de commande	11
Fig. I.6 - Les enrôlements statoriques et rotoriques de la MADE.....	11
Fig. I.7 Modes de fonctionnement suivant le glissement.....	12
Fig. II.1 - Les enrôlements statoriques et rotoriques de la MADE.	15
Fig. II.2 – Représentation schématique du model de Park de la MASDE	21
Fig. II.3 – Evolution de la Vitesse de rotation	27
Fig. II.4 – Evolution du Couple électromagnétique.....	27
Fig. II.5 – Evolution de Courant statoriques Ias1	27
Fig.II.6– Evolutionde Courantstatoriques Ias2.....	27
Fig. II.7 – Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.....	28
Fig. II.8 – Schéma de l'onduleur de tensions	29
Fig. II.9 – Principe de la commande M.L.I sinus-triangle	30
Fig. II.10 – La tension de la phase (a) la sortie de l'onduleur MLI	31
Fig. II.11 – Evolution de la Vitesse de rotation	31
Fig. II.12 – Evolution du Couple électromagnétique	31
Fig. II.13 – Evolution de Courant statoriques Ias1	31
Fig. II.14 – Evolution de Courant statoriques Ias2	31
Fig. III.1 – Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE	34
Fig. III.2 – Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE.....	35
Fig. III.3– Bloc de commande à flux Orienté.	36
Fig. III.4 – repère (Od,Oq) aligné suivant le flux rotorique	36

Fig. III.5 – Représentation schématique du bloc de découplage IFOC.....	38
Fig. III.6 – Schéma de régulation des courants.	39
Fig. III.7 – Marges de stabilité, choix des pôles imposés.	39
Fig. III.8 – Schéma réduit de régulation de vitesse	40
Fig. III.9 – Vitesse de rotation.....	41
Fig. III.10 – Couple de la charge.....	41
Fig. III.11 – Couple électromagnétique	42
Fig. III.12 – Courant i_{qs1} et Courant i_{qs1} référence.....	42
Fig. III.13 – Le Courant statoriques I_{as1}	42
Fig. III.14 – Courant i_{ds1} et Courant i_{ds1} référence	42
Fig. III.15 – Zooms de courant statoriques i_{as1} et la tension V_{as1}	42
Fig. III.16 – La valeur absolue de l'erreur de vitesse	43
Fig. III.17 – Flux statoriques directe et en quadratique	43

Liste des tableaux

Tab. I.1 – donne le détail de quelques exemples de machines multi étoile type1.....	5
Tab. I.2 – donne quelques exemples de machines multi-phasées de type 2.	6
Tab. III.1 – donne les paramètres des régulateur PI utilisé.....	41

LISTE DES SYMBOLES

- C_{em} : Couple électromagnétique (N.m)
 C_r : Couple résistant (N.m)
 E : Tension continue (V)
 f_p : Fréquence de la porteuse (Hz)
 $i_{a,b,cr}$: Courants triphasés rotorique (A)
 $i_{a,b,cs1,2}$: Courants triphasés statoriques (étoiles 1et 2) (A)
 i_{ds1}, i_{qs1} : Courants de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d, q) (A)
 i_{ds2}, i_{qs2} : Courants de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q) (A)
 i_{dr}, i_{qr} : Courants rotoriques dans le référentiel de Park (d,q) (A)
 $[i_{s1}], [i_{s2}], [i_r]$: Vecteurs des courants statoriques et rotorique (A)
 J : Moment d'inertie ($kg.m^2$)
 K_f : Coefficient de frottement (Nms/rd)
 K_i : Gain intégral
 K_p : Gain proportional
 L_{s1} : Inductance propre d'une phase de l'étoile 1 (H)
 L_{s2} : Inductance propre d'une phase de l'étoile 2 (H)
 L_{sr} : Inductance mutuelle cyclique stators-rotor (H)
 L_m : Inductance mutuelle cyclique étoile1-étoile2 et le rotor (H)
 L_{ms} : Inductance mutuelle cyclique statoriques (H)
 L_{mr} : Inductance mutuelle cyclique rotorique (H)
 L_r : Inductance propre d'une phase du rotor (H)
m : Indice de modulation
 p : Nombre de paires de pôles
 P : Opérateur de Laplace
 R_s : Résistance électrique (Ω)
 R_{s1} : Résistance d'une phase (statoriques) de l'étoile 1 (Ω)
 R_{s2} : Résistance d'une phase (statoriques) de l'étoile 2 (Ω)
 R_r : Résistance d'une phase rotorique (Ω)
 r : Coefficient de réglage en tension
 t : Temps (s)
 T_p : Période du signal de la porteuse (s)
 $V_{a,b,cs1,2}$: Tensions triphasées statoriques (étoile 1et 2) (V)
 V_{ds1}, V_{qs1} : Tensions de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q) (V)
 V_{ds2}, V_{qs2} : Tensions de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q) (V)
 V_{dr}, V_{qr} : Tensions rotoriques dans le référentiel de Park (d,q) (V)
 $[V_{s1}], [V_{s2}], [V_r]$: Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques (V)
 w_{mag} : Energie magnétique

$\Phi_{a,b,cr}$: Flux triphasés rotoriques (Wb)
 $\Phi_{a,b,cs1,2}$: Flux triphasés statoriques (étoiles 1 et 2) (Wb)
 Φ_{ds1}, Φ_{qs1} : Flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)
 Φ_{ds2}, Φ_{qs2} : Flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)
 Φ_{dr}, Φ_{qr} : Flux rotoriques dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)
 Φ_s : Flux statoriques selon (d, q) (Wb)
 $[\Phi_s], [\Phi_r]$: Vecteurs des flux statoriques et rotoriques (Wb)
 Ω : Vitesse mécanique de rotation du rotor (rd/s)
 w_{gl} : Pulsation électrique du glissement (rd/s)
 Ω_n : Vitesse mécanique de rotation du rotor nominal (rd/s)
 ω_r : Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (rd/s)
 ω_s : Pulsation électrique des grandeurs statoriques (rd/s)
 τ_r : Constante de temps rotorique (s)
 θ : Position de l'axe d par rapport à l'étoile 1 (rd)
 θ_{gl} : Position de l'axe d par rapport un rotor (rd)
 θ_r : Position du rotor par rapport à l'étoile 1 (rd)
 $\theta_{r-\alpha}$: Position du rotor par rapport à l'étoile 2 (rd)

Notations

PI Proportionnel- Intégrale
 M.L.I Modulation par Largeur d'Impulsion
 MCC Machine à Courant Continu
 FOC Field Oriented Contrôle (Command à flux orienté)
 IFOC indirect Field Oriented Contrôle (Command indirect à flux orienté)
 MADE Machine asynchrone à double étoile
 GADE Génératrice asynchrone à double étoile

Sommaire

Introduction générale.....	1
CHAPITRE I : Généralité et Etat de l'art	
I.1 Introduction.....	3
I.2. Machine asynchrone.....	3
I.2.1 Définition.....	3
I.2.2 constitution de la machine asynchrone.....	3
I.3. Caractéristiques des machines multi-phasées.....	4
I.3.1 Machines multi-phasées de type1.....	4
I.3.2 Machine multi-phasées de typ1.....	5
I.4 Avantages des machines multi-phasées.....	6
I.4.1 Segmentation de puissance.....	7
I.4.2 la fiabilité.....	7
I.4.3 Minimisation des ondulation du couple et des pertes rotoriques.....	7
I.5 Inconvénients des machines multi-phasées.....	7
I.6 Application des machines multi-phasées.....	8
I.7 Description de la MASDE.....	9
I.8 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile.....	12
I.9 Conclusion.....	13
CHAPITRE II : Modélisation de la MASDE	
II.1 Introduction.....	14
II.2 Modélisation de la MASDE.....	14
II.2.1 Description de la machine asynchrone double étoile.....	14
II.2.2 Hypothèses simplificatrice.....	15
II.2.3 Modèle triphasé de la MASDE.....	15
II.2.3.1 Equations électriques.....	15
II.2.3.2 Equation magnétiques de la MASDE.....	17

II.2.3.3 Expression du couple électromagnétique.....	19
II.2.3.4 Equations mécaniques.....	20
II.2.4 Modèle biphasé de la MASDE.....	20
II.2.4.1 Transformation de park.....	20
II.2.4.2 Modèle de la MASDE selon le système d'axes (d,q).....	21
II.2.4.3 Choix du référentiel.....	22
II.2.4.3.1 Référentiel lié au stator.....	22
II.2.4.3.2 Référentiel lié au rotor.....	22
II.2.4.3.3 Référentiel lié au champ tournant.....	22
II.2.4.4 Modèle biphasé de la MASDE lié au champ tournant.....	23
II.2.4.5 Expression du couple électromagnétique en fonction des flux.....	25
II.3 Simulation et interprétation des résultats.....	26
II.3.1 Alimentation de la MASDE par deux sources de tension triphasées.....	26
II.3.2 Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.....	28
II.3.2.1 Modélisation de l'onduleur à commande MLI.....	28
II.3.2.2 Stratégie de commande sinus-triangle.....	29
II.3.2.3 Résultats de simulation.....	31
II.4 conclusion.....	32

Chapitre III :commande vectorielle de la GASDE

III.1 introduction.....	33
III.2 principe de la commande vectorielle.....	34
III.3 Choix d'orientation du flux.....	35
III.4 Différentes méthodes de la commande vectorielle.....	35
III.4.1 Méthode de commande directe.....	35
III.4.2 méthode de commande indirecte.....	35
III.5 Régulation de la vitesse par la méthode indirecte.....	35
III.5.1 Synthèse des régulateur PI.....	39

III.6 Résultats et interprétation	41
III.7 Conctusion	44
Conclusion générale	45
Bibliographie	

Introduction général

Introduction général

Il y a longtemps, le monde industriel a été dominé par les machines à courant continu car elles sont faciles à commander. Actuellement, les machines à courant alternatif occupent une place importante dans la production de l'énergie électrique. Cela grâce au développement rapide de l'électronique de puissance durant ces décennies et au développement des commandes numériques.

Les premières machines à courant alternatif étaient autrefois diphasées. Mais, la version triphasée s'est rapidement imposée par l'allemand Michael Dolivo-Dobrowolski qui a réalisé la première machine asynchrone triphasée en 1889, cette dernière domine assez largement le domaine des machines électrique grâce aux plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types[1]. Elle est la plus simple à fabriquer, la moins couteuse, la moins exigeante en terme d'entretien, présente un taux de défaillance très peu élevé, fabriquée en grande qualité et sur une très grande échelle de puissances. Elle conserve, presque sans modifications, ses parties constitutives essentielles, et elle a aussi l'avantage d'être standardisée.

Récemment, les chercheurs s'intéressent de plus en plus aux machines multi-phasées, un des exemples les plus courants ; la machine asynchrone à double étoile (MASDE). Cette dernière, comprend deux bobinages statoriques triphasés et un bobinage rotorique. Les deux étoiles sont déphasés entre elles d'un angle électrique ($\alpha=\pi/6$), chacune d'elles comporte trois enroulements, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique ($2\pi/3$) et sont alimentés par un système de tension équilibré, qui en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer [2].

Le rotor est à cage d'écureuil constitué des barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

La machine asynchrone à double étoile à l'avantage, autre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques.

Dans le cadre de notre travail, nous sommes plus particulièrement intéressés à la commande vectorielle sur la machine asynchrone à double étoile. Le but de cette commande est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante

L'étude de la machine asynchrone double étoile, sa structure, sa modélisation, son alimentation ainsi que sa commande, font l'objet des trois chapitres qui constituent ce mémoire.

Dans le premier chapitre, il nous apparaît nécessaire de présenter brièvement quelques généralités sur les machines multiphasées. La machine asynchrone double étoile étant un exemple de la machine multi-phasée.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone double étoile et de son alimentation. Après une description de la machine. On développe au premier lieu un modèle triphasé de la machine asynchrone double étoile, deuxièmement le modèle triphasé basé sur la transformation de Park. Ensuite, on présente l'alimentation de la machine par un onduleur de tension à commande M.L.I, on commente enfin les résultats de simulation après illustration et visualisation de ces derniers.

Le troisième chapitre sera consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone double étoile. Un aperçu sur le principe de la commande vectorielle ainsi que ses différentes méthodes s'avèrent être utile. Par la suite, on passe à l'application de la méthode indirecte sur la machine. Nous allons enfin commenter les résultats de simulation.

Finalement, une conclusion générale et quelques perspectives de notre travail seront présentés.

Chapitre I

Généralités et Etat de l'art

I.1.Introduction

Plus de la moitié d'énergie électrique produite dans les pays industrialisés est transformée en énergie mécanique par des moteurs. La plupart de ceux-ci appartiennent à l'un des types suivants : à courant continu et à courant alternatif (asynchrone, synchrone) [12].

Dans ce chapitre, on présente quelques généralités sur les machines asynchrones ordinaires et asynchrones multi-phasées et un état de l'art sur ces dernières. Tenant compte des recherches récentes sur la machine asynchrone à double étoile (MASDE) et vu ses avantages il intéressant d'étudié cette machine.

I.2. Machine asynchrone

I.2.1. Définition

La machine asynchrone est une machine électrique tournante à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas toujours synchronisée à la fréquence des courants qui les traversent.

$$N_s = \frac{60f}{P} \quad (I.1)$$



Fig. I.1. Machine asynchrone de 8kw [3].

I.2.2. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone se compose de deux parties principales :

➤ **Le stator**

Le stator est constitué de 3 enroulements formés de conducteurs logés dans des encoches. Ces enroulements sont parcourus par des courants triphasés, d'où la création d'un champ magnétique tournant à la fréquence f et à la vitesse $\Omega = w/p$ (tr/min).

➤ **Le rotor**

Le rotor est constitué de conducteur en court circuit qui est parcourus par des courants induits par le champ magnétique créé par les courants statoriques.



Fig. I. 2. Machine asynchrone 0.75kw, Stator (à droite) et rotor (à gauche) [3].

I.3. Caractéristiques des machines multi-phasées

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statoriques), on discerne deux types des machines multi-phasées.

On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre de phases donné. Une machine double étoile (6 phases) de $\alpha = 0^\circ$ a des caractéristiques différentes de celle d'une machine double étoile à $\alpha = 30^\circ$. Pour la prise en compte de ces différences dans une machine et pouvoir différencier entre les configurations possibles, un autre terme est introduit : le nombre de phases équivalent [1]. Il est défini comme suit : $n_{ph} = \pi/30$.

