

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A.MIRA-BEJAIA
Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique



Mémoire de fin de cycle

En vue d'obtention du diplôme de Master en électrotechnique

Options : Commande des systèmes électriques

Electromécanique

Thème

Etude et Commande d'une Machine Asynchrone

Double Etoile

Réalisé par :

M^r Lounes HAMA

M^r Mounir KEKOUCHE

Encadré par :

M^r Djamel AOUZELLAG

M^{elle} Samira CHEKKAL

Promotion 2013-2014

REMERCIEMENTS

Nous remercions Dieu tout puissant de nous avoir donné la force et la patience pour mener ce travail à terme.

*Nous exprimons notre profonde gratitude et nos vifs remerciements à **M' Djamel AOUZELLAG** maitre de conférences à l'université A. Mira de Bejaia, d'avoir accepté de diriger ce travail et pour la confiance et l'intérêt qu'il nous a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.*

*Nous avons une reconnaissance infinie auprès de **M^{elle} Samira CHEKKAL** pour la précieuse assistance durant la réalisation de ce travail. Nous avons apprécié vos qualités humaines et professionnelles qui ont toujours suscité nos admirations.*

Nous vifs remerciement vont également aux membres de jurys, pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'être examinateurs de notre mémoire.

A ceux qui nous ont apporté, de près ou de loin, orientation, soutien et aide dans la réalisation et la concrétisation de ce travail.

Nous vifs remerciements à tous nos enseignants du primaire à l'université.

DéDiCaCeS

En premier lieu, je remerciée DIEU, qui ma donné le courage, la force et la volonté pour réaliser ce modeste travail.

Je dédie ce modeste travail :

➤ *À la lumière de ma vie, mes chers parents, exemple de courage et de sérieux qui m'ont tout donné pour me permettre de réaliser mes rêves .en ces quelques mots, je leurs exprime tout mon amour et mon respect pour tout ce qu'ils m'ont offert comme soutien, encouragement et aide .Je leurs souhaite une bonne sante, que Dieu me les garde.*

➤ *À ma chère sœur : LILA*

➤ *À mon chère frère : IDIR*

➤ *À la fleur de ma vie, lune de mes nuis, soleil de mes jour et l'étoile de mon parcours, ma bien aime ma chère FERIAL*

➤ *À mes oncles (Salah, Mouloud et Djamel), mes tantes (Anissa, Zahira, Hayat et Taklith), en particulier les petits Raouf, Younes, Malak et Marwa*

➤ *À tous mes amis*

Lounes. Hama

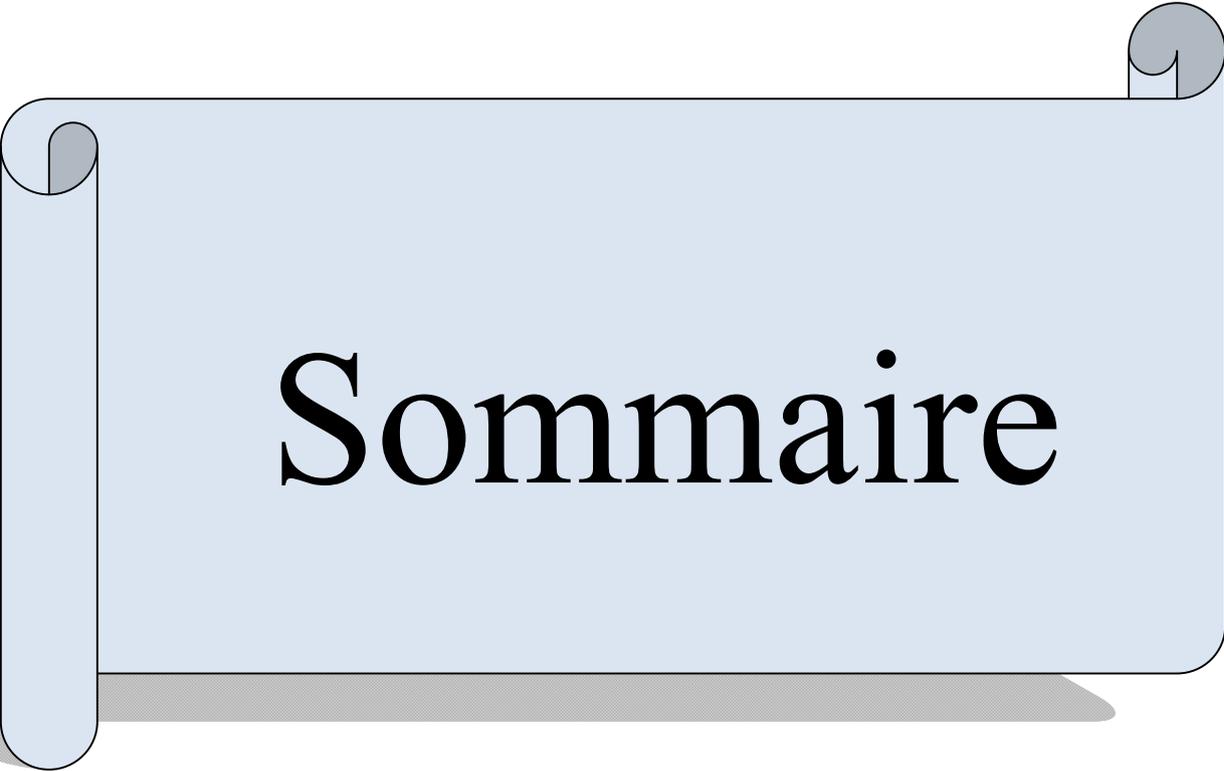
Dédicaces

En premier lieu, je remercie DIEU, qui ma donné le courage, la force et la volonté pour réaliser ce modeste travail.

Je dédie ce modeste travail :

- *À la lumière de ma vie, mes chers parents, exemple de courage et de sérieux qui m'ont tout donné pour me permettre de réaliser mes rêves .en ces quelques mots, je leurs exprime tout mon amour et mon respect pour tout ce qu'ils m'ont offert comme soutien, encouragement et aide.je leurs souhaite une bonne santé, que Dieu me les garde.*
- *À mes sœurs*
- *À mes frères*
- *À toutes ma famille*
- *À tous mes amis*

Mounir. K E K O U T H E



Sommaire

Sommaire

Liste des abréviations	I
Notations	IV
Liste des figures	V
Introduction générale	1
Chapitre I : Etat de l'art sur les systèmes autonomes	
I.1.Introduction	3
I.2 Description d'un système autonome	3
I.3 Quelques types des systèmes autonomes	4
I.3.1 Combinaison de plusieurs sources d'énergie pour les gros consommateurs.....	4
I.3.2 Système photovoltaïque autonome	5
I.3.3 Groupe électrogène.....	5
I.3.4 Eoliennes en fonctionnement isolé et autonome	6
I.3.5 Système électrique autonome de récupération de l'énergie des vagues.....	7
I.4 Classification des machines électriques utilisées dans un système autonome	8
I.4.1 Machine électrique avec contact glissant.....	8
I.4.1.1 Machines à courant continu (MCC).....	8
I.4.1.2 Machines asynchrones à rotor bobiné.....	8
I.4.1.3 Machines synchrones à excitation électrique	9
I.4.2 Inconvénients des machines avec contact glissant	9
I.5 Machines électriques sans contact glissant	9
I.5.1 Machines à reluctance variable (MRV).....	9
I.5.1.1. Machine à stator lisse	9
I.5.1.2. Machine à double denture.....	10
I.5.2 Machine synchrone à aimants permanents	10
I.5.3 Machine asynchrone	10
I.6 Caractéristiques des machines multiphasées	10
I.6.1 Machines multiphasées de type 1	11
I.6.2Machines multiphasées de type 2	12
I.6.3 Avantages des machines multiphasées	12
1. Segmentation de puissance	12
2. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques	12
3. Fiabilité	12
4. Elimination d'harmoniques d'espace.....	13
I.6.4 Inconvénients des Machines Multiphasées	13
I.7 Conclusion	13