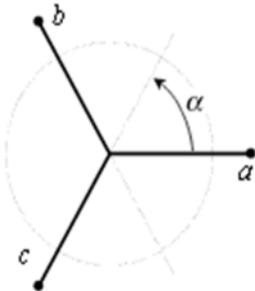
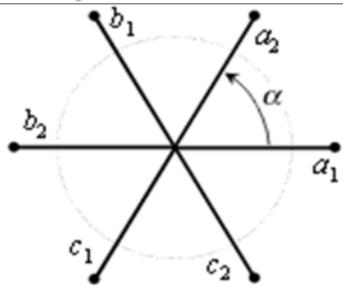
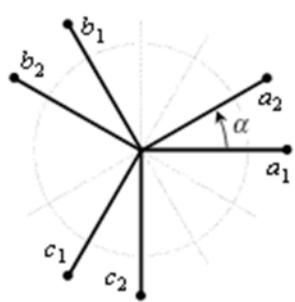
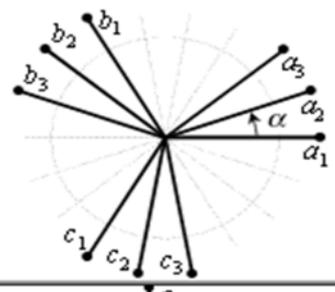
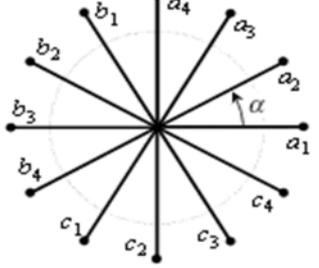
Avec(α) : le décalage angulaire entre bobinages adjacentes

I.3.1 Machines multi-phasées de type 1

Les machines multi-phasées type 1 sont des machines dont le nombre de phases est un multiple de trois [3]. $q = 3\eta$ ($\eta = 1, 2, 3, \dots$) (I.2)

Ces machines appelées aussi « machines multi-étoile ».

Le Tableau (I.1) donne le détail de quelques exemples de machines multi étoile type1.

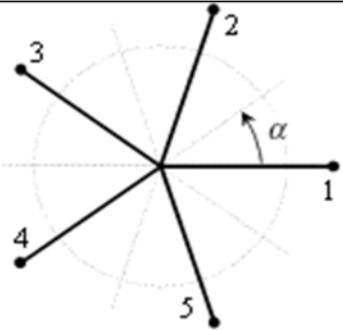
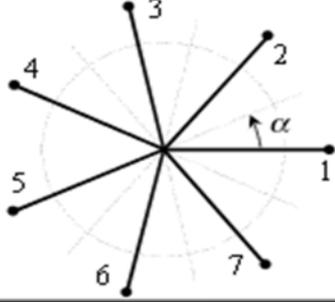
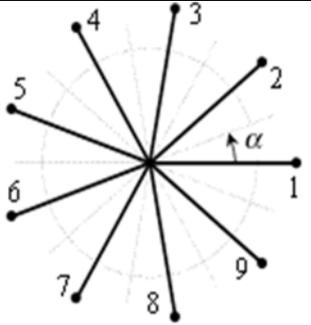
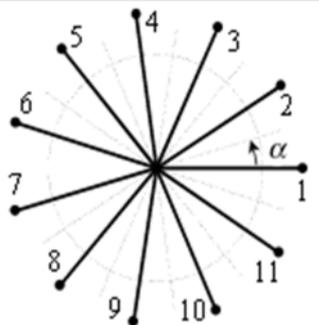
Nombre de phase(q)	de	Nombre équivalent de phases (q α)	Décalage entre les étoiles (α)	Représentation schématique de bobines
3		3	$\frac{\pi}{3}$	
6		3	$\frac{\pi}{3}$	
6		6	$\frac{\pi}{6}$	
9		9	$\frac{\pi}{9}$	
12		6	$\frac{\pi}{6}$	

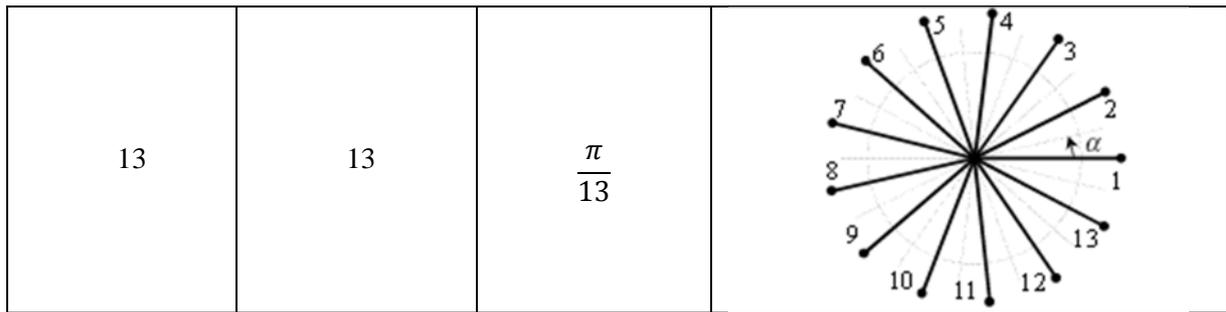
I.3.2 Machines multi-phasées de type 2

Toutes les machines dont le nombre de phases statoriques (q) est un nombre impair sont groupées dans les machines multi-phasées de type 2 [2].

Alors les (q) phases sont régulièrement décalées de $2\pi/q = 2\alpha$.

Le tableau (I.2) donne quelques exemples de machines multi-phasées de type 2.

Nombre de phase (q)	Nombre équivalent de phases ($q\alpha$)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	



I.4. Avantages des machines multi-phasées :

De nombreux travaux de recherche sur les machines multi-phasées ont été menés, pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance et la minimisation des ondulations du couple [1], [4].

I. 4.1. Segmentation de puissance

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par la machine est alors réduite dans chaque phase. [2]

Moubayed, N. Dans [5] a expliqué que dans le cadre de la segmentation de puissance dans les ensembles convertisseurs - machines, cette thèse est consacrée à l'alimentation par plusieurs onduleurs de tension des machines alternatives multi-étoiles. Ceci présente l'avantage de la modularité au niveau des onduleurs et permet le fonctionnement en régime dégradé. Tout d'abord, nous avons modélisé les machines synchrones et asynchrones double étoile en vue de les alimenter par deux onduleurs de tension. Ensuite, par une approche analytique, par simulation ainsi que par expérimentation, nous avons mis en évidence les problèmes liés au couplage magnétique qui peut être la cause d'apparition de surintensités dans les courants de phases. De plus, il est préférable d'avoir un faible couplage entre les étoiles statoriques et une fréquence de découpage la plus élevée possible. Les mêmes conclusions ont été généralisées aux machines alternatives multi-étoiles.

I.4.2. La fiabilité

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commander la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue [2].

I.4.3. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

L'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamentale est principalement créée par des harmoniques cinq et sept de temps. Ces

harmoniques existent dans la machine triphasée, par contre dans la machine double étoile, ils sont naturellement éliminés. Remarquons que certains harmoniques de courants statoriques ne créent de f.é.m., les courants pouvant être induits au rotor n'existent pas pour ces harmoniques. Par conséquent, une machine multi-phasées aura pratiquement toujours moins des pertes rotoriques qu'une machine triphasé [1].

D'autres avantages comme amélioration du facteur de puissance et Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

I.5. Inconvénients des machines multi-phasées

Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phase, 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 adaptée.

La machine double étoile est la machine multi-phasées la plus courante, sans doute parce qu'elle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur- machine pas trop compliquée et de prix acceptable [2].

I.6. Applications des machines multi-phasées

L'auteur dans [6] en 2008, a décrit un nouveau modèle généralisé pour l'analyse des performances d'un générateur asynchrone auto-excité de six phases pour la production d'énergie renouvelable autonome. Avec trois topologies de condensateur d'excitation, leur attention est portée sur l'influence des différentes connexions de condensateurs sur les capacités de surcharge du générateur et la puissance de sortie

Il a démontré théoriquement et avec une validation expérimentale qu'avec une simple connexion parallèle, la tension du générateur s'effondre quand il est surchargé soit avec courte ou longue connexion d'excitation shunt, le générateur est en mesure de maintenir la charge à une tension de fonctionnement inférieure et à un fort courant et cela en utilisant la méthode d'algorithme génétique (figure3).

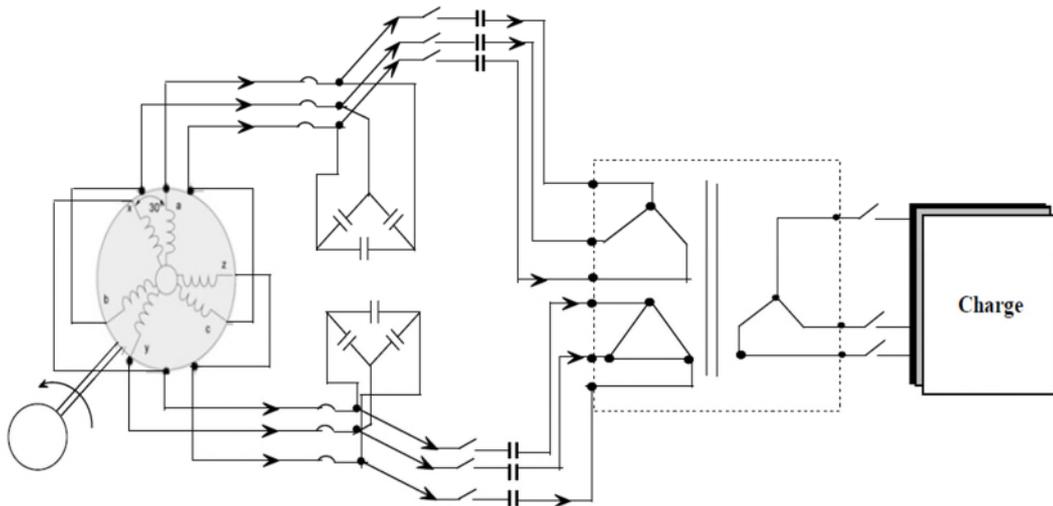


Fig. I.3. Schéma de principe du système de générateur de six phases auto-excité.

Une autre application concerne l'utilisation des machines multi-phasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : 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 (Fig.4) [7].

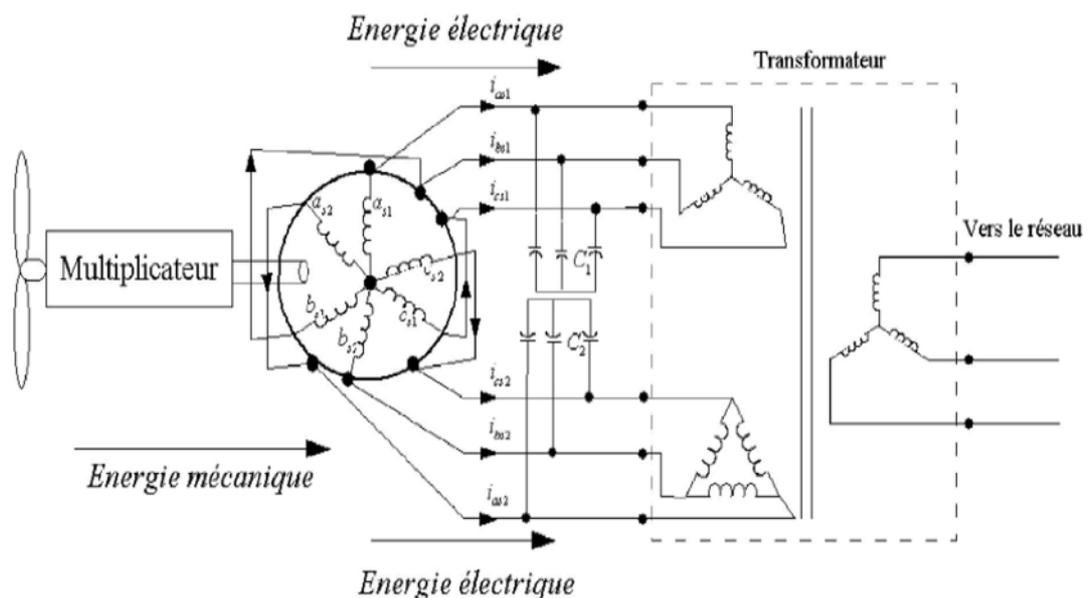


Fig. I.4. Exemple d'application d'une machine asynchrone à 2*3 phases

En 2000 Terrien.F, dans [8] a mis au point deux approches pour étudier un variateur de vitesse. La première concerne le développement d'un simulateur basé sur des modèles qui tiennent compte des différentes interactions entre les entités physiques du système complet. La seconde approche concerne la mise au point d'un prototype expérimentale de puissance réduite permettant de valider les modèles établis et les lois de commande développées.

En 2005 Merabtene, M dans [9] a fait une modélisation dynamique en vue de la simulation et de la commande vectorielle des machines synchrones double étoile à pôles saillants alimentées par des onduleurs MLI.

Grâce aux approches de modélisation développées, le modèle initial fortement couplé de la machine est ramené à un ensemble de modèles diphasés équivalents découplés magnétiquement. Ces approches de modélisation sont étendues au fonctionnement en mode dégradé de l'ensemble onduleur-machine.

Un banc d'essais logiciel est développé pour simuler le comportement dynamique et analyser les problèmes spécifiques de l'ensemble convertisseur-machine fonctionnant soit en mode normal soit en mode dégradé. Afin de minimiser les ondulations du couple et les pertes en mode dégradé, des stratégies de commande ont été élaborées.

En 2004, l'auteur dans [10] a fait l'étude d'une Machine Asynchrone Double Etoile (MADE) alimentée par deux onduleurs MLI. Il traite trois volets : dans le premier volet, il a élaboré une méthodologie pour la modélisation dynamique de la MADE. Après un passage en revue des différentes approches de modélisation, il a attardé sur la généralisation du formalisme vectoriel développé pour les machines polyphasées aux cas des machines multi-étoiles. Le deuxième volet de ces travaux concerne l'analyse comportementale de l'actionneur. Il a étudié l'influence des structures d'alimentation (onduleur deux ou trois niveaux) et de leurs commandes rapprochées (MLI) sur le comportement temporel de l'actionneur. Le troisième volet des travaux est dédié à la commande à structure variable par mode de glissement de l'actionneur. L'objectif des lois de commande recherchées est de gérer à la fois le contrôle du flux et du couple et la minimisation des courants circulant entre les deux étoiles. Une méthodologie pour la synthèse des lois de commande par mode de glissement est élaborée pour une machine triphasée puis étendue à la MADE.

En 2001, l'auteur dans [1], a présenté une étude théorique d'une MASDE, une telle machine à l'avantage, en plus de la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques.

En 2014, l'auteur dans [11] a fait l'étude d'une commande glissant-floue qu'est appliquée à une machine asynchrone double étoile. Après une étude détaillée de cette technique, quelques aspects améliorables sont apparus, liés principalement à l'erreur statique et au temps de réponse de la vitesse de la MASDE qui provoque la rapidité et la bonne poursuite de la consigne de vitesse.

En 2015 Chekkal.S, a donné une autre application de la GASDE. L'enroulement de commande de la GASDE est connecté à un onduleur ; ce dernier permet le contrôle du besoin en puissance réactive du générateur (avec une vitesse ou une charge variable), ce qui rend la tension stable à la sortie. Les performances du système avec la variation de vitesse à vide et en charge nominale sont simulées à partir du contrôle direct du flux statoriques de l'enroulement de commande, les résultats présentés montrent que l'onduleur de puissance peut être utilisé pour contrôler les grandes puissances et réduit le coût, le volume et le poids rentablement figure(5) [12].

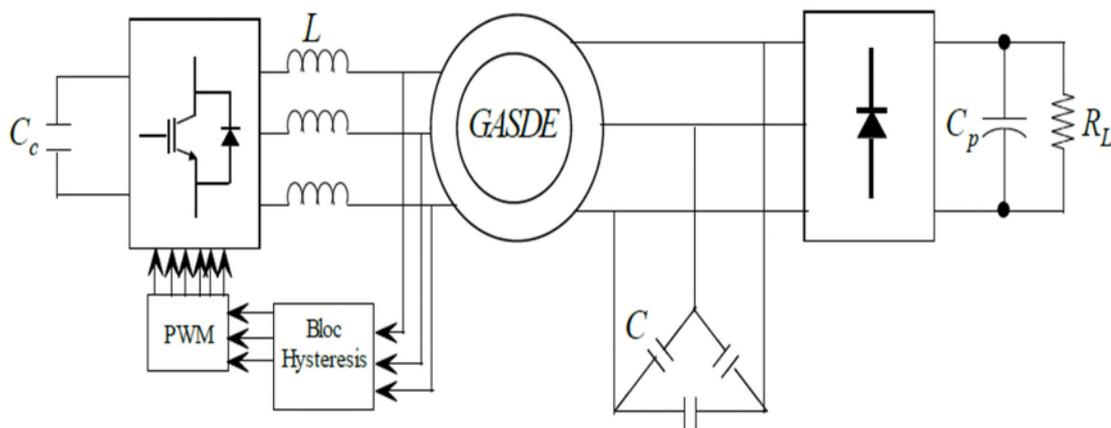


Fig. I.5. Schéma de contrôle direct du flux statoriques de l'enroulement de commande.

I.7. Description de la MASDE

La machine asynchrone double étoile comporte dans le stator deux systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle électrique ($\alpha=\pi/6$), et un rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil. Pour simplifier l'étude de machine, nous considérons les circuits électriques du rotor comme équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit. La (figure 6), donne la position des axes d'enroulement des neuf phases constituant la machine. Six phases pour le stator et trois phases pour le rotor [2].

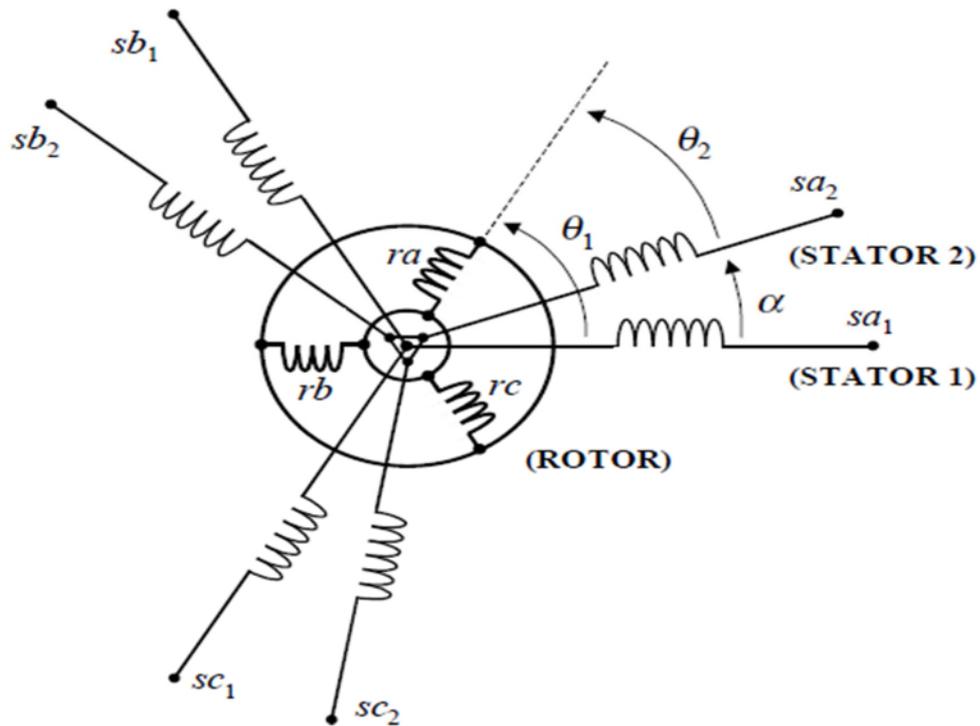


Fig. I.6. Les enrôlements statoriques et rotoriques de la MADE.

I.8. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

Les courants triphasés de fréquence f_s alimentant l'enroulement 1 du stator de la machine, donnent naissance à un champ tournant à la vitesse de synchronisme N_s , tel que :

$$N_s = \frac{f_s}{p} [\text{tr/s}] \quad (\text{I.3})$$

(P : le nombre de paire de pôles)

Les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle $\alpha=30^\circ$ alimentant l'enroulement 2 du même stator donnent eux aussi naissance à un autre champ tournant à la même vitesse de Synchronisme N_s . Ces deux champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse N [tr/s] inférieure à celle du synchronisme ($N < N_s$), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. On dit alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport (figure 7) [2].

$$g = \frac{N_s - N}{N} \quad (\text{I.4})$$

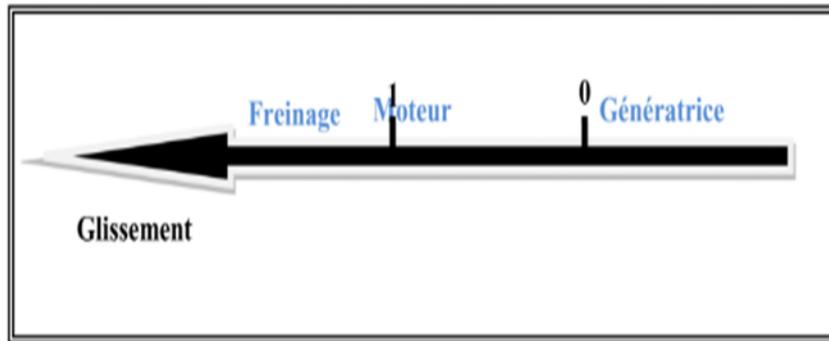


Fig. I.7: Modes de fonctionnement suivant le glissement

En 1993, l'auteur dans [13] a expliqué que les équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, tout d'abord écrites en utilisant les hypothèses classiques de l'électrotechnique.

La résolution analytique des équations montre que les régimes transitoires de cette machine sont assez peu différents de ceux de la machine simple étoile équivalente lorsqu'elle est alimentée en tension.

L'étude du régime permanent du moteur alimenté par deux onduleurs de courant à 120° décalés de 30° permet de calculer simplement les grandeurs caractéristiques de chaque couple harmonique et de les comparer à celles de la machine simple étoile équivalente. Les résultats obtenus sont finalement validés par la mesure des vibrations produites par ces machines.

I.9. Conclusion

Nous avons présenté dans le chapitre des généralités globales sur les machines multiphasées. Nous avons présenté un état de l'art sur la machine asynchrone double étoile et nous avons cité quelques domaines d'applications de cette dernière.

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

Chapitre II

Modélisation de la MASDE

II.1 Introduction

Par l'observation et l'analyse des différentes évolutions des grandeurs d'un système, le modéliser est une étape primordiale en vue de le contrôler ou de le maîtriser. La modélisation des machines électriques fait appel à des équations en général très complexes. En effet, La machine asynchrone à double étoile n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, tel que la répartition des enroulements, la saturation, l'effet de peau, etc. Mais quel que soit la complexité de la géométrie de ces machines, il est indispensable de développer un modèle dont le comportement soit le plus proche possible du modèle réel. Cependant, certaines hypothèses simplificatrices permettent de contourner cette difficulté

La modélisation de la machine est basée sur l'utilisation de la transformation de PARK qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à deux axes perpendiculaires électriquement (direct et quadrature) [14]. Pour vérifier le modèle de la MASDE, on simule, sous l'environnement MATLAB / Simulink, dans un premier temps le fonctionnement de la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées. On passe ensuite à l'association de la MASDE et de l'onduleur à commande MLI. Enfin, des résultats de simulations sont présentés et commentés.

II.2 Modélisation de la MASDE

II.2.1 Description de la machine asynchrone double étoiles (rappels)

La machine asynchrone double étoile comporte dans le stator deux systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle électrique ($\alpha=\pi/6$), et un rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil. Pour simplifier l'étude de la machine, on considère les circuits électriques du rotor comme équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit. La figure II.1 donne la position des axes magnétiques des neuf enroulements constituant la machine. Six phases pour le stator et trois phases pour le rotor [2].

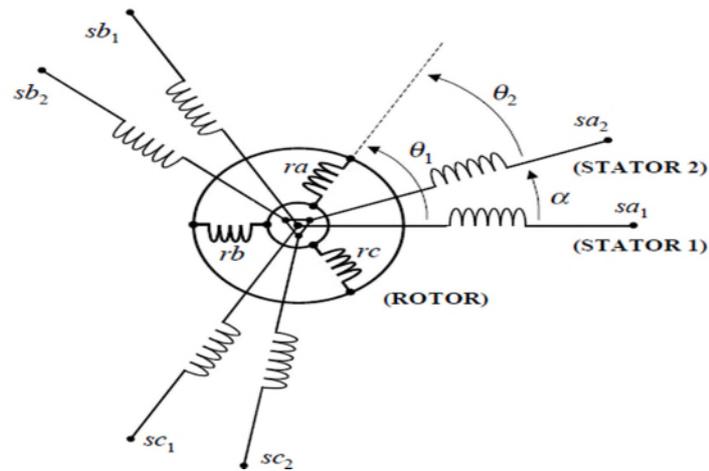


Fig. II.1. Les enrôlements statoriques et rotoriques de la MADE.

II.2.2 Hypothèses simplificatrices

La MASDE avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte [15]. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices suivantes [16], [17] :

- ✓ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable;
- ✓ Force magnétomotrice est 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)
- ✓ L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoile 1 et 2) est négligeable.

II.2.3 Modèle triphasé de la MASDE

II.2.3.1 Equations électriques

Les équations des tensions de la machine asynchrone à double étoiles représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux.

Pour l'étoile I :

$$\begin{cases} v_{sa1} = R_{sa1} i_{sa1} + \frac{d\phi_{sa1}}{dt} \\ v_{sb1} = R_{sb1} i_{sb1} + \frac{d\phi_{sb1}}{dt} \\ v_{sc1} = R_{sc1} i_{sc1} + \frac{d\phi_{sc1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Pour l'étoile II:

$$\begin{cases} v_{sa2} = R_{sa2}i_{sa2} + \frac{d\phi_{sa2}}{dt} \\ v_{sb2} = R_{sb2}i_{sb2} + \frac{d\phi_{sb2}}{dt} \\ v_{sc2} = R_{sc2}i_{sc2} + \frac{d\phi_{sc2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_{ra}i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ 0 = R_{rb}i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ 0 = R_{rc}i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

La forme matricielle est la suivante :

Pour l'étoile I :

$$[v_{s1}] = [R_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s1}] \quad (\text{II.4})$$

Pour l'étoile II:

$$[v_{s2}] = [R_{s2}][i_{s2}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s2}] \quad (\text{II.5})$$

Pour le rotor:

$$[0] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (\text{II.6})$$

On pose:

$$R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1}$$

$$R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2}$$

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

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

R_{s1} : Résistance d'une phase de l'étoile 1

R_{s2} : Résistance d'une phase de l'étoile 2

R_r : Résistance d'une phase de rotor

$$[v_{s1}] = \begin{bmatrix} v_{sa1} \\ v_{sb1} \\ v_{sc1} \end{bmatrix}; [v_{s2}] = \begin{bmatrix} v_{sa2} \\ v_{sb2} \\ v_{sc2} \end{bmatrix}; [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}$$

$[v_{s1}]$: Vecteur de tension de l'étoile 1

$[v_{s2}]$: Vecteur de tension de l'étoile 2

$$[i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix}; [i_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix};$$

$[i_{s1}]$: Vecteur de courant de l'étoile 1

$[i_{s2}]$: Vecteur de courant de l'étoile 2

$[i_r]$: Vecteur de courant du rotor

$$[\Phi_{s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{bmatrix}; [\Phi_{s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{bmatrix}; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_{s1}]$: Vecteur de flux total de l'étoile 1

$[\Phi_{s2}]$: Vecteur de flux total de l'étoile 2

$[\Phi_r]$: Vecteur de flux total de rotor

II.2.3.2 Equations magnétiques de la MASDE

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

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

$[L_{s1s1}]$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s_2s_2}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

$[L_{rr}]$: Matrice inductance du rotor.

$[L_{s_1s_2}]$: Matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et l'étoile 2.

$[L_{s_1r}]$: Matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et le rotor.

$[L_{s_2s_1}]$: Matrice inductance mutuelle entre l'étoile 2 et l'étoile 1.

$[L_{s_2r}]$: Matrice inductance mutuelle entre l'étoile 2 et le rotor.

$[L_{rs_1}]$: Matrice inductance mutuelle entre le rotor et l'étoile 1.

$[L_{rs_2}]$: Matrice inductance mutuelle entre le rotor et l'étoile 2.

Les sous matrices de la matrice des inductances sont :

$$[L_{s_1s_1}] = \begin{bmatrix} (L_{s_1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s_1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s_1} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s_2s_2}] = \begin{bmatrix} (L_{s_2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s_2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s_2} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{ms}) & L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_r + L_{mr}) & L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s_1s_2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

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

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

Les sous matrices $[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^t$, $[L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^t$, $[L_{r,s2}] = [L_{s2,r}]^t$.

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

- L_{s1}, L_{s2}, L_r : Valeurs maximales des coefficients d'inductances propres de l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.
- L_{ms} : Valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles statoriques.
- L_{mr} : Valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles rotoriques.
- L_{sr} : Valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre une étoile et le rotor.
- L_m : Inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1 et 2 et le rotor.