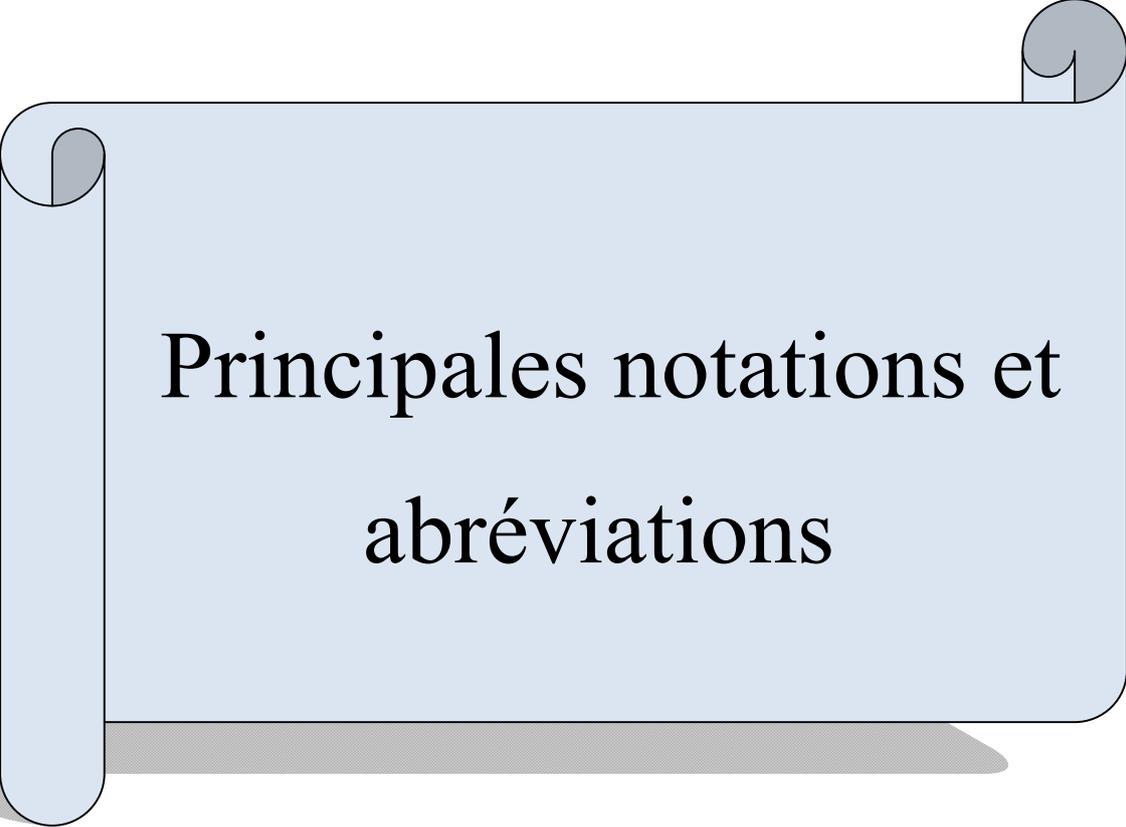
Chapitre II : Modélisations des différentes parties du système étudié

II.1 Introduction	15
II.2 Description de la MASDE	15
II.3 Hypothèses simplificatrices	15
II.4 Modélisation de la machine asynchrone double étoile	15
II.4.1 Représentation de la machine	16
II.4.2 Equations électriques	16
II.4.3 Equations magnétiques	17
II.4.4 Energie magnétique	18
II.4.5 Expression du couple électromagnétique.....	19
II.4.6 Equation mécanique.....	19
II.5 Modèle biphasé de Park	19
II.5.1 Transformation de Park	19
II.5.2 Modèle de la MASDE selon le système d'axes (d, q)	20
II.5.3 Choix du référentiel	21
II.5.3.1 Référentiel lié au stator.....	21
II.5.3.2 Référentiel lié au rotor.....	21
II.5.3.3 Référentiel lié au champ tournant.....	21
II.5.4 Equation matricielle de la MASDE avec transformation de Park	21
II.5.4.1 Equation des tensions	22
II.5.4.2 Equations magnétiques	23
II.5.4.3 Equation mécanique	24
II.5.4.3.1 Puissance instantanée	24
II.5.4.3.2 Couple électromagnétique.....	25
II.6 Mise sous forme d'équation d'état.....	25
II.7 Modélisation du convertisseur commandé en M.L.I	26
III.7.1 Stratégie de commande sinus-triangle	27
II.8 Modélisation de bus continu	28
II.9 Résultat de simulation et interprétations	29
II.10 Conclusion	32

Chapitre III : Commande vectorielle de la MASDE

III.1 Introduction	33
III.2 Principe de la commande vectorielle.....	33
III.3 Choix d'orientation du flux	34
III.4 Méthodes de la commande vectorielle	35
III.4.1 Méthode directe	35
III.4.2 Méthode indirecte	35
III.5 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse.....	35
III.5.1 Identification des paramètres des régulateurs PI	37
III.5.2 Application de la commande vectorielle indirecte sur la MASDE	39
III.5.3 Simulation et interprétation des résultats.....	39
III.6 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse.....	40
III.6.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse.....	41

III.6.2 Simulation et interprétation des résultats.....	42
III.7 Conclusion.....	44
Conclusion générale.....	45
Bibliographie.....	46
Annexe	47



Principales notations et
abréviations

Liste des abréviations

C_{em}	Couple électromagnétique (N.m)
$C_{em\ max}$	Couple électromagnétique maximal (N.m)
C_r	Couple résistant (N.m)
E	Tension continue (V)
f_{ref}	Fréquence de la tension de référence (Hz)
f_p	Fréquence de la porteuse (Hz)
f	Fréquence du réseau (Hz)
I_a	Courant d'induit de la MCC (A)
I_f	Courant d'excitation de la MCC(A)
$i_{a,b,cr}$	Courants triphasées rotorique (A)
$i_{a,b,cs1,s2}$	Courants triphasées statoriques (étoiles 1et 2) (A)
i_{ds1}, i_{qs1}	Courant de l'étoile 1dans le référentiel de Park (d, q) (A)
i_{ds2}, i_{qs2}	Courant de l'étoile 2dans le référentiel de Park (d,q) (A)
i_{dr}, i_{qr}	Courant rotorique 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 integral
K_p	Gain proportionnel
$K_{p1,2}, K_{i1,2}$	Gains proportionnels et intégraux des régulateurs PI des courants statoriques (étoiles 1et 2)
K_{pi}, K_{pv}	Gain proportionnel et intégral du régulateur de vitesse
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 statorique (H)
L_{mr}	Inductance mutuelle cyclique rotorique (H)
L_r	Inductance propre d'une phase du rotor (H)
m	Indice de modulation
m_p	Nombre de phases statorique
P	Nombre de paires de pôles

Liste des abréviations

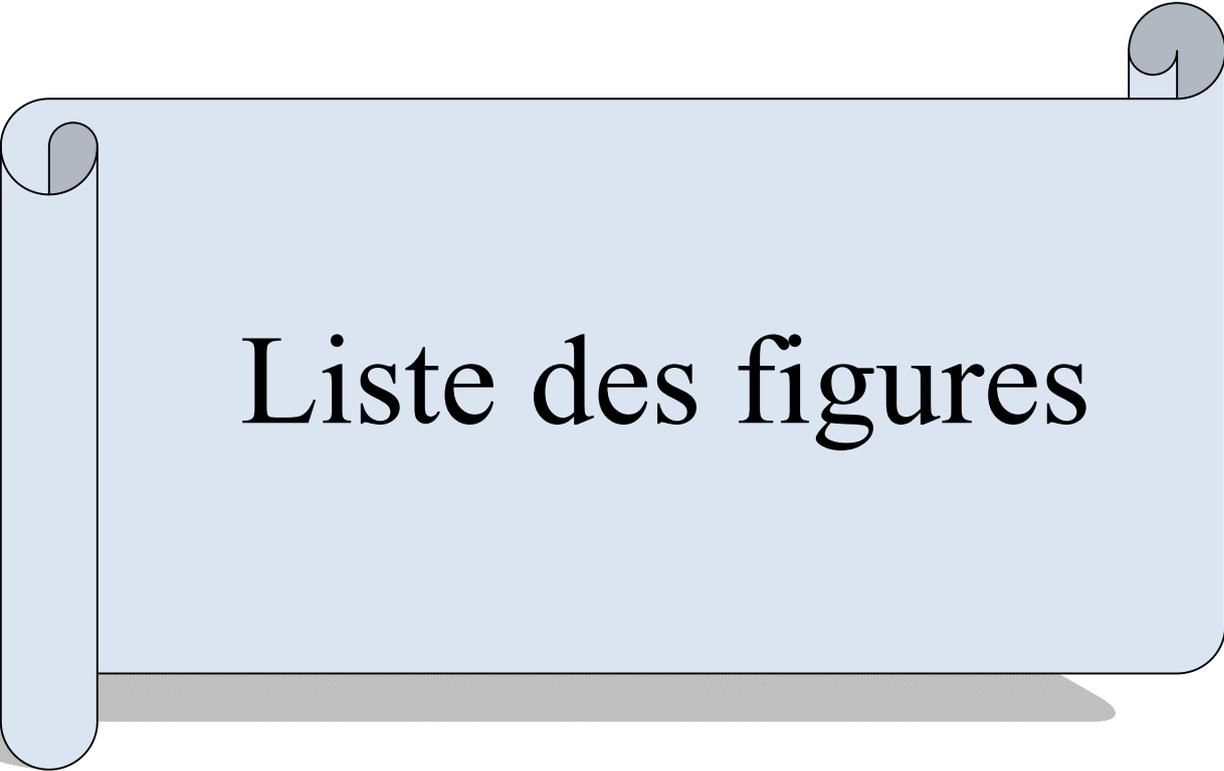
p	Opérateur de Laplace
q	Nombre d'encoche par pole et par phase
R_r	Résistance rotorique (Ω)
R_{s1}	Résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 1(Ω)
R_{s2}	Résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 2(Ω)
R_m	Résistance de magnétisation
r	Coefficient de réglage en tension
t	Temps (s)
T_p	Période du signal de la porteuse (s)
T	Constante de temps d'un système du premier ordre(s)
x	Vecteur de commande
v_a	Tension de l'induit (V)
v_f	Tension de l'inducteur (V)
$v_{a,b,cs1,2}$	Tensions triphasées statoriques (étoile 1et 2) (V)
v_{ds1}, v_{qs1}	Tensions de l'étoile 1 dans le référentielle de Park (d, q) (V)
v_{ds2}, v_{qs2}	Tensions de l'étoile 2 dans le référentielle de Park (d, q) (V)
v_{dr}, v_{qr}	Tensions rotoriques dans le référentielle de Park (d, q) (V)
$[v_{s1}], [v_{s2}], [v_r]$	Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques (V)
W_{mag}	Energie magnétique
x	Variable d'état
$[x]$	Vecteur d'état
α	Angle électrique de décalage entre les deux étoiles (rd)
α_m	Angle mécanique de décalage entre les deux étoiles (rd)
$\Phi_{a,b,c r}$	Flux triphasés rotorique (Wb)
$\Phi_{a,b,c s1,2}$	Flux triphasés statorique (étoiles 1 et 2)
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 rotorique dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)
Φ_s	Flux statorique selon (d, q) (Wb)
$[\Phi_s], [\Phi_r]$	Vecteurs des flux statorique et rotorique (Wb)
Ω	Vitesse mécanique de rotation du rotor (rd/s)
ω_{gl}	Pulsation électrique du glissement (rd/s)