II.2.3.3 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est la dérivée partielle d'énergie électromagnétique stockée par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor.

$$C_{em} = \frac{\partial W}{\partial \theta_{geo}} = p \frac{\partial W}{\partial \theta_{ele}} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$$W_{mag} = \frac{1}{2} ([i_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [i_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [i_r]^t [\Phi_r]) \quad (\text{II.9})$$

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{p}{2} \left([i_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1r}] [i_r]^t + [i_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2r}] [i_r]^t \right) \quad (\text{II.10})$$

II.2.3.4 Equations mécanique

L'équation fondamentale du mouvement de la machine est donnée par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad (\text{II.12})$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{II.13})$$

J : Inertie totale des parties tournante et K_f : Coefficient de frottement.

II.2.4 Modèle biphasé de la MASDE

Les systèmes d'équations (II. 1) (II. 2) et (II. 3) sont à coefficients variables car la matrice des inductances mutuelles contient des termes qui sont en fonction de θ donc en fonction du temps. Ce qui rend sa résolution complexe et difficile. Pour remédier à ce problème, on fait appel à la transformation de Park pour avoir un système d'équations différentielles à coefficients constants.

II.2.4.1 Transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer un système triphasé (abc) en un système diphasé équivalent (dq0). Les systèmes de courants triphasés et diphasés sont équivalents lorsqu'ils créent la même force magnétomotrice d'entrefer. La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (dq).

La matrice de transformation de Park pour l'étoile 1 est définie comme suit :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

La matrice de transformation de Park pour l'étoile 2 est définie comme suit :

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

La matrice de transformation de Park pour le rotor est définie comme suit :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

II.2.4.2 Modèle de la MASDE selon le système d'axes (d, q)

La figure (II.2) représente le modèle de la MASDE selon le système d'axes (d, q) tournant.

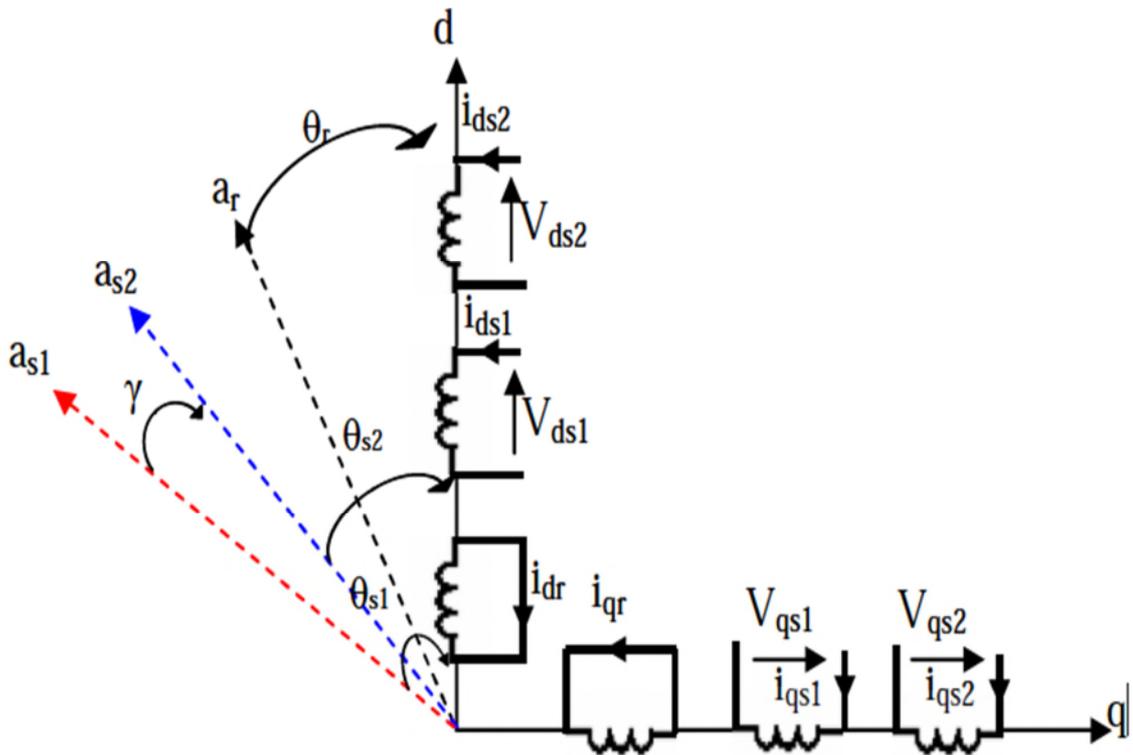


Fig. II.2 - Représentation schématique du model de Park de la MASDE

On peut écrire les équations qui définissent les tensions pour les deux étoiles et le rotor en court-circuit dans la MASDE comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\Phi_{ds1} - \omega_{coor}\Phi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs1} + \omega_{coor}\Phi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\Phi_{ds2} - \omega_{coor}\Phi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs2} + \omega_{coor}\Phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt}\Phi_{rd} - (\omega_{coor} - \omega_r)\Phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt}\Phi_{rq} + (\omega_{coor} - \omega_r)\Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (II.17)$$

II.2.4.3 Choix du référentiel

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) .

II.2.4.3.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{Où } \theta_s = \theta_r + \theta$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt}$$

$$\text{D'où : } \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -p\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation.

II.2.4.3.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad \text{d'ou} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = p\Omega$$

Ce référentiel est utilisé pour étudier le régime transitoire où la vitesse de rotation est considérée constante.

II.2.4.3.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les deux étoiles du stator ($\omega_s = \omega_{coop}$).

Dans ce référentiel, on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - p\Omega.$$

II.2.4.4 Modèle de la machine dans le référentiel lié au champ tournant :

Dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant pour la modélisation et la commande de la MASDE. Dans ce cas, le modèle de la MASDE devient :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\Phi_{ds1} - \omega_s\Phi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs1} + \omega_s\Phi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\Phi_{ds2} - \omega_s\Phi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs2} + \omega_s\Phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt}\Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r)\Phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt}\Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r)\Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Les composantes de flux statoriques et rotoriques s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{rd}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{rq}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{rd}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{rq}) \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd}) \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m(i_{s1q} + i_{s2q} + i_{rq}) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

On peut écrire l'équation (II.19) comme suit :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \phi_{md} \\ \phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \phi_{mq} \\ \phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \phi_{md} \\ \phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \phi_{mq} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + \phi_{md} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + \phi_{mq} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Avec ϕ_m Le flux magnétisant qui est égale à la somme des deux flux magnétisants direct ϕ_{md} et quadrature ϕ_{mq} d'où

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{md}^2 + \phi_{mq}^2} \quad (\text{II.21})$$

$$\begin{cases} \phi_{md} = L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{mq} = L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

A partir de l'équation (II.17) on tire:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds1} = \frac{(\phi_{ds1} - \phi_{md})}{L_{s1}} \\ i_{qs1} = \frac{(\phi_{s1} - \phi_{mq})}{L_{s1}} \\ i_{ds2} = \frac{(\phi_{s2} - \phi_{md})}{L_{s2}} \\ i_{qs2} = \frac{(\phi_{qs2} - \phi_{mq})}{L_{s2}} \\ i_{dr} = \frac{(\phi_{dr} - \phi_{md})}{L_r} \\ i_{qr} = \frac{(\phi_{rq} - \phi_{mq})}{L_r} \end{array} \right. \quad (\text{II.23})$$

En remplaçant les courants du système d'équations (II.23) dans le système d'équations différentielles (II.18), on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} = v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} = v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{qs1} - \phi_{mq}) + \omega_s \phi_{ds1} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} = v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs2} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} = v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{qs2} - \phi_{mq}) + \omega_s \phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \phi_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{dr} - \phi_{md}) + \omega_{g1} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{qr} - \phi_{mq}) + \omega_{g1} \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{II.24})$$

Avec : $\omega_{g1} = \omega_s - \omega_r$

A partir de l'équation (II.19), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{md} = L_a (\phi_{ds1} / \phi_{ds2} / L_{s2} + \phi_{dr} / L_r) \\ \phi_{mq} = L_a (\phi_{qs1} / \phi_{ds2} / L_{s2} + \phi_{qr} / L_r) \end{array} \right. \quad (\text{II.25})$$

$$\text{Où : } L_a = \frac{1}{(1/L_{s1}) + (1/L_{s2}) + (1/L_r) + (1/L_m)} \quad (\text{II.26})$$

Après le remplacement des expressions des flux magnétisants (ϕ_{md} , ϕ_{mq}) dans (II.24) et après simplification, on trouve le nouveau système d'équations différentielles:

$$(II.27) \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} = v_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} \phi_{ds1} + \omega_s \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} \phi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} = v_{ds1} - \omega_s \phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} \phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} = v_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_{s2}} \phi_{ds2} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} \phi_{ds2} + \omega_s \phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} = v_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} \phi_{qs1} + \omega_s \phi_{ds2} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} \phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{dr} = \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \phi_{ds2} + \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \phi_{dr} + \omega_{gl} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} = \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \phi_{ds2} + \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \phi_{dr} + \omega_{gl} \phi_{qr} \end{array} \right.$$

$T_{s1} = \frac{L_{s1}}{R_{s1}}$: Constante de temps statoriques de la première étoile.

$T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}}$: Constante de temps statoriques de la deuxième étoile.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

II.2.4.5 Expression du couple électromagnétique en fonction des flux

Il est possible d'obtenir plusieurs expressions du couple électromagnétique en combinant les flux statoriques, les flux rotoriques, les courants statoriques et les courants rotoriques:

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega_s \quad (II.28)$$

$$P_{em} = \omega_s [\Phi_{ds1} i_{ds1} + \Phi_{ds2} i_{ds2} - \Phi_{qs1} i_{qs1} - \Phi_{qs2} i_{qs2}] \quad (II.29)$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega_s} [\Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs1} i_{ds1} - \Phi_{qs2} i_{ds2}] \quad (II.30)$$

$$C_{em} = p [\Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs1} i_{ds1} - \Phi_{qs2} i_{ds2}] \quad (II.31)$$

En remplaçant les équations des flux données par (II.19) dans l'équation de couple (II.31), on aura :

$$C_{em} = p L_m [i_{rd} (i_{qs1} + i_{qs2}) - i_{rq} (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (II.32)$$

En faisant appel aux équations des flux rotoriques exprimées par (II.19), on tire :

$$i_{rd} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{rd} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (II.33)$$

$$i_{rq} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{rq} - L_m(i_{qs1} + i_{qs2})] \quad (\text{II.34})$$

En remplaçant i_{rd} (II.33) et i_{rq} (II.34) dans l'équation du couple (II.32), on aura la relation du couple électromagnétique exprimé en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques dans le repère de Park (d, q) suivante :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{rd}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{rq}(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (\text{II.35})$$

II.3. Simulation et interprétation des résultats:

Pour la simulation, il suffit d'implanter le modèle de la MASDE sous l'environnement MATLAB / Simulink. Les paramètres de la machine utilisée sont indiqués dans l'annexe (A). L'étude des performances de la machine a été effectuée à vide et en charge.

II.3.1. Alimentation de la MASDE par deux sources de Tension triphasées

La MASDE est alimentée par des tensions purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit :

- Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} v_{as1} = V_m \sin(\omega_s t) \\ v_{bs1} = V_m \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cs1} = V_m \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

- Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} v_{as2} = V_m \sin(\omega_s t - \alpha) \\ v_{bs2} = V_m \sin\left(\omega_s t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cs31} = V_m \sin\left(\omega_s t - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Avec : $V_m = \sqrt{2} V_{eff}$

$\alpha = \pi/6$: Est le décalage angulaire entre bobinages adjacentes.

Les commentaires

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint sa valeur maximale qui est proche de la vitesse nominale à $t = 0.8$ s, lorsque on a appliqué un couple ($C_r = 14 \text{ Nm}$) à $t = 3$ s la vitesse diminue rapidement.

Le couple électromagnétique, au début et pendant le régime transitoire, atteint sa valeur quatre fois sa valeur nominale, puis il rejoint la valeur 28 N.m, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise. Lorsque on charge à $t=3s$ avec un ($C_r = 14N.m$), le couple augmente et évolue d'une manière rapide il atteint sa valeur nominale.

Les courants statoriques (I_{as1} et I_{as2}) présentent des dépassements qui sont plus grands que le courant nominal, mais qui disparaissent au bout de régime établi pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante, lorsque on a appliqué un couple ($C_r=14Nm$) à $t=3s$ les courants augmentent rapidement.

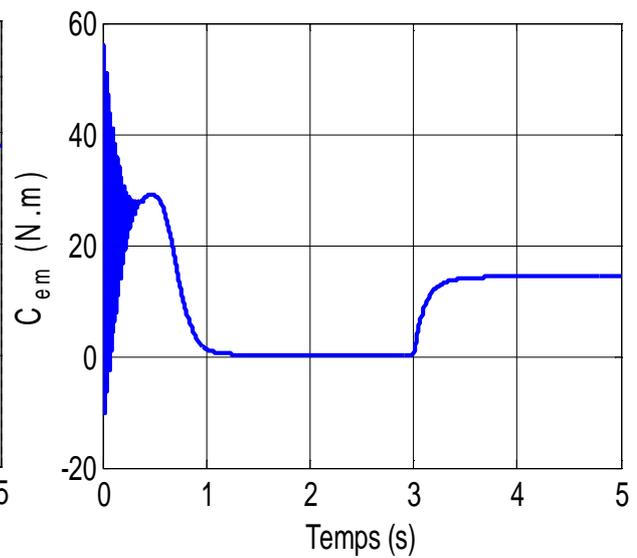
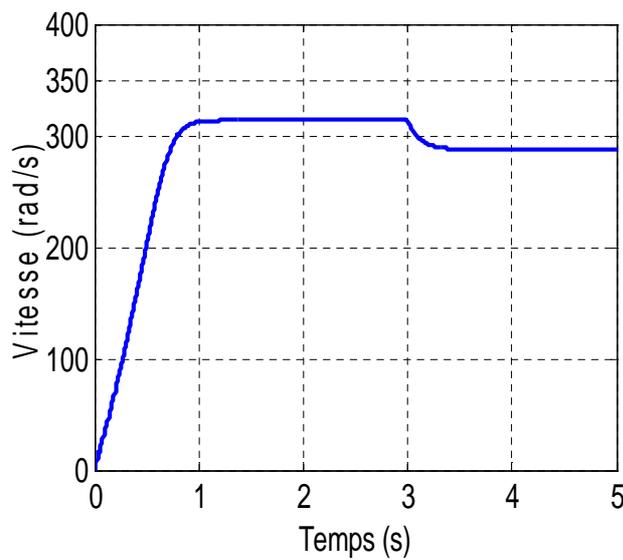


Fig. II.3 Evolution de la Vitesse de rotation.

Fig. II.4 Evolution du Couple électromagnétique.

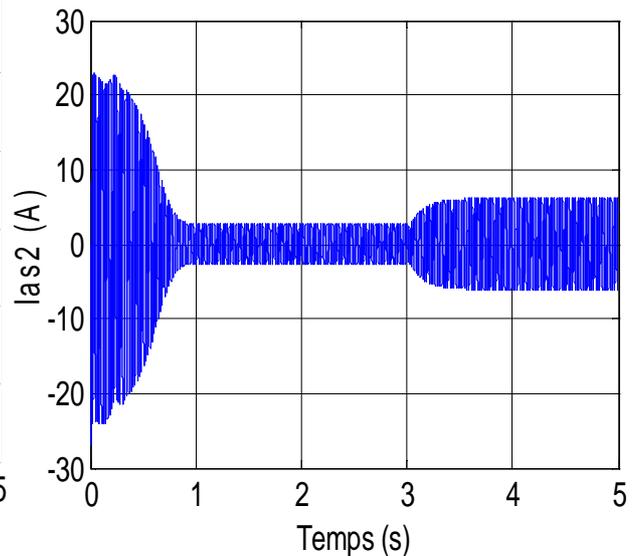
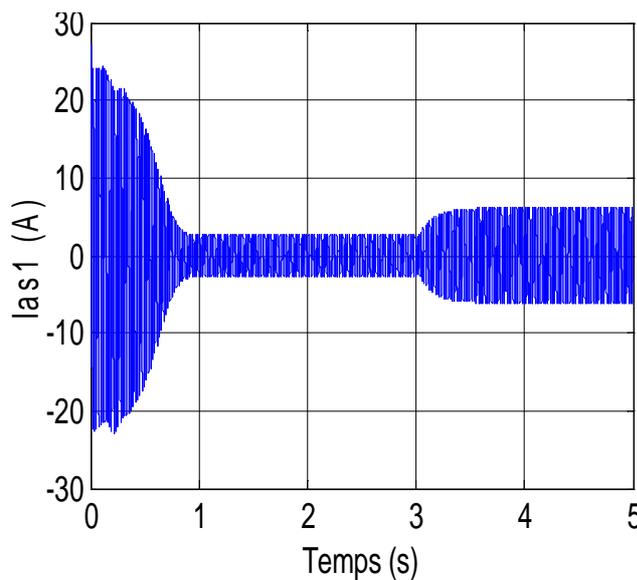


Fig. II.5. Evolution de Courant statoriques I_{as1} .

Fig. II.6. Evolution de Courant statoriques I_{as2} .

II.3.2 .Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension :

La (Figure II.7) représente l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI, les tensions de référence sont sinusoïdales.

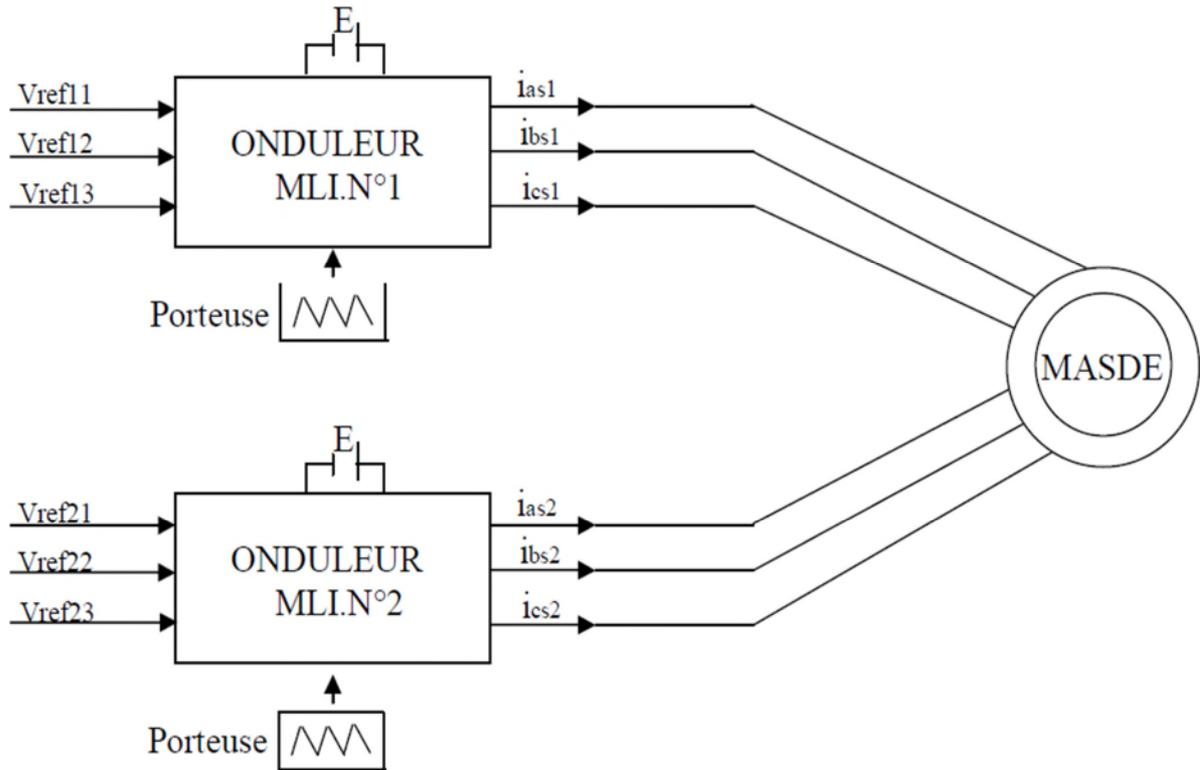


Fig. II.7. Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.

II.3.2.1 Modélisation de l'onduleur à commande MLI

Un onduleur autonome à commande M.L.I est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable.

Il est constitué de trois branches où chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et 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 $i = 1 \dots 3$.

La figure (II.8) représente le schéma de l'onduleur triphasé.

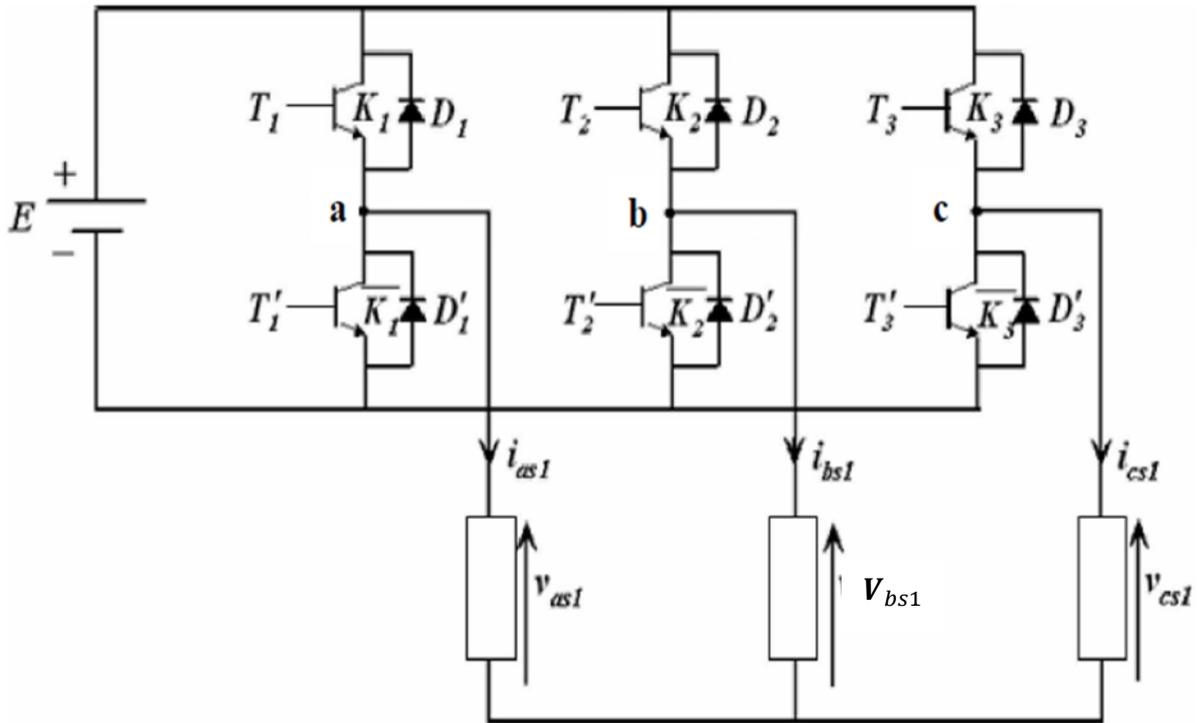


Fig. II.8 Schéma de l'onduleur de tensions.

Les tensions composées sont :

$$V_{ab} = v_{as1} - v_{bs1} = E(f_1 - f_2) \tag{II.38}$$

$$V_{bc} = v_{bs1} - v_{cs1} = E(f_2 - f_3) \tag{II.39}$$

$$V_{ca} = v_{cs1} - v_{as1} = E(f_3 - f_1) \tag{II.40}$$

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

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0 \tag{II.41}$$

La résolution des équations (II.38), (II.39) et (II.40) nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \tag{III.42}$$

II.3.2.2. Stratégie de commande sinus-triangle

La modulation de largeur d'impulsion est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence) avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

En triphasé, trois références sinusoïdales déphasés de 120° à la même fréquence f [18].

$$\begin{cases} v_{refa1} = v_m \sin(2\pi ft) \\ v_{refb1} = v_m \sin(2\pi ft - 2\pi/3) \\ v_{refc1} = v_m \sin(2\pi ft + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ V_{pm} \left[-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } T_p/2 < t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- **L'indice de modulation :** "m" est égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = f_p/f$).
- **Le coefficient de réglage en tension :** "r" est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = V_m/V_p$).

La figure (II.9) représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle dont $r = 0.81$ et $m = 22$.

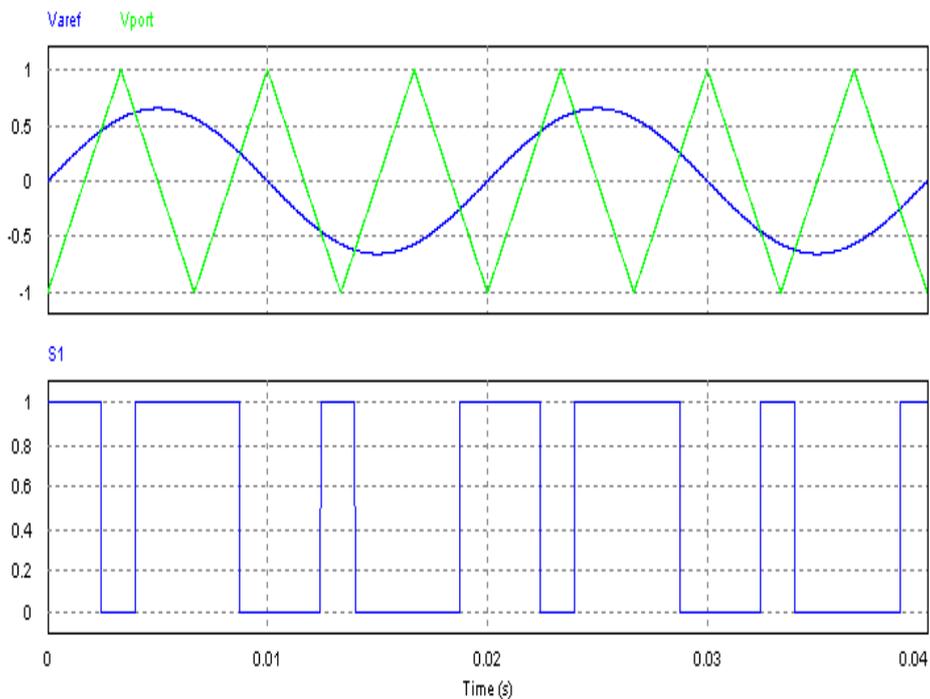


Fig. II.9. Principe de la commande M.L.I sinus-triangle

II.3.2.3 Résultats de simulation

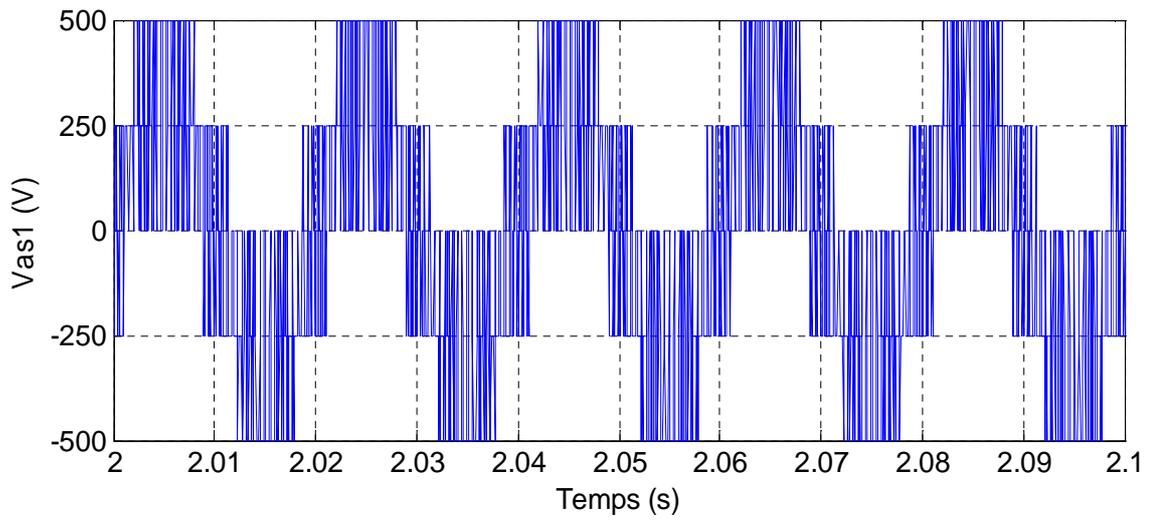


Fig. II.10. La tension de la phase (a) la sortie de l'onduleur MLI.

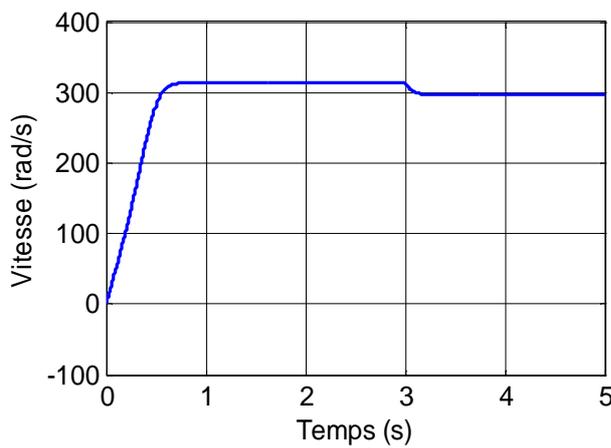


Fig. II.11. Evolution de la Vitesse de rotation.