Liste des abréviations

Ω_n	Vitesse mécanique de rotation du rotor nominal (rd/s)
ω_r	Pulsation électrique des grandeurs rotorique (rd/s)
ω_s	Pulsation électrique des grandeurs statorique (rd/s)
τ	Constante de temps d'un système de premier ordre (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

FOC	Field Oriented Contrôle (Command à flux orienté)
MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile
MCC	Machine à Courant Continu
M.L.I	Modulation par Largeur d'Impulsion
PI	Proportionnel- Intégrale



Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1 Schéma électrique simplifié d'un système hybride solaire/éolien autonome.....	3
Figure I.2 Schéma montre une combinaison de plusieurs sources d'énergie pour les gros consommateurs	4
Figure I.3 Schéma simplifié d'un système PV autonome	5
Figure I.4 Exemple de groupes électrogènes semi-industriels	6
Figure I.5 Exemple de groupe électrogène domestique	6
Figure I.6 Principe de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique.....	7
Figure I.7 Système à flotteur actionné par les vagues.....	7
Figure I.8 Structure du stator et des contacts rotoriques de la machine asynchrone à rotor bobiné	8
Figure I.9 Représentation symbolique d'une machine à n-phases bipolaires à aimants Permanents	11

Chapitre II

Figure II.1 Représentation schématique des enroulements de la machine asynchrone double étoile	16
Figure II.2 Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE	20
Figure II.3 Onduleur triphasé	27
Figure II.4 Représentation du bus continu	29
Figure II.5 Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension	29
Figure II.6 Evolution des caractéristiques de la MASDE alimente par deux onduleurs de tension, suivi de l'application des charges $C_r=14$ et $C_r=-14$ respectivement entre les intervalles de temps $t=[2\ 3.5]$ et $[4.5\ 6]$	31

Chapitre III

Figure III.1 Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC).....	35
Figure III.2 Schéma d'un système asservi du premier ordre régulé par un PI.....	38
Figure III.3 Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques	39
Figure III.4 Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE.....	39
Figure III.5 Evolutions des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse.....	40

Liste des figures

Figure III.6 Schéma de défluxage	41
Figure III.7 Schéma de la commande vectorielle avec régulation de vitesse.....	41
Figure III.8 Boucle de régulation de vitesse.....	42
Figure III.9 Réglage de la vitesse par la méthode indirecte, avec application des charges nominales $C_r = 14\text{N.m}$ et -14N.m entre les intervalles de temps $[2\ 5]\text{ s}$ et $[7\ 10]\text{ s}$	44

Introduction générale

Introduction générale

Introduction générale

La croissance de la consommation d'énergie sous toutes ses formes et les effets polluants associés, principalement causés par la combustion des énergies fossiles, sont au cœur de la problématique du développement durable et du soin de l'environnement dans une discussion pour l'avenir de la planète [1]. Le secteur de la génération électrique est le premier consommateur d'énergie primaire et les deux tiers de ses sources sont des carburants fossiles. Il est techniquement et économiquement de faire des efforts importants pour réduire les atteintes de l'activité humaine sur le climat et l'environnement. Une des possibilités est d'accroître le taux de production d'électricité à partir de ressources de type non-fossiles et renouvelables.

La maîtrise de l'énergie est donc le moteur de l'activité humaine, autant elle fut un facteur de construction et de création de richesse. D'une part, l'évolution démographique de la planète, implique une progression durable des besoins énergétiques. De plus, une grande partie de la consommation mondiale d'énergie est assurée par les énergies d'origines fossiles (pétrole, gaz,...). La consommation excessive de ces ressources énergétiques qui sont limitées, conduit à l'épuisement progressif de ces réserves et intensifie les rejets de gaz à effet de serre. Et donc la pollution de l'atmosphère qui donne lieu au changement climatique. Face à ces conséquences alarmantes, il est nécessaire de prendre en considération le développement des énergies alternatives dites sources d'énergies renouvelables (soleil, vent, courant d'eau, biomasse ou chaleur naturelle), ces dernières sont non polluantes, renouvelables, distribuées dans l'espace, et pouvant être collectées et converties par l'intermédiaire de convertisseurs, elles permettent de réduire la consommation de combustibles d'origine fossile ou fissile, et par conséquent de réduire les impacts environnementaux et socio-économiques de nos besoins en énergie [2] [3].

La raison la plus courante pour choisir d'installer un système électrique indépendant est l'absence de réseau électrique public ou se raccorder. Dans beaucoup d'endroits dans le monde il n'y a pas d'autres options qu'un système électrique autonome.

Un système électrique autonome procure une complète indépendance énergétique de ses propriétaires. Ils sont responsables de comment et de combien d'énergie ils produisent et de comment ils utilisent cette énergie. Etre propriétaire et responsable de sa production d'électricité plutôt que de recevoir des factures mensuelles est une option qui attire beaucoup de monde.

Introduction générale

Actuellement un intérêt de plus en plus croissant est accordé aux systèmes de conversion à base de machines asynchrones, cet intérêt est dû aux avantages qu'offre ce type de machines en termes de puissance, fiabilité... que nous développerons plus loin dans ce travail.

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

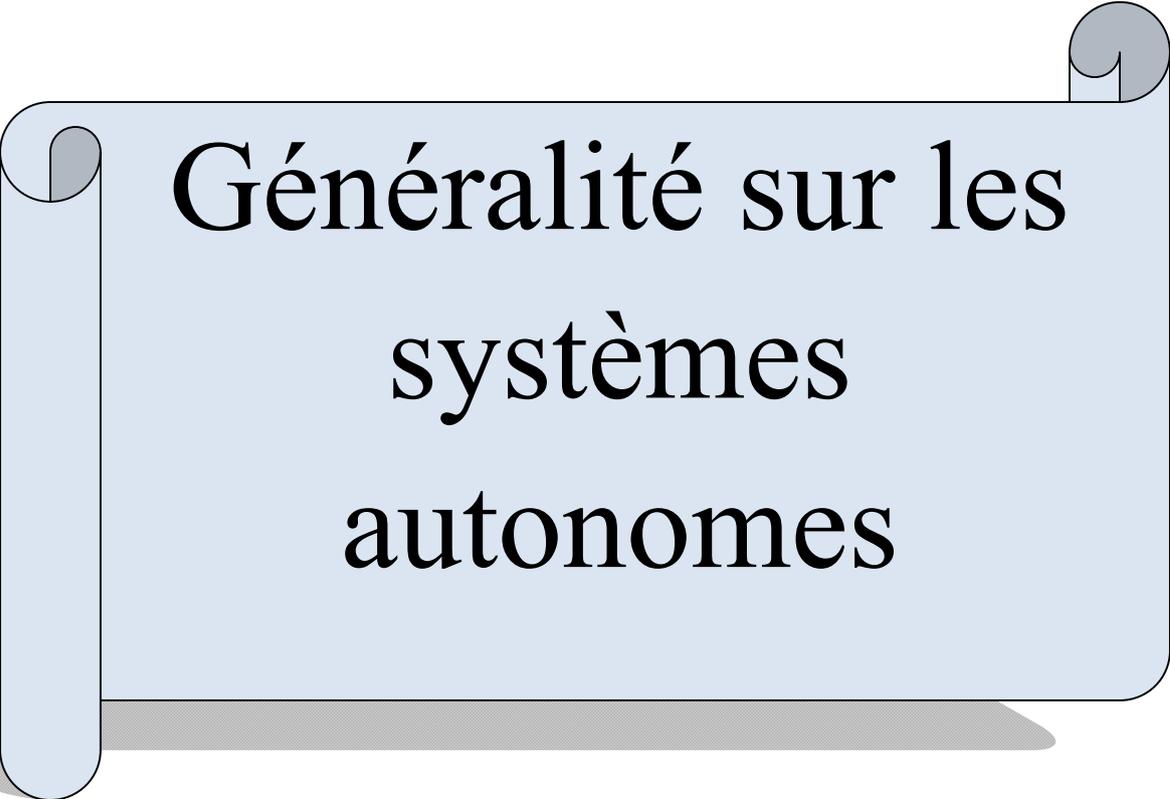
Le premier chapitre est consacré à un état de l'art sur les systèmes autonomes et les différents types de machines et notamment les machines multiphasées dont appartient la machine asynchrone double étoile (MASDE) qui fait l'objet de notre travail.

Dans le deuxième chapitre, on présente la modélisation de MASDE et les différentes parties de notre système (convertisseur, bus continu), pour cela on fait appel à un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de Park dans le but de réduire la complexité du système et de faciliter sa mise en équation. La structure étudiée, consiste en une MASDE dont les deux étoiles, sont alimentées par des convertisseurs triphasés commandés par MLI.

Le troisième chapitre résumera 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. Et on termine par l'interprétation des résultats de simulation.

Enfin, le travail sera achevé par une conclusion générale et des perspectives envisageables dans l'avenir.