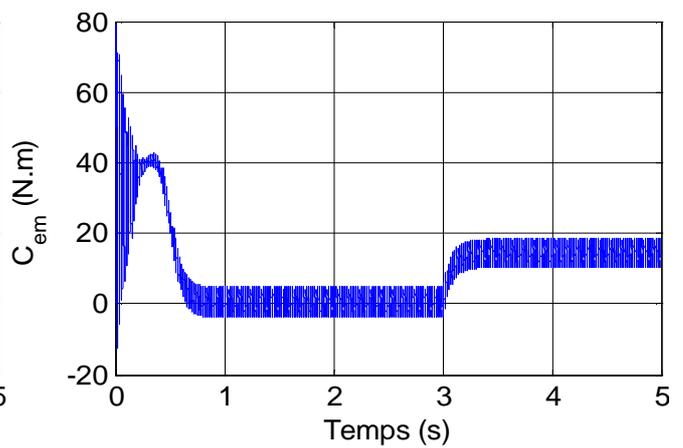


Fig. II.12. Evolution du Couple électromagnétique.

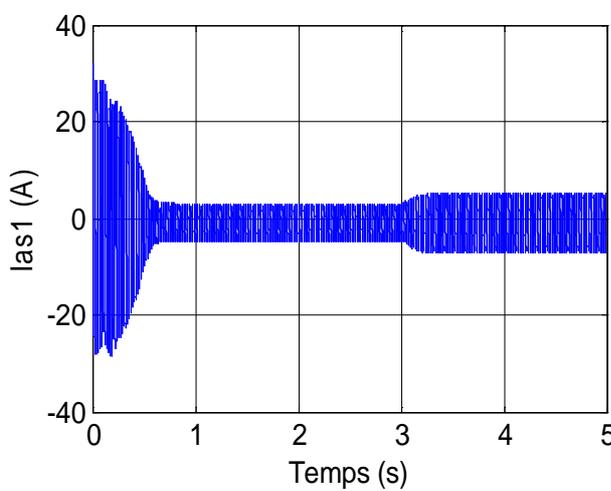


Fig. II.13. Evolution de Courant statoriques I_{as1} .

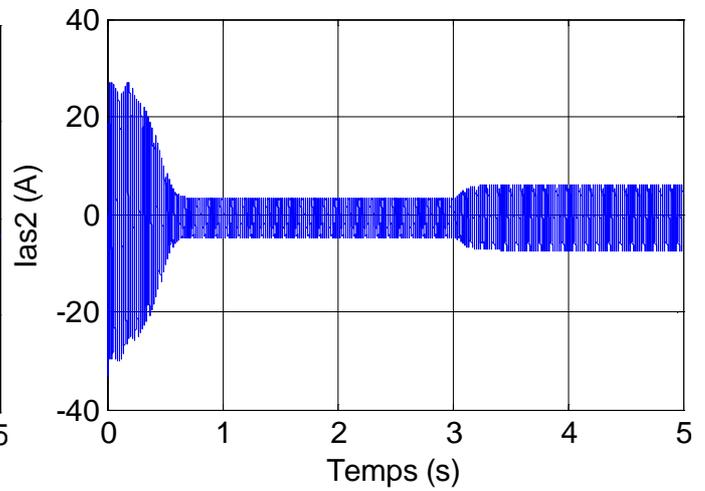


Fig. II.14. Evolution de Courant statoriques I_{as2} .

Les commentaires

Au démarrage, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire (régime transitoire), et elle atteint une valeur qui est proche de la valeur nominal à $t = 0.8$ s (Début du régime permanent), lorsque on a applique un couple ($C_r=14\text{Nm}$) à $t=3\text{s}$ la vitesse diminue pendant un moment puis se stabilise.

Le couple électromagnétique, au début à $t=0.013\text{s}$, atteint sa valeur maximale et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.2s puis il rejoint la valeur 42.5 N.m à $t=0.4$, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise, après lorsque on a chargé à $t=3\text{s}$ avec un ($C_r=14\text{N.m}$), le couple augmente et évolue d'une manière rapide.

Les courants statoriques (I_{as1} et I_{as2}) présentent des oscillations et dépassements excessifs induisant de forts appels de courants, qui sont quatre fois plus que le courant nominal, mais qui disparaissent au bout de régime permanent ,puis se stabilise a des formes sinusoïdales d'amplitude constante, lorsque on a applique un couple ($C_r=14\text{Nm}$) à $t=3\text{s}$ les courants augments rapidement.

II.4 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'établissement d'un modèle mathématique de la MASDE, basé sur la théorie unifiée des machines électriques tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices, et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de Park.

L'étude des caractéristiques de la MASDE directement alimentée par des sources sinusoïdales, puis par des onduleurs de tensions à commande M.L.I à vide et en charge a été accomplie.

L'insertion de la charge dans les deux cas d'alimentations engendre une variation (diminution en fonctionnement moteur) de la vitesse. Afin de remédier à ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la technique de régulation par la commande vectorielle.

Chapitre III

Commande vectoriel de la MASDE

III.1.Introduction

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ou la position.

Avec le développement de nouvelles stratégies de commandes et de l'électronique de puissance ont permis une augmentation des fréquences de commutation, par conséquent une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle à flux rotorique orienté (Flux Oriented Control), introduite par Kovacs en 1959 et reprise par Blascke en 1972, après une dizaine d'années. Elle a connu un développement important [19].

Dans le présent chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique sur la MASDE. On présente au premier lieu un rappel sur son principe et les différentes méthodes de la commande vectorielle, et enfin on commente les performances apportées par ce type de réglage après l'obtention et l'illustration des résultats de simulation.

III.2.Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle (ou commande par flux orienté) consiste à orienter une des composantes de flux statoriques, rotorique ou de l'entrefer sur un axe du référentiel tournant à la vitesse du synchronisme, voir la figure (III.1).

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects

- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre.
- les conditions optimales de productions du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire.

En effet, dans une machine à courant continu le courant d'induit (I_a) contrôle le couple et le courant inducteur (I_f) contrôle le flux [20].

La relation du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \Phi_f I_a = K' I_f I_a \quad (\text{III.1})$$

Avec :

Φ : Flux imposé par le courant d'excitation I_f ;

I_a : Courant d'induit ;

K' : Constantes

Le principe de pilotage vectoriel de la MASDE est analogue à celui de la MCC à excitation séparée. La figure (III.1) représente le schéma du principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE.

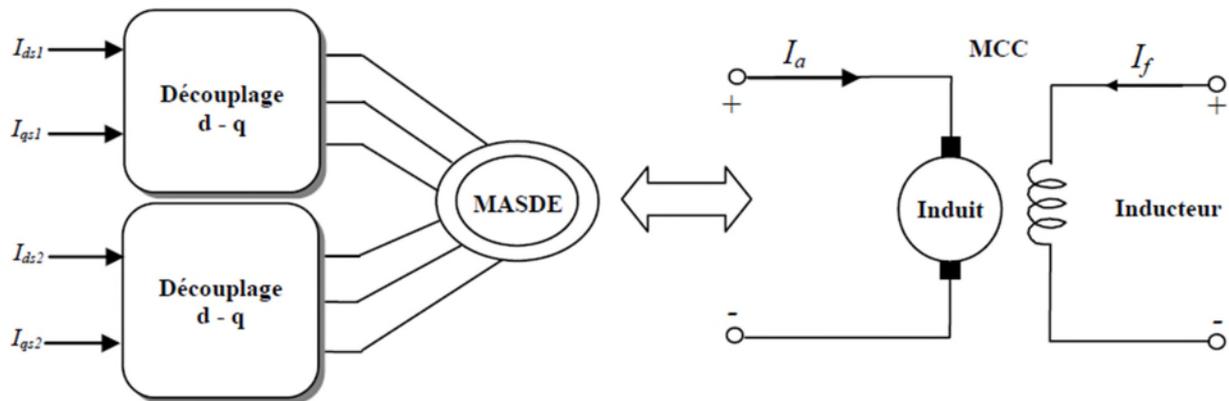


Fig.III.1. Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE

III.3.Choix d'orientation du flux :

Il existe trois choix possibles pour l'orientation du flux :

- ✓ orientation du Flux rotorique :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r; \Phi_{qr} = 0$$

- ✓ orientation Flux statoriques :

$$\Phi_{ds} = \Phi_s; \Phi_{qs} = 0$$

- ✓ orientation Flux d'entrefer :

$$\Phi_{dg} = \Phi_g; \Phi_{qg} = 0$$

Dans notre étude, on opte pour la technique d'orientation du flux rotorique, voir la figure (Fig. III.4).

III.4.Différentes méthodes de la commande vectorielle

III.4.1.Méthode de commande directe

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quelque soit le régime de fonctionnement, pour cela deux procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine en plaçant une spire sous un pôle de chaque phase. L'inconvénient principal de cette technique, réside dans le fait que la fragilité et les problèmes de fiabilité limitent sa mise en oeuvre.
- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [21].

III.4.2.Méthode de commande indirecte

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position, dans ce cas le flux est contrôlé en boucle ouverte.

III.5.Régulation de la vitesse par la méthode indirecte :

Le schéma globale de réglage de la vitesse de la MASDE et donné par la figure (III.2).

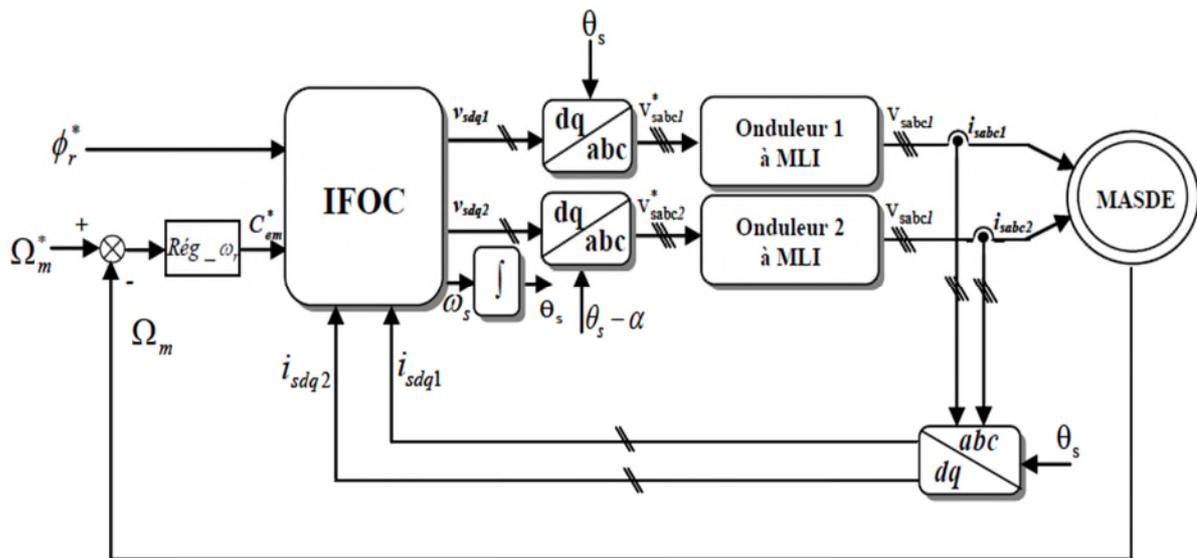


Fig. III.2. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE.

Cette commande se base sur les équations qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone à double étoile avec orientation du flux.

Le schéma bloc de cette méthode est donné par la figure (III.3), où le flux rotorique Φ_{ref} et le couple électromagnétique C_{ref} sont considérés comme des références de commande.



Fig. III.3. Bloc de commande à flux Orienté.

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et par orientation du champ rotorique. En considérant comme grandeurs de références le flux rotorique Φ_r^* et le couple C_{em}^* et en exprimant que:

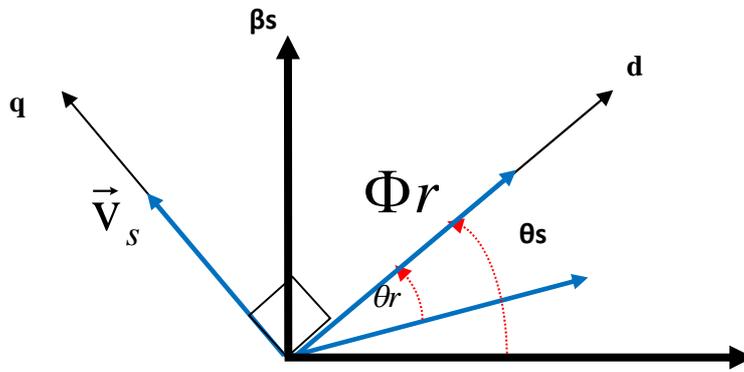


Fig. III.4. repère (O_d, O_q) aligné suivant le flux rotorique

$$\begin{aligned} \Phi_{dr} &= \Phi_r^* \\ \Phi_{qr} &= 0 \\ p\Phi_r^* &= 0 \end{aligned} \quad (III.2)$$

Avec : $P = \frac{d}{dt}$ operateur de Laplace

En remplaçant (III.2) dans les équations des tensions rotoriques (II.15), on obtient

$$R_r i_{dr} = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0 \quad (III.3)$$

$$R_r i_{qr} + \omega_{gl} \Phi_r^* = 0 \Rightarrow i_{qr} = -\frac{\omega_{gl} \Phi_r^*}{R_r} \quad (III.4)$$

Avec: $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$

Et à partir de l'équation (II.27), on trouve :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_r^* - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = -\frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (III.5)$$

En remplaçant (III.5) dans le système d'équations des flux (II.19), on aura:

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \Phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Avec:

$$\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r} \text{ et } \lambda_{1,2} = L_{s1,2} + \eta L_r$$

En substituant (III.) dans (III.5), on tire:

$$\Phi_r^* = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (\text{III.7})$$

A partir de l'équation (III.5), on trouve:

$$L_m (i_{qs1} + i_{qs2}) = -(L_m + L_r) i_{qr} \quad (\text{III.8})$$

En remplaçant (III.6) et (III.7) et (III.8) dans le système d'équations des tensions statoriques (II.15) on obtient :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} P i_{ds1} - \omega_s (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}) \\ v_{qs1}^* = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} P i_{qs1} + \omega_s (L_{s1} i_{ds1} + \tau_r \Phi_r^*) \\ v_{ds2}^* = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} P i_{ds2} - \omega_s (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}) \\ v_{qs2}^* = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} P i_{qs2} + \omega_s (L_{s2} i_{ds2} + \tau_r \Phi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ et } \omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$$