Chapitre I



Généralité sur les
systèmes
autonomes

I.1.Introduction

Environ 1,6 milliard de personnes dans le monde n'ont pas accès à l'électricité. La majorité vit dans des régions isolées où un raccordement au réseau est impossible en raison de l'éloignement et des coûts élevés de raccordement.

Le taux d'électrification rurale, par exemple en Afrique sub-saharienne est inférieur à 10%, alors que 70 % de la population vit en zone rurale. L'énergie est une composante essentielle du développement local puisqu'elle constitue un élément déterminant pour la création d'industries et d'entreprises locales. Les systèmes de production d'électricité décentralisés et autonomes contribueront fortement, dans les prochaines années, à la production d'énergie dans le monde et encore plus particulièrement dans les zones rurales [4].

Les systèmes autonomes ou hors-réseau représentent la solution idéal pour les sites isolés et les hôpitaux ou encore les sites industriels. En effet un système autonome c'est un système complètement indépendant d'autre source d'énergie et qui alimente l'utilisateur en électricité sans être connecté au réseau électrique.

Dans ce chapitre, on donnera quelques généralités et définitions sur les systèmes autonomes ainsi que leurs applications suivi par les différentes machines utilisées dans ce genre de système.

I.2 Description d'un système autonome

Un système autonome peut être relié uniquement à une éolienne ou à une combinaison solaire/éolienne ou encore une combinaison solaire/groupe électrogène. L'éolienne produit des kilowatts à un coût de deux à trois fois inférieur au coût des kilowatts produits par l'énergie solaire photovoltaïque. Toutefois, dans certains lieux moins venteux, le solaire peut être une nécessité comme complément, les groupes électrogènes représentent eux aussi une solution mais beaucoup plus coûteuse et polluante, et la figure (I.1) représente un schéma descriptif d'un système autonome hybride.



Figure I.1 Schéma électrique simplifié d'un système hybride solaire/éolien autonome

I.3 Quelques types des systèmes autonomes

I.3.1 Combinaison de plusieurs sources d'énergie pour les gros consommateurs

En associant différentes sources d'énergie (solaire, éolien, diesel), il est possible d'augmenter la fiabilité/disponibilité des systèmes et/ ou de réduire les coûts d'investissement initial. Ce genre d'association de sources d'énergie est particulièrement avantageux pour de plus gros consommateurs comme des centres commerciaux, des hôtels, des écoles et des hôpitaux.

Un système solaire hybride peut fonctionner de manière autonome et il est possible d'adapter des groupes électrogènes existants avec des modules solaires afin de réduire la consommation de fuel. Un exemple de ces combinaisons est le solaire/diesel cette technologie innovante qui intègre l'énergie solaire à des réseaux alimentés par des groupes électrogènes à moteurs diesel existants ou en création – sans besoin de batteries. Le système est constitué d'un régulateur intelligent, de panneaux solaires et d'un appareil de monitoring sophistiqué.

L'énergie solaire produite réduit la charge du groupe électrogène et ainsi diminue la consommation de carburant. C'est la solution parfaite pour réduire les coûts de production d'électricité à partir de groupes électrogènes diesel dans les régions ensoleillées. C'est idéal pour les industries rurales, les hôtels et complexes touristiques, les centres de santé et les villages [5], et voici un schéma représentatif de cette technologie.

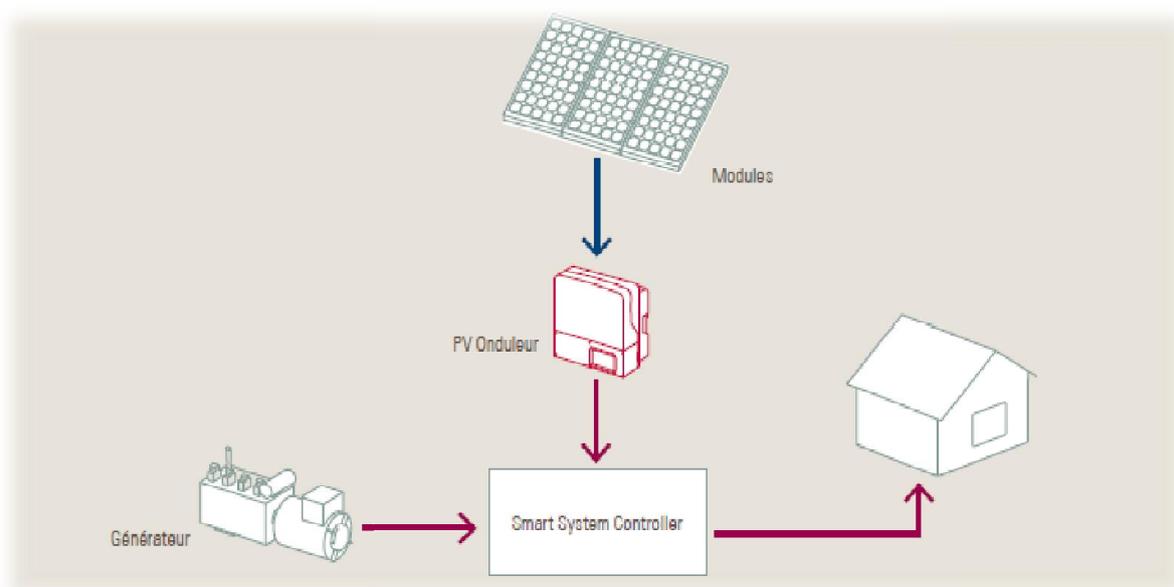


Figure I.2 Schéma montre une combinaison de plusieurs sources d'énergie pour les gros consommateurs

I.3.2 Système photovoltaïque autonome

C'est un système photovoltaïque complètement indépendant d'autre source d'énergie et qui alimente l'utilisateur en électricité sans être connecté au réseau électrique. Dans la majorité des cas, un système autonome exigera des batteries pour stocker surplus de l'énergie générée. Ils servent habituellement à alimenter les maisons en site isolé, sur des îles, en montagne ainsi qu'à des applications comme la surveillance à distance et le pompage de l'eau. En règle générale, les systèmes PV autonomes sont installés là où ils constituent la source d'énergie électrique la plus économique [6].

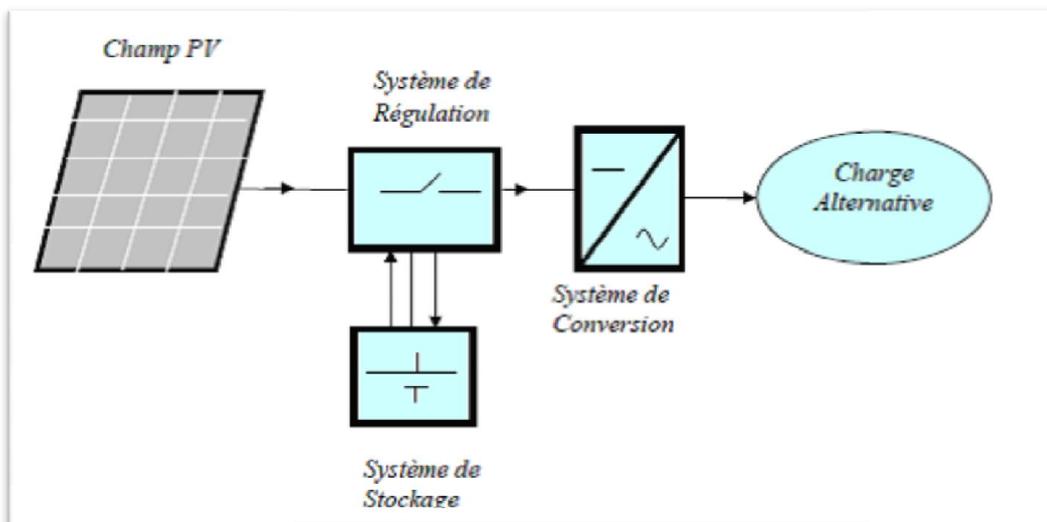


Figure I.3 Schéma simplifié d'un système PV autonome

I.3.3 Groupe électrogène

Un groupe électrogène est un dispositif autonome capable de produire de l'électricité, la plupart des groupes sont constitués d'un moteur thermique qui entraîne une génératrice électrique. Leur taille et leur poids peuvent varier de quelques kilogrammes à plusieurs dizaines de tonnes [7].

Les groupes électrogènes sont utilisés en tant que source d'énergie électrique autonome :

- Dans des zones non couplés à un réseau électrique. La souplesse de l'installation du groupe électrogène, sa modularité et son cout en font le moyen de production d'électricité idéal ;
- Pour les systèmes de secours nécessitant une haute qualité de fourniture d'énergie (évacuation de personnes, hôpitaux, etc.). Il présente des avantages liés à un large éventail de puissance, la rapidité de sa mise en œuvre et sa capacité à fonctionner pendant de longues périodes ;

- Comme fourniture d'énergie auxiliaire pour limiter la puissance de pointe absorbée sur le réseau d'énergie.

Les groupes électrogènes peuvent fonctionner à vitesse fixe comme à vitesse variable.

Les machines à aimants permanents et commutation électronique ont connu en effet des progrès continus, depuis le développement des aimants permanents en terres rares permet de construire des machines synchrones, à des couts compétitifs, avec plusieurs pôles développant des couples mécaniques considérables, plusieurs qualités spécifiques participent au succès de ces machines comme l'absence de contacts glissants permise par les aimants permanents et qui autorise une très grande variété de structure par le jeu d'implantations variées des aimants[7].