L'expression du couple électromagnétique donné par :

$$C_{em}^* = P \frac{L_m}{(L_r + L_m)} [(i_{qs1} + i_{qs2}) \Phi_r^*] \quad (\text{III.10})$$

A partir de la relation (III.12), on trouve :

$$(i_{qs1} + i_{qs2}) = \frac{(L_m + L_r)}{P L_m} \frac{C_{em}}{\Phi_r^*} \quad (\text{III.11})$$

Dans le système d'équations (III.9) , on prend les premières parties linéaires (III.12) et on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques pour faire un découplage parfait.

$$\begin{cases} v_{ds1r} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} \\ v_{qs1r} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} \\ v_{ds2r} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} \\ v_{qs2r} = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Le système (III.12) montre que les tensions statoriques ($v_{ds1r}, v_{s1r}, v_{ds2r}, v_{qs2r}$) sont directement reliées aux courants statoriques ($i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}$). Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références ($v_{ds1*}, v_{qs1*}, v_{ds2*}, v_{qs2*}$) à flux constant sont données par :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = v_{ds1r} + v_{ds1c} \\ v_{qs1}^* = v_{qs1r} + v_{qs1c} \\ v_{ds2}^* = v_{ds2r} + v_{ds2c} \\ v_{qs2}^* = v_{qs2r} + v_{qs2c} \end{cases} \quad (III.13)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{ds1c} = -\omega_s (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}) \\ v_{qs1c} = \omega_s (L_{s1} i_{ds1} + \tau_r \Phi_r^*) \\ v_{ds2c} = -\omega_s (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}) \\ v_{qs2c} = \omega_s (L_{s2} i_{ds2} + \tau_r \Phi_r^*) \end{cases} \quad (III.14)$$

Les deux enroulements statoriques sont identiques, donc les puissances fournies pas les deux systèmes d'enroulements sont égales d'où :

$$\begin{cases} i_{ds1}^* = i_{ds2}^* = \frac{\Phi_r^*}{2L_m} \\ i_{qs1}^* = i_{qs2}^* = -\frac{L_m + L_r}{L_m + L_r} C_{em}^* \end{cases} \quad (III.15)$$

A partir des équations (III.7), (III.12), (III.13), (III.14), (III.15), on obtient le schéma bloc de découplage en tension IFOC (figure III.5).

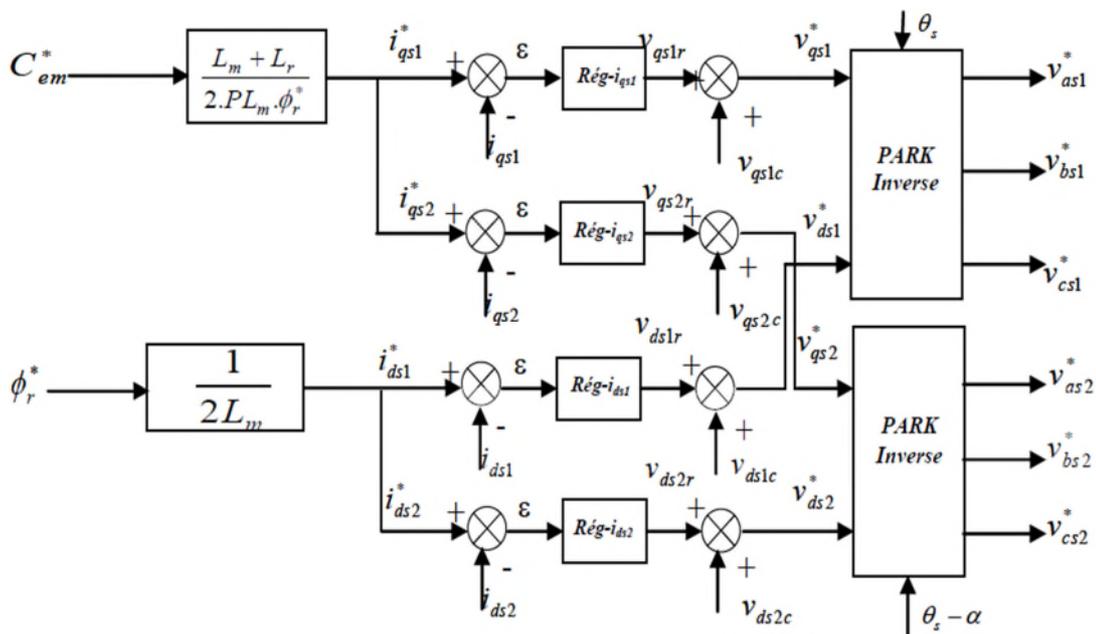


Fig. III.5. Représentation schématique du bloc de découplage IFOC.

Les régulateurs des courants et de la vitesse (figure III.5) utilisés sont des régulateurs classiques de type PI dont la synthèse est la suivante :

III.5.1.Synthèse des régulateurs PI :

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des Perturbations internes ou externes.

➤ Régulateurs de courant :

Un régulateur à action proportionnelle-intégrale (PI) suffit pour obtenir des performances Satisfaisantes, et la boucle de régulation des courants est représentée par la figure suivante :

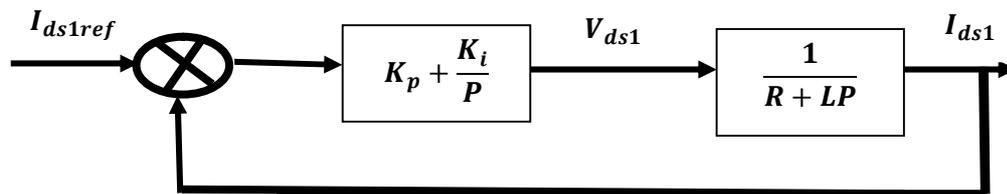


Fig.III.6. Schéma de régulation des courants.

Avec :

$$L = L_{s1,s2} \quad R = R_{s1,s2}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{I_{ds1}}{I_{ds1ref}} = \frac{(K_i + K_p s)}{Ls^2 + (R + K_p)s + K_i} = \frac{N(P)}{D(P)} \quad (\text{III.16})$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés, voire la figure (III.7).

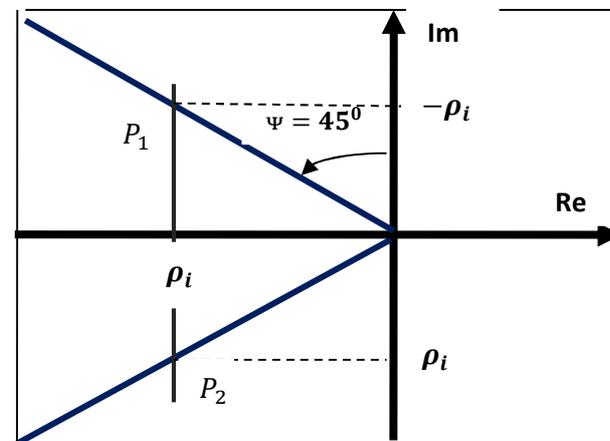


Fig.III.7.Marges de stabilité, choix des pôles imposés.

En Prenant $P_{1,2} = \rho_i \pm j\rho_i$

L'équation du dénominateur peut s'écrire comme suit :

$$D(P) = (P-P_1)(P-P_2)=P^2-(P_1 + P_2)*P+P_1P_2 \quad (\text{III.17})$$

On remplace $S_{1,2}$ dans(III.17), nous obtenons le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$D(P) = P^2 - 2\rho_i P + 2\rho_i^2 \quad (\text{III.18})$$

Par identification avec le dénominateur de l'équation(III16), nous obtenons :

$$\begin{cases} -2\rho_i = \frac{R+K_p}{L} \\ 2\rho_i^2 = \frac{K_i}{L} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Et à partir de l'équation (II.19), on trouve :

$$\begin{cases} K_p = -2\rho_i L - R \\ K_i = 2\rho_i^2 L \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Même procédure de calcul des paramètres des régulateurs des courants i_{qs1} , i_{ds2} et i_{qs2} .

➤ Régulateur de vitesse

Le schéma de régulation de la vitesse est présenté sur la (Figure.III.8)

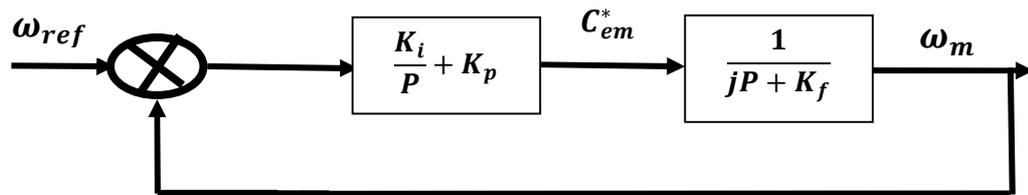


Fig.III.8.Schéma réduit de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\omega_m}{\omega_{ref}} = \frac{(K_i K_p S)}{J P^2 + (K_f + K_p) P + K_i} = \frac{N(P)}{D(P)} \quad (\text{III.20})$$

En Prenant $P_{1,2} = \rho_w \pm j\rho_w$

L'équation du dénominateur peut s'écrire comme suit :

$$D(P) = (P-P_1)*(P-P_2)=P^2-(P_1 + P_2)*P+P_1P_2 \quad (\text{III.21})$$

On remplace $P_{1,2}$ dans(III.21) nous obtenons

$$D(P) = P^2 - 2\rho_i P + 2\rho_i^2 \tag{III.22}$$

Par identification avec le dénominateur de l'équation(III.20), nous obtenons :

$$\begin{cases} -2\rho_w = \frac{K_f + K_p}{j} \\ 2\rho_w^2 = \frac{K_i}{j} \end{cases} \tag{III.23}$$

Donc nous obtenons :

$$\begin{cases} K_{pv} = -2\rho_w j - K_f \\ K_{iv} = 2\rho_w^2 j \end{cases} \tag{III.21}$$

Le tableau (III.1) donne les paramètres des régulateur PI utilisé.

Régulateur PI	De la vitesse		De courant	
Le pôle imposé	$P_{1,2} = -144 \pm j144$		$P_{1,2} = -1107 \pm j1107$	
Valeurs	K_{pv}	K_{iv}	K_p	K_i
	18	41.47	44.98	53919.75

III.6.Résultats et interprétation:

Les performances de la commande indirecte de la MASDE ont été visualisées pour le teste de robuste suivant :

Réponse à un échelon de vitesse de (2500 tr/min) puis une inversion de vitesse (-2500 tr/min) à partir de l'instant $t = 5s$, avec l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [2.5, 3.5]$ s et $[7.5, 8.5]$ s.

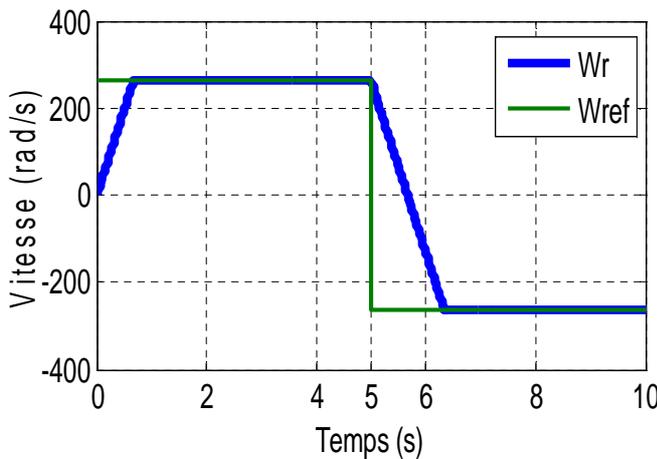


Fig. III.9. Vitesse de rotation.

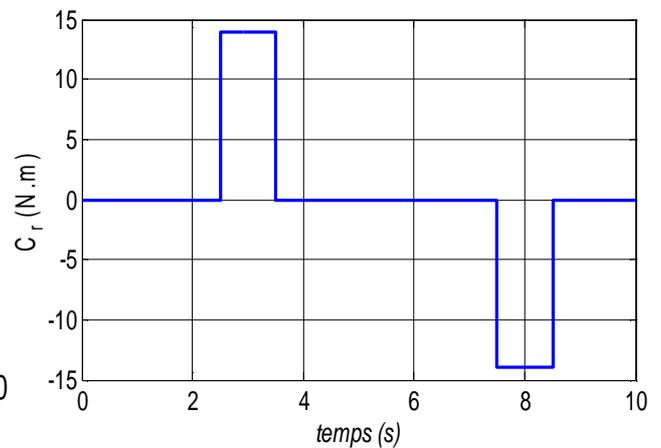


Fig. III.10. Couple de la charge.

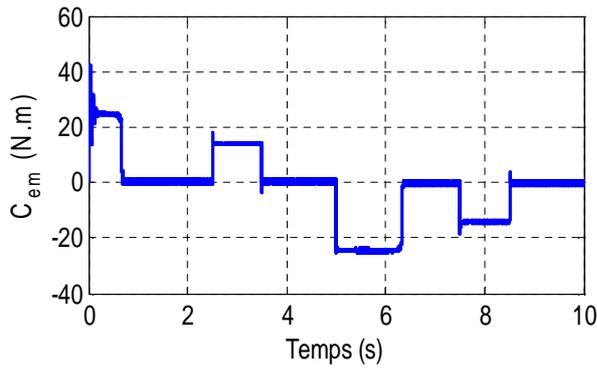


Fig. III.11. Couple électromagnétique.

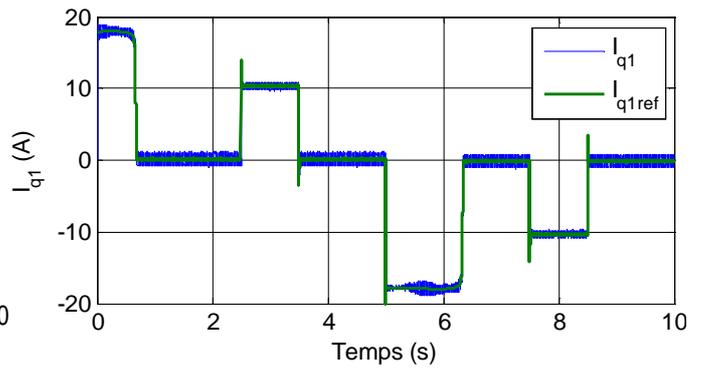


Fig. III.12. Courant i_{q1} et Courant i_{q1} référence

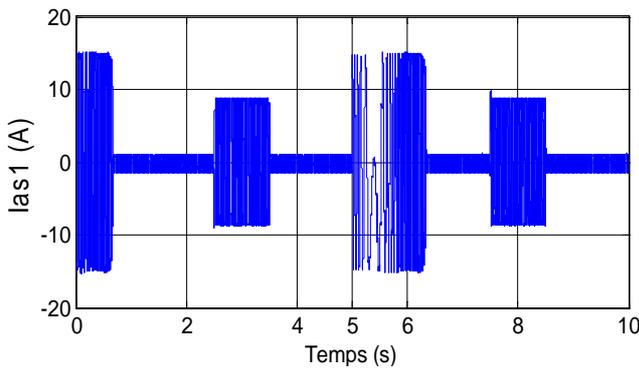


Fig. II.13. Le Courant statoriques I_{as1} .