Figure I.4 Exemple de groupes électrogènes semi-industriels



Figure I.5 Exemple de groupe électrogène domestique

I.3.4 Eoliennes en fonctionnement isolé et autonome

Dans la plupart des régions isolées et ventées, l'énergie éolienne constitue la principale source potentielle d'énergie électrique. La baisse continue des prix des aérogénérateurs et les développements technologiques de l'électronique de puissance, conjugués aux incitations gouvernementales, conduisent à une utilisation d'éoliennes autonomes de plus en plus courante dans ces régions isolées. En effet, le but de l'utilisation de ces petits systèmes n'est

pas toujours la recherche de la conversion maximale de puissance éolienne mais la production de la quantité d'énergie électrique adéquate allée à un prix d'installation et de maintenance le plus faible. De ce fait, la plupart des systèmes éoliens isolés privilégient l'utilisation de générateurs asynchrones à cage de par leur faible coût, leur robustesse et leur standardisation. Ces derniers sont souvent associés à une batterie de condensateurs qui fournit la puissance réactive nécessaire à leur magnétisation [8].

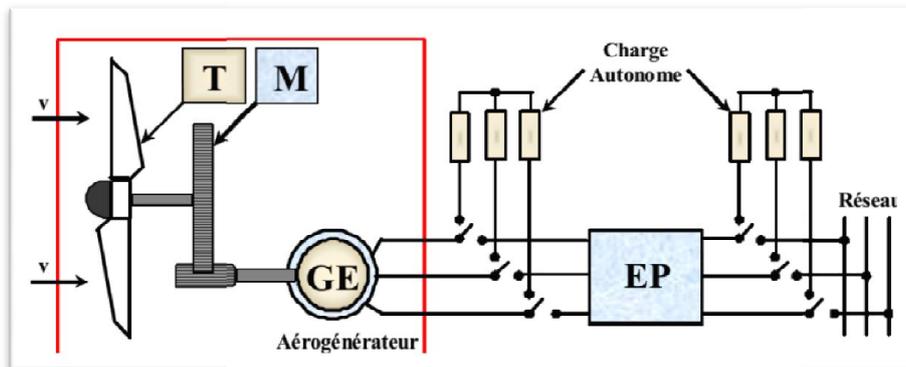


Figure I.6 Principe de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique

I.3.5 Système électrique autonome de récupération de l'énergie des vagues

Le système de récupération de l'énergie des vagues SEAREV, il est composé simplement d'un flotteur fermé à l'intérieur duquel est accrochée une masse. Le flotteur est mis en mouvement par les vagues, la masse oscille avec son mouvement propre, et le mouvement relatif existant entre ces deux corps est transformé en électricité par l'intermédiaire de pompes et moteurs hydrauliques, et d'une génératrice, tous éléments contenus dans le flotteur hermétique. Le courant est ensuite amené à terre par l'intermédiaire d'un câble électrique. Ce câble sera ensouillé, c'est-à-dire enfoui dans le fond marin, afin d'éviter tout conflit d'intérêt avec les autres usagers de la mer [9].



Figure I.7 Système à flotteur actionné par les vagues

I.4 Classification des machines électriques utilisées dans un système autonome

I.4.1 Machine électrique avec contact glissant

Elles désignent les machines possédants un ensemble balais-collecteur ou balais-bagues servant à recueillir de l'énergie électrique pour le fonctionnement en génératrice et à alimenter la machine pour le fonctionnement moteur. Les balais sont des éléments conducteurs en graphite ou en charbon auxquels on ajoute du cuivre pour augmenter leur conductivité électrique, et qui assurent le contact électrique en frottant sur les bagues ou sur le collecteur du rotor. On distingue plusieurs variantes de ces machines parmi lesquelles :

I.4.1.1 Machines à courant continu (MCC)

Les Machines à courant continu (MCC) sont des appareils qui transforment l'énergie électrique qu'ils reçoivent en énergie mécanique. L'usage des MCC est plutôt restreint, car la distribution se fait à courant alternatif. Cependant, pour certaines applications, il est parfois avantageux d'utiliser des MCC alimentées par des convertisseurs qui transforment le courant alternatif à courant continu. La supériorité de ces machines réside dans le fait qu'ils se prêtent facilement à un contrôle souple, continu et presque instantané de leur vitesse.

I.4.1.2 Machines asynchrones à rotor bobiné

La machine asynchrone à rotor bobiné présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais il est constitué de trois bobinages connectés généralement en étoile dont les extrémités sont accessibles de l'extérieur par l'intermédiaire de bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais[10].

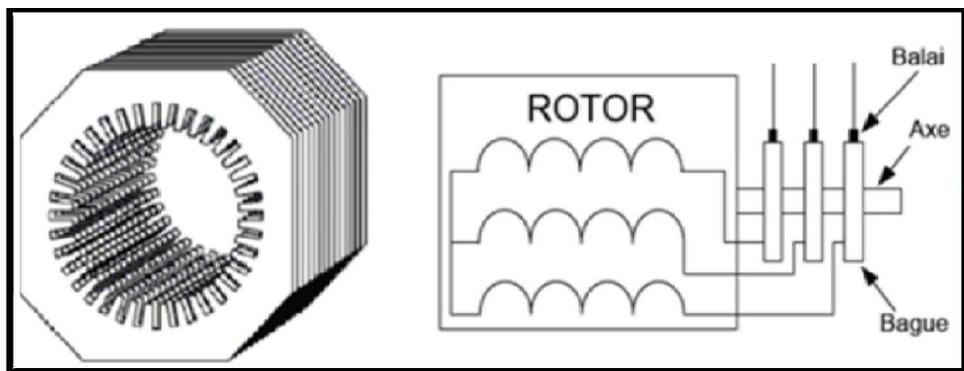


Figure I.8 la structure du stator et des contacts rotoriques de la machine asynchrone à rotor bobiné

I.4.1.3 Machines synchrones à excitation électrique

Dans ce cas, le rotor supporte un bobinage monophasé alimenté par un courant continu tandis que le stator est équipé d'un bobinage polyphasé à courant alternatif.

Concernant le rotor, deux configurations sont envisagées [11]:

- Un rotor à pôles saillants
- Un rotor à pôles lisses

I.4.2 Inconvénients des machines avec contact glissant

La présence de contacts dans ce genre de machines présente certains inconvénients parmi lesquels :

- Entretien permanent pour les collecteurs ;
- Une durée de vie pour les collecteurs très limitée ;
- Chute de tension sous les balais, donc des pertes électriques à cause des pressions élevées ;
- Nuances des balais inadaptés aux conditions de marche de la machine (densité de courant, ventilation etc..) ;
- Brulures par étincelles sur bords de lames plus ou moins sévères ;
- Vitesse de rotation limite (max 20000 tr/mn) ;
- Problème de bruit mécanique dû aux frottements entre les balais et le collecteur.

I.5 Machines électriques sans contact glissant

Cette appellation concerne les machines électriques tournantes, ne possèdent pas d'ensemble balais-collecteur ou balais-bagues, dans leur structure interne.

I.5.1 Machines à reluctance variable (MRV)

La machine à reluctance variable, est une machine synchrone à pôles saillants, démunie de bobinage d'excitation et fonctionne exclusivement sur le couple de reluctance. Cette machine permet de supprimer totalement ou partiellement le multiplicateur de vitesse suite à la diversité des applications des MRV, ces dernières se divisent en deux catégories [11]:

I.5.1.1. Machine à stator lisse

Dans ce type de machine le stator est similaire à celui de la machine asynchrone. Ces machines sont destinées à fonctionner à vitesse de rotation élevée, leurs rotors sont massifs, les courants induits dans le fer rotoriques durant les régimes de fonctionnements transitoires induisent un effet amortisseur important qu'il faut aussi prendre en compte [11].

I.5.1.2. Machine à double denture

La machine à double denture à un stator denté. Ces machines sont destinées à fonctionner à faible vitesse de rotation et à fort couple, leurs rotors comme leurs stators sont feuilletés, elles sont donc sans amortisseurs. Généralement les machines à reluctances variables utilisées en mode générateur sont celles qui sont excitées soit par un bobinage ou par des aimants permanents [11].

I.5.2 Machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents est une solution très intéressante dans les applications éoliennes isolées et autonomes vu ses avantages (un bon rendement et un bon couple massique) et la non nécessité d'une source d'alimentation pour le circuit d'excitation. Ces qualités sont contrebalancées par un coût plus élevé [8].

La machines synchrone se compose, comme la machines asynchrone, d'un stator et d'un rotor séparés par l'entrefer. Ils sont différencie par le fait que le flux dans l'entrefer n'est pas dû à une composante du courant statorique, on distingue généralement :

- Machine synchrone à flux radial
- Machine synchrone à flux axial
- Machine synchrone à flux transverse

I.5.3 Machine asynchrone

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif qui ne possède pas de connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse du rotor est différente de la pulsation des courants du stator [12].

La machine asynchrone peut avoir deux mode de fonctionnement (moteur, génératrice). Elle était à l'origine uniquement utilisée en mode moteur mais, grâce à l'avènement de l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice.

I.6 Caractéristiques des machines multiphasées

Une machine multiphasées est composée des bobinages déphasés spatialement de $2\pi/n$ et alimentés par des tensions déphasées temporellement de $2\pi/n$, avec n est le nombre de phases. Ces machines sont caractérisées par un couplage magnétique entre phases [13]. Comme le montre la figure (I.9).

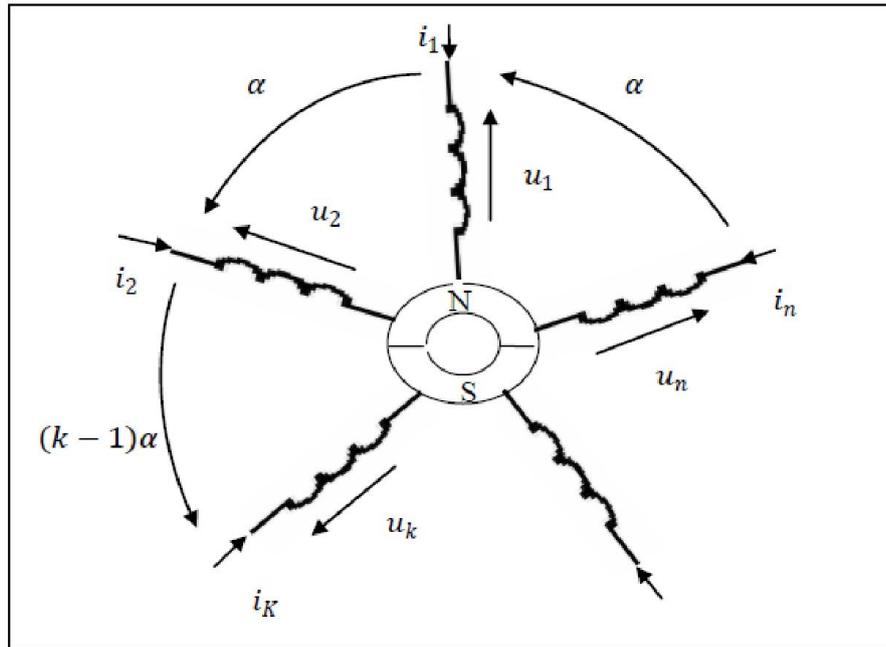


Figure I.9 Représentation symbolique d'une machine à n-phases bipolaires à aimants permanents

On distingue habituellement deux types de machines multiphasées, suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera 'machines multiphasées de type 1, et machines multiphasées de type 2, de plus on considère rarement les cas où le nombre de phase est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois [8].

I.6.1 Machines multiphasées de type 1

Les machines multiphasées de type 1 sont des machines dans le nombre de phase statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en, n étoiles triphasées : $q = 3n$ ($n=1, 2, 3, 4, \dots$).

On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes, c'est à dire le décalage entre les étoiles. Par exemple, une machine double étoile (6 phases) de $\alpha = 0^\circ$ à des caractéristiques différentes de celles 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. Il est défini comme suit : $q = \pi / \alpha$ [14]

I.6.2 Machines multiphasées de type 2

Les machines multiphasées de (type 2), sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair différent de 3. Alors les phases sont régulièrement décalées de $2\pi/q = 2\alpha$, et on a toujours $q = \pi/\alpha$, avec α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes [10].

I.6.3 Avantages des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles. Parmi ces avantages, on peut citer : la segmentation de puissance, la fiabilité, la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

1. Segmentation de puissance

A puissance donnée, lorsqu'on augmente le nombre de phases, on diminue le courant par phases sans augmenter la tension par phase (ou l'inverse).

La puissance totale est donc répartie sur un nombre plus important de phase, la puissance demandée par chacun d'elles est alors réduite. Ainsi, l'alimentation de la machine par onduleur peut se faire avec des composant de puissance de câble inférieur, peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevée. Cela permet de minimiser les ondulations de courant et de couple [13].

2. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Dans une machine triphasé, l'ondulation de couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamentale principalement crée par les harmoniques cinq et sept de temps. Dans une machine double étoile, par exemple, ses harmoniques ne créent pas de f.m.m, l'harmonique de couple de rang six est donc naturellement éliminée. Cette propriété des machines multiphasées à éliminer les harmoniques de couple de rang faible et aussi un avantage certain. On remarque de plus que, puisque certaines harmoniques de courants statoriques ne créent pas de f.m.m, les courants peuvent être induits au rotor et qu'ils n'excitent pas pour ces harmoniques. Par conséquent, une machine multiphasées aura pratiquement toujours moins de pertes rotoriques d'une machine triphasée [14][13].

3. Fiabilité

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments des 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 commandé la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue. Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir

jusqu'à $(q - 3)$ phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue. Plus le nombre de phases augmente, plus on a des degrés de liberté pour commander la machine [13][14].

4. Elimination d'harmoniques d'espace

Plus la valeur de q_p est grande, plus les rangs des premiers harmoniques d'espace existants sont élevés. Ces derniers sont ceux de rang dix-sept et dix-neuf pour la machine à neuf phases par exemple. On peut ainsi réduire les harmoniques cinq et sept, responsables d'un creux au voisinage du septième de la vitesse synchrone, dans la caractéristique couple / vitesse de certaines machines triphasées. Il n'y a donc pas forcément besoin de bobine ces machines de manière à réduire ces harmoniques cinq et sept, comme il est généralement nécessaire de faire pour les machines triphasées. Cette possibilité d'éliminer des harmoniques d'espace est un réel avantage des machines multiphasées. Remarquons également que, à nombre d'encoches donné, plus le nombre des phases augmentent, plus le nombre d'encoches par pôles et par phase diminue. Ceci augmente le facteur de distribution pour le fondamental. A courant donné, on augmente donc l'amplitude du fondamental de la f.m.m, comparée au cas de la machine triphasée ordinaire [14].

I.6.4 Inconvénients des Machines Multiphasées

Ces machines polyphasées présentent aussi des inconvénients suivant :

- Le cout : car l'augmentation de nombre de phases implique l'augmentation de semi-conducteurs, ce qui peut éventuellement augmenter le cout de l'ensemble convertisseur-machine .
- Le nombre de semi-conducteurs élevé complique évidemment le système de commande utilisé. Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochées pour les convertisseurs statiques spécifiques et adaptés pour les machines multiphasées de (type 2), puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à nombre de phases impaires [14].

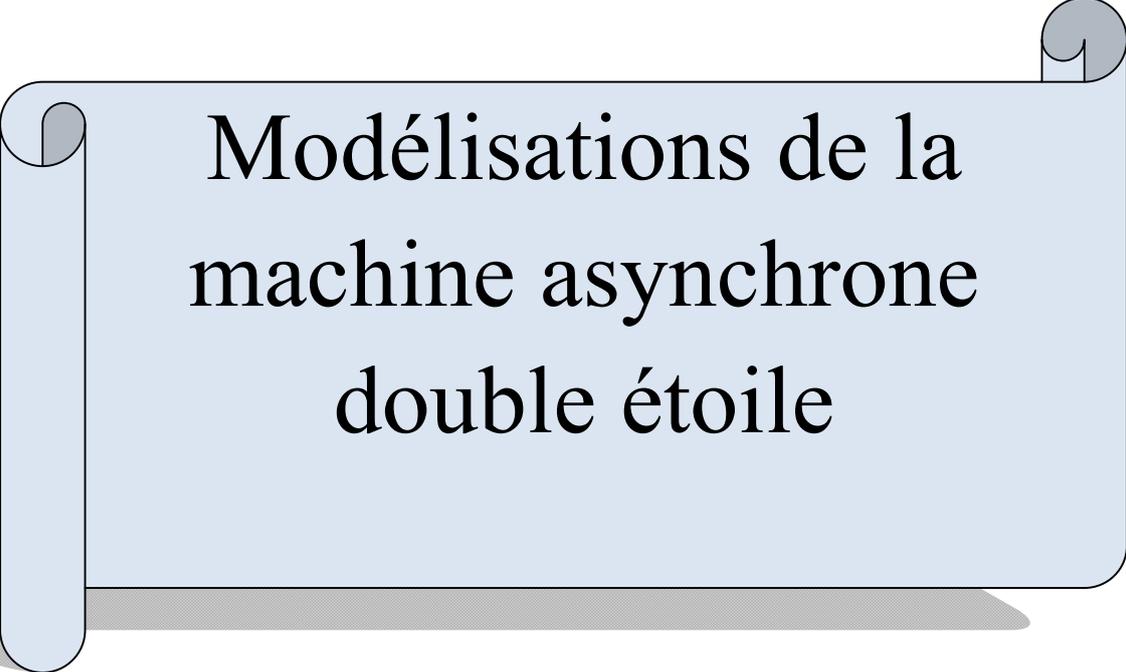
I.7 Conclusion

Ce premier chapitre est consacré à quelques généralités et définitions sur les systèmes autonomes ainsi que leurs applications, on a commencé par une introduction sur les systèmes autonomes et la production d'énergie électrique d'une façon générale, puis on décrit la

structure générale d'un système autonome, on a donné quelques exemples des systèmes existants, ensuite on a cités les déférente machines utilisées dans ce genre de système.

Le chapitre prochain sera dédié à la modélisation de la machine asynchrone double étoile.

Chapitre II



Modélisations de la
machine asynchrone
double étoile

II.1 Introduction

La modélisation d'un système quelconque s'impose pour l'application d'une commande particulière. Dans le présent chapitre, on s'intéressera à la modélisation des différentes parties de système étudié, qui est constitué de la MASDE, des convertisseurs et de bus continue, en effet la modélisation de la machine électrique fait appel à des équations très complexes, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE rendent son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté.

Nous étudierons dans ce chapitre la modélisation de MASDE on premier lieu, ensuite celle de bus continu, après celle du convertisseur commandé en M.L.I et enfin on termine par donner les résultats de simulation et leur interprétations.