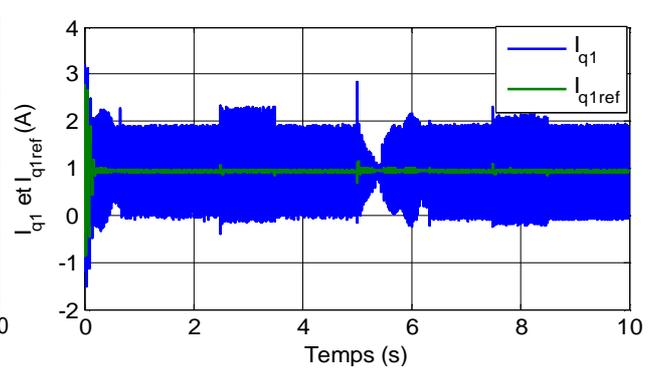


Fig. III.14. Courant i_{d1} et Courant i_{d1} référence

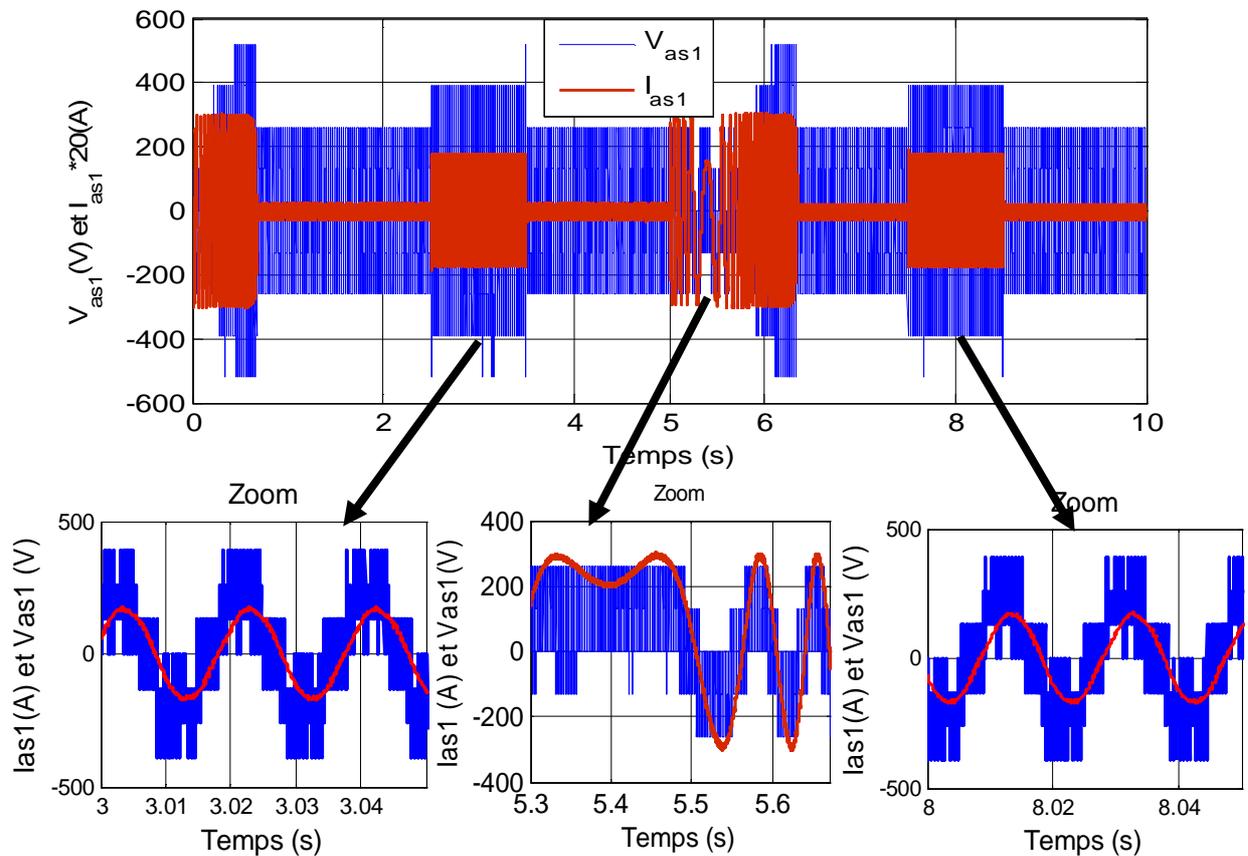


Fig. III.15. Zooms de courant statoriques i_{as1} et la tension v_{as1}

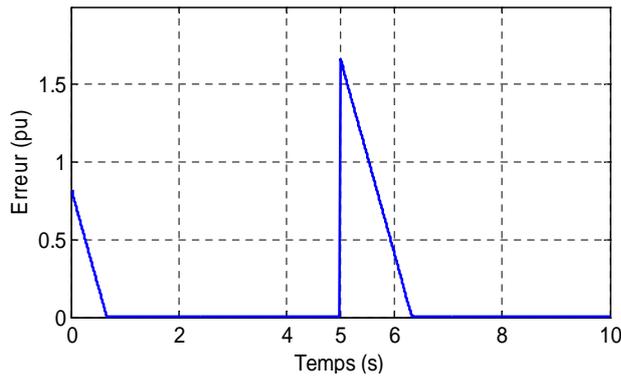


Fig. III.16. La valeur absolue de l'erreur de vitesse.

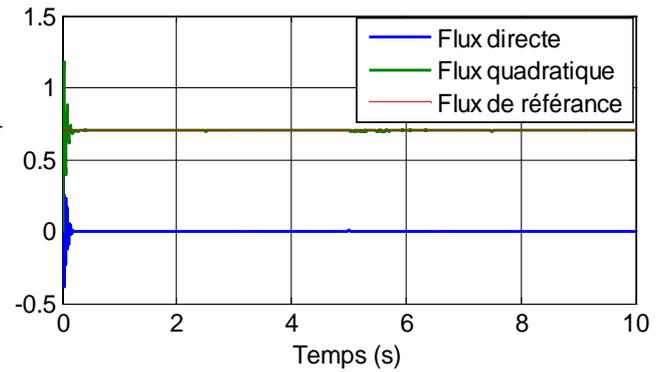


Fig. III.17. Flux statoriques directe et en quadratique.

Les commentaires

La vitesse suit parfaitement sa consigne et atteint sa valeur de référence au bout de $t=0.68s$. L'application de la charge engendre une faible chute durant un court temps puis elle atteint sa valeur de référence et s'inverse au bout de $1.4s$.

Un appel de courant statoriques (i_{as1}) d'environ deux fois le courant nominal, et puis durant le régime permanent ils évoluent d'une façon sinusoïdale, lorsque on a appliqué un couple ($C_r=14Nm$) à $t=2.5s$ le courant augmente et atteint sa valeur nominale rapidement, à l'instant de l'inversion de la vitesse dans la présence de la charge une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale. On remarque dans les zooms que la tension ($v_{as1}(V)$) et le courant ($i_{as1}(A)$) sont presque en phase et de même signe, ce qui veut dire que la puissance est de signe positif, donc c'est le fonctionnement moteur.

Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale dans le régime transitoire présente une valeur crête au démarrage, puis oscille autour de zéro lorsque la vitesse atteint sa valeur de référence. Après l'application de la charge le couple compense le couple de la charge. Pendant l'inversion de la vitesse le couple atteint $-25.6Nm$, puis il se stabilise à sa valeur de référence nulle et il s'inverse après l'application de couple ($C_r=-14Nm$).

Le Courant i_{ds1} suit parfaitement le Courant i_{ds1} référence.

Le courant (i_{q1}) suit parfaitement sa référence et a une même allure que celui du couple électromagnétique en régime permanent. Donc la régulation de la vitesse de la MASDE est similaire à celle de la MCC à excitation séparée.

Les flux rotoriques suivant les valeurs imposées, observent une perturbation durant l'inversion de la vitesse, et le découplage de la machine apparaît clairement sur la valeur de Φ_{qr} . Donc le flux Φ_{dr} est orienté selon l'axe direct.

L'erreur au démarrage à $t=0s$ il atteint sa valeur maximale de (0.83), puis pendant le régime transitoire il diminue rapidement atteint zéro à $t=0.68s$. Pendant l'inversion de la vitesse, l'erreur atteint sa valeur crête puis il diminue rapidement.

III.7 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la MASDE, l'objectif étant la régulation de la vitesse. Cependant, l'étude de cette commande nous a mené au mieux à mettre en évidence les caractéristiques de cette dernière sur la MASDE.

D'après les résultats, la régulation de la vitesse par la commande vectorielle indirecte présente de meilleures performances en termes de stabilité.

Les algorithmes de réglage classiques tels que les régulateurs proportionnelle-intégrale (PI), peuvent s'avérer suffisant si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop strictes.

Conclusion générale

Conclusion générale et perspectives

Le travail que nous avons présenté dans ce mémoire est consacré à la commande de la machine asynchrone double étoile(MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension.

Pour atteindre l'objectif de notre projet, nous avons tout d'abord présenté quelque généralité sur les machines multiphasées et ce qu'elles pouvaient apporter de plus que les machines triphasées, on a par la suite présenté la modélisation de la machine double étoile, en se basant sur la transformation de Park. Cette machine a été alimentée par deux onduleurs de tension de commande MLI.

Des simulations ont été faites par l'alimentation directe du réseau, puis par l'association avec deux onduleurs de tension M.L.I. les résultats de cette simulation montrent bien le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Ça nous a conduits à introduire une commande qui assure le découplage de ces paramètres. Il s'agit de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique appliquée pour la commande en vitesse à l'aide des régulateurs classiques de type PI. Les résultats de la simulation de cette commande montrent de bonnes performances dynamiques (le découplage entre le couple et le flux est maintenu, le temps de réponse du système est amélioré,...).

D'un point de vue global, ce mémoire ouvre des axes de travail pour améliorer l'étude et la commande de la machine asynchrone à double étoile; D'après les résultats obtenus des perspectives de recherche et de réalisation pratique intéressantes pouvant contribuer à mieux exploiter la machine est envisageable :

- ✓ Utilisation des onduleurs multi-niveau
- ✓ Application expérimentale de divers type de commande telle que la commande vectorielle directe

Finalement, le travail réalisé donnera lieu certainement à plusieurs voies de recherches utiles à explorer.

Annexe

Annexe

A.1 Paramètres de la MASDE

Puissance nominale	$P_n = 4.5 \text{ KW}$
Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
Fréquence	$f_s = 50 \text{ Hz}$
Résistance d'une phase statoriques (étoile 1 et2)	$R_1 = R_2 = 3.72 \ \Omega$
Résistance d'une phase rotorique	$R_r = 2.12 \ \Omega$
Inductance de fuite d'une phase (étoile 1 et2)	$L_1 = L_2 = 0.022 \text{ H}$
Inductance de fuite d'une phase rotorique	$L_r = 0.006 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672 \text{ H}$
Nombre de paires de pôles	$P = 1$
Moment d'inertie	$j = 0.0625 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001 \text{ N.m.s/rd}$

Bibliographie

- [1] HADIOUCHE .Djafar, « *Contribution à L'étude de la machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure* » Thèse doctorale présenté pour l'obtention du grade de docteur de l'université henri poincaré , Nancy-1 en génie électrique ;2001.
- [2] YAHDYOU Adil, « *commande et observation par mode glissant d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique* » Thèse Magister en vu de l'obtention du diplôme de Magister école doctorale génie électrique, Chlef, 2011.
- [3] *Machine asynchrone*. https://fr.wikipedia.org/wiki/Machine_asynchrone.
- [4] Marin.D, « *Intégration des éoliennes dans les réseaux électriques insulaires* » Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, France, 2009.
- [5] Moubayed.N, « *Alimentation par onduleurs de tension des machines multi-étoiles* » Doctoral dissertation, 1999.
- [6] Merabet. E, « *Commande flou adaptative d'une machine asynchrone double étoile* » mémoire de magister, Université de Batna, 2008.
- [7] Lakhdari.M, « *Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour aerogeneration* » mémoire de Magister, Université de Setif-1, 2014.
- [8] Terrien.F, « *Commande d'une machine synchrone double étoile, alimentée par des onduleurs ml modélisation, simulation et prototype expérimental* » Doctoral dissertation, 2000.
- [9] Merabtene.M, « *Modélisation dynamique et commande d'une machine synchrone double étoile alimentée par des onduleurs MLI fonctionnement en mode normal et en mode dégradé* » Doctoral dissertation, Université de Nantes, 2005.
- [10] Madani.N, « *Commande à structure variable d'une machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs MLI: modélisation dynamique, alimentation et validation expérimentale* » Doctoral dissertation, Nantes, 2004.
- [11] Laamayad, T. « *Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode glissant-Apport de la logique floue*» Doctoral dissertation, Université de Batna-2, 2014.

- [12] Chekkal. S, « *Intégration des Génératrices Asynchrones double étoile dans un Système Eolien*» doctoral Electrotechnique Université de Bejaia,2015.
- [13] Roger, D. « *La machine asynchrone double étoile. Régimes transitoires. Alimentation à fréquence variable*» Doctoral dissertation1993.
- [14] Crellet. G, «*Clerc, Actionneurs électriques*» Editions Eyrolles, Paris, France, 1997.
- [15] Hammache. H, «*Etude et réalisation d'une machine asynchrone double étoile : conception, alimentation et commande*» Mémoire de Magister de l'Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Algérie, Janvier 2007.
- [16] Vidal. P, «*Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation*» Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2004.
- [18] Abdelhamid. L, et Abdessemed. R, « *Etude des performances des génératrices utilisées dans les systèmes éoliens*» International Conférence on Renewable Energy ICRE'07, University of Bejaia, pp. 1–6 (CDROM), 25–27 Novembre 2007.
- [19] Amimeur.h « *Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement* », Thèse de magister en électrotechnique, Université de Batna, 2008.
- [20] Crellet.G,Clerc. G, « *Actionneurs électriques*», Editions Eyrolles, Paris, France, 1997.
- [21] Hamadache. M, Ouaret, «*Commande d'un système de pompage photovoltaïque, mémoire d'ingénieur*», université de Bejaia, 2007.