II.2 Description de la MASDE

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés d'un angle électrique $\alpha=30^\circ$ et d'un rotor à cage d'écureuil, lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω différente de Ω_s la cage rotorique devient le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes des courants induits rotoriques qui se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesse soit réduit.

Les grandeurs relatives aux deux étoiles seront notées respectivement par l'indice 1 et l'indice 2 [15].

II.3 Hypothèses simplificatrices

Pour l'établissement du modèle de la machine asynchrone double étoile, on a adopté les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Le circuit magnétique est non saturé ;
- Les pertes par hystérésis et courant de Foucault sont négligées ;
- Répartition sinusoïdale des forces magnétomotrices ;
- Effet de peau négligée;
- La machine est de constitution symétrique ;

II.4 Modélisation de la machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone fonctionne en génératrice lorsque son glissement change de signe (glissement négatif en convention génératrice).La pulsation électrique du rotor est alors

supérieure à celle des grandeurs statoriques ; le rotor tourne à une vitesse plus élevée que celle du champ tournant statorique [14].

L'étude du fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, en moteur comme en génératrice, nécessite de disposer d'un modèle mathématique. Dans le paragraphe suivant nous allons présenter une modélisation analytique.

II.4.1 Représentation de la machine

La représentation de la machine asynchrone double étoile est donnée par la figure II.1.

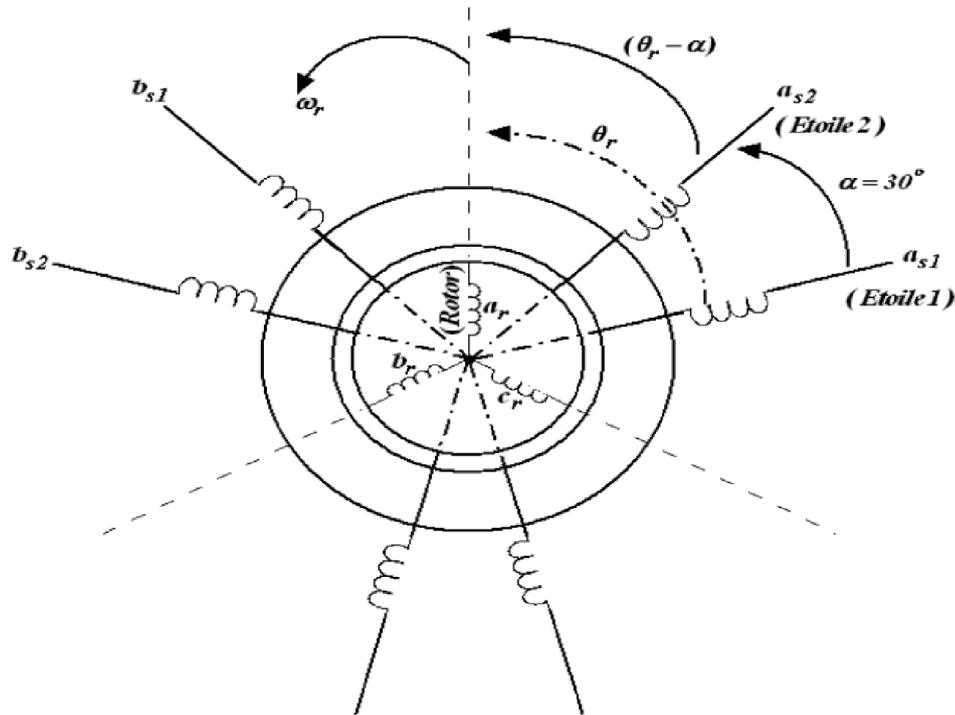


Figure II.1 Représentation schématique des enroulements de la machine asynchrone double étoile.

II.4.2 Equations électriques

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

Pour l'étoile 1

$$\begin{cases} v_{as1} = R_{s1} i_{as1} + \frac{d}{dt} \Phi_{as1} \\ v_{bs1} = R_{s1} i_{bs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{bs1} \\ v_{cs1} = R_{s1} i_{cs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{cs1} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Pour l'étoile 2

$$\begin{cases} v_{as2} = R_{s2}i_{as2} + \frac{d}{dt}\Phi_{as2} \\ v_{bs2} = R_{s2}i_{bs2} + \frac{d}{dt}\Phi_{bs2} \\ v_{cs2} = R_{s2}i_{cs2} + \frac{d}{dt}\Phi_{cs2} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Pour le rotor

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt}\Phi_{ar} \\ 0 = R_r i_{br} + \frac{d}{dt}\Phi_{br} \\ 0 = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt}\Phi_{cr} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Sous forme matricielle, on a :

$$\text{Pour l'étoile 1 : } [v_{s1}] = [R_{s1}] [i_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \quad (\text{II.4})$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } [v_{s2}] = [R_{s2}] [i_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \quad (\text{II.5})$$

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

Avec :

$$[v_{s1}] = [v_{as1} \ v_{bs1} \ v_{cs1}]^t; [v_{s2}] = [v_{as2} \ v_{bs2} \ v_{cs2}]^t; [v_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^t$$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} \end{bmatrix}, [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{as2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs2} \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix}.$$

Tel que :

$$R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}, R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}, R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$$

$$[i_{s1}] = [i_{as1} \ i_{bs1} \ i_{cs1}]^t; [i_{s2}] = [i_{as2} \ i_{bs2} \ i_{cs2}]^t; [i_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^t$$

$$[\Phi_{s1}] = [\Phi_{as1} \ \Phi_{bs1} \ \Phi_{cs1}]^t; [\Phi_{s2}] = [\Phi_{as2} \ \Phi_{bs2} \ \Phi_{cs2}]^t; [\Phi_r] = [\Phi_{ar} \ \Phi_{br} \ \Phi_{cr}]^t$$

II.4.3 Equations magnétiques

C'est à partir de la matrice $[L(\theta)]$ qu'on obtient les équations du flux en fonction des courants.

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s1s1} & L_{s1s2} & L_{s1r} \\ L_{s2s1} & L_{s2s2} & L_{s2r} \\ L_{rs1} & L_{rs2} & L_{rr} \end{bmatrix}$$

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres, et des inductances mutuelles sont exprimés par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{a1} \\ \Phi_{b1} \\ \Phi_{c1} \\ \Phi_{a2} \\ \Phi_{b2} \\ \Phi_{c2} \\ \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a} & M_{a1b} & M_{a1c} \\ M_{b1a1} & L_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c} \\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c} \\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & L_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c} \\ M_{aa1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba1} & M_{bb1} & M_{bc1} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca1} & M_{cb1} & M_{cc1} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \\ i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix}$$

II.4.4 Energie magnétique

On la calcule à partir de l'expression suivante :

$$W_{mag} = \frac{1}{2} ([i_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [i_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [i_r]^t [\Phi_r]) \quad (\text{II.8})$$

II.4.5 Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est obtenue à par la dérivation de la coénergie :

$$C_{em} = \frac{dW_{mag}}{d\theta_m} = P \frac{dW_{mag}}{d\theta_e} \quad (\text{II.9})$$

Donc l'expression du couple électromagnétique sera comme suit :

$$C_{em} = \left(\frac{P}{2}\right) ([i_{s,abc1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1r}] [i_{r,abc}]^t + [i_{s,abc2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2r}] [i_{r,abc}]^t) \quad (\text{II.10})$$

II.4.6 Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les relations suivantes :

$$\frac{d}{dt} \Omega_r = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_f \Omega_r) \quad (\text{II.11})$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \Omega_r \quad (\text{II.12})$$

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

II.5 Modèle biphasé de Park

II.5.1 Transformation de Park

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d, q), créant la même force magnétomotrice.

Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors du passage du système triphasé à celui biphasé ou inversement [16].

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (od, oq).

Alors, on applique les transformations de passage de Park direct et inverse suivantes :

Pour l'étoile 1 :

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

$$[P(\theta_{s1})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

- Pour l'étoile 2 :

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

$$[P(\theta_{s2})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.17)$$

- Pour le rotor :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

$$[P(\theta_r)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.19)$$

II.5.2 Modèle de la MASDE selon le système d'axes (d, q)

La figure II.2 représente le modèle généralisé selon le système d'axe (d, q) :

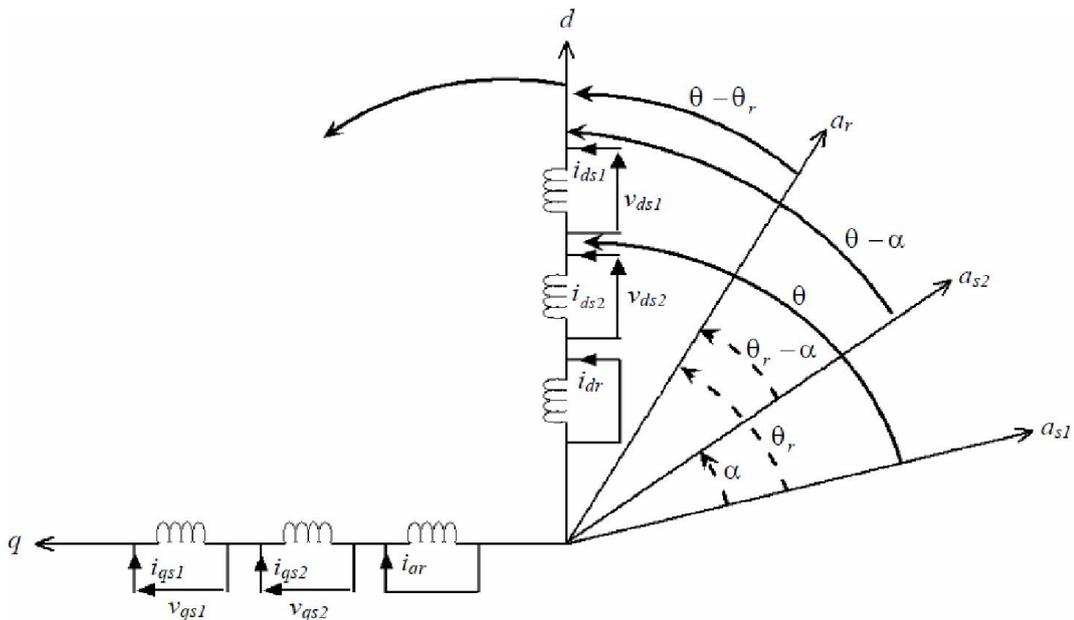


Figure II.2 Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

II.5.3 Choix du référentiel

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q), ou bien selon le problème à étudier.

II.5.3.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0$$

Où

$$\theta_s = \theta_r + \theta$$

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

D'où :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = - \frac{d\theta}{dt} = -P\Omega_r$$

Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec des grandeurs instantanées.

II.5.3.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, on a :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = P\Omega_s$$

Dans ce référentiel la vitesse électrique du repère (d, q) est égale à la pulsation électrique ω_r du rotor ($\omega_s = \omega_r$).

II.5.3.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, la vitesse du repère (d, q) est la vitesse du champ tournant ω_s .

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - P\Omega$$

Dans notre travail, nous utiliserons ce référentiel pour la modélisation de la MASDE. Car ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

II.5.4 Equation matricielle de la MASDE avec transformation de Park

On choisit le référentiel lié au champ tournant et on applique la transformation de Park.

Transformation des tensions

$$[v_{s1p}] = [P(\theta_{s1})][v_{s1}]$$

$$[v_{s2p}] = [P(\theta_{s2})][v_{s2}]$$

$$[0] = [P(\theta_r)][v_r]$$

Transformation des courants

$$[i_{s1p}] = [P(\theta_{s1})][i_{s1}]$$

$$[i_{s2p}] = [P(\theta_{s2})][i_{s2}]$$

$$[i_{rp}] = [P(\theta_r)][i_r]$$

Transformation des flux

$$[\Phi_{s1p}] = [P(\theta_{s1})][\Phi_{r_{s1}}]$$

$$[\Phi_{s2p}] = [P(\theta_{s2})][\Phi_{r_{s2}}]$$

$$[\Phi_{rp}] = [P(\theta_r)][\Phi_r]$$

Avec :

$$[v_{s1p}] = \begin{bmatrix} v_{s1d} \\ v_{s1q} \\ v_{s1o} \end{bmatrix}; \quad [v_{s2p}] = \begin{bmatrix} v_{s2d} \\ v_{s2q} \\ v_{s2o} \end{bmatrix}$$

$$[i_{s1p}] = \begin{bmatrix} i_{s1d} \\ i_{s1q} \\ i_{s1o} \end{bmatrix}; \quad [i_{s2p}] = \begin{bmatrix} i_{s2d} \\ i_{s2q} \\ i_{s2o} \end{bmatrix}; \quad [i_{rp}] = \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix}$$

$$[\Phi_{s1p}] = \begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s1o} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_{s2p}] = \begin{bmatrix} \Phi_{s2d} \\ \Phi_{s2q} \\ \Phi_{s2o} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_{rp}] = \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix}$$

II.5.4.1 Equation des tensions

En appliquant la transformation de Park

$$\begin{cases} [P(\theta_{s1})][v_{s1}] = [R_s][P(\theta_{s1})][i_{s1p}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})][\Phi_{s1p}]) \\ [P(\theta_{s2})][v_{s2}] = [R_s][P(\theta_{s2})][i_{s2p}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s2})][\Phi_{s2p}]) \\ [0] = [R_s][P(\theta_r)][i_{rp}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_r)][\Phi_{rp}]) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

En multipliant à gauche par $[P(\theta_{s1})]^{-1}$; $[P(\theta_{s2})]^{-1}$; $[P(\theta_r)]^{-1}$ respectivement

$$\begin{cases} [v_{s1}] = [R_s] + [i_{s1p}] + [P(\theta_{s1})]^{-1} \left(\frac{d}{dt} ([P(\theta_{s1})][\Phi_{s1p}]) \right) \\ [v_{s2}] = [R_s] + [i_{s2p}] + [P(\theta_{s2})]^{-1} \left(\frac{d}{dt} ([P(\theta_{s2})][\Phi_{s2p}]) \right) \\ [0] = [R_s] + [i_{rp}] + [P(\theta_r)]^{-1} \left(\frac{d}{dt} ([P(\theta_r)][\Phi_{rp}]) \right) \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s$$

D'où le résultat suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{s1d} \\ v_{s1q} \\ v_{s1o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1d} \\ i_{s1q} \\ i_{s1o} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s1o} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ -\Phi_{s1q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Ou encore en développant la matrice :

Avec la composante homopolaire nulle, nous obtenons le système d'équations suivant :

Pour l'étoile 1

$$\begin{cases} v_{s1d} = R_{s1d}i_{s1d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1d} - \omega_s\Phi_{s1q} \\ v_{s1q} = R_{s1q}i_{s1q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1q} + \omega_s\Phi_{s1d} \end{cases}$$

Pour l'étoile 2

$$\begin{cases} v_{s2d} = R_{s2d}i_{s2d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2d} - \omega_s\Phi_{s2q} \\ v_{s2q} = R_{s2q}i_{s2q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2q} + \omega_s\Phi_{s2d} \end{cases}$$

Pour le rotor

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt}\Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r)\Phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt}\Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r)\Phi_{rd} \end{cases}$$

Alor les équations finales de la MASDE deviennent :

$$\begin{cases} v_{s1d} = R_{s1d}i_{s1d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1d} - \omega_s\Phi_{s1q} \\ v_{s1q} = R_{s1q}i_{s1q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1q} + \omega_s\Phi_{s1d} \\ v_{s2d} = R_{s2d}i_{s2d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2d} - \omega_s\Phi_{s2q} \\ v_{s2q} = R_{s2q}i_{s2q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2q} + \omega_s\Phi_{s2d} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt}\Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r)\Phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt}\Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r)\Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

II.5.4.2 Equations magnétiques

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1s1} & L_{s1s2} & L_{s1r} \\ L_{s2s1} & L_{s2s2} & L_{s2r} \\ L_{rs1} & L_{rs2} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$[\Phi_{s1}] = [L_{s1s1}][i_{s1}] + [L_{s1s2}][i_{s2}] + [L_{s1r}][i_r]$$

$$[\Phi_{s2}] = [L_{s2s1}][i_{s1}] + [L_{s2s2}][i_{s2}] + [L_{s2r}][i_r]$$

$$[\Phi_r] = [L_{rs1}][i_{s1}] + [L_{rs2}][i_{s2}] + [L_{rr}][i_r]$$

Après applications des transformations aux courants et aux flux, on aura :

$$[P(\theta_{s1})][\Phi_{s1p}] = [L_{s1s1}][P(\theta_{s1})][i_{s1p}] + [L_{s1s2}][P(\theta_{s1})][i_{s2p}] + [L_{s1r}][P(\theta_{s1})][i_{rp}]$$

$$[P(\theta_{s2})][\Phi_{s2p}] = [L_{s2s1}][P(\theta_{s2})][i_{s1p}] + [L_{s2s2}][P(\theta_{s2})][i_{s2p}] + [L_{s2r}][P(\theta_{s2})][i_{rp}]$$

$$[P(\theta_r)][\Phi_r] = [L_{rs1}][P(\theta_r)][i_{s1p}] + [L_{rs2}][P(\theta_r)][i_{s2p}] + [L_{rr}][P(\theta_r)][i_{rp}]$$

En multipliant à gauche par: $[P(\theta_{s1})]^{-1}, [P(\theta_{s2})]^{-1}, [P(\theta_r)]^{-1}$ on trouve :

$$\begin{cases} \Phi_{s1d} = L_{s1}i_{s1d} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd}) \\ \Phi_{s1q} = L_{s1}i_{s1q} + L_m(i_{s1q} + i_{s2q} + i_{rq}) \\ \Phi_{s2d} = L_{s2}i_{s2d} + L_m(i_{s2d} + i_{s1d} + i_{rd}) \\ \Phi_{s2q} = L_{s2}i_{s2q} + L_m(i_{s2q} + i_{s1q} + i_{rq}) \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd}) \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m(i_{s1q} + i_{s2q} + i_{rq}) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Les flux sous formes matricielles sont donne par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s2d} \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1d} \\ i_{s2d} \\ i_r \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s2q} \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1q} \\ i_{s2q} \\ i_r \end{bmatrix}$$

Avec :

$(L_{s1} + L_m), (L_{s2} + L_m)$: Inductances propres cycliques de l'étoile 1 et 2.

$(L_r + L_m)$: Inductance propre cyclique du rotor.

$L_m = \frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{mr} = \frac{3}{2}L_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1 et 2 et le rotor.

II.5.4.3 Equation mécanique

II.5.4.3.1 Puissance instantanée

La transformation de Park repose sur l'invariance de la puissance instantanée P dans les deux systèmes de transformation. Ce qui conduit à leur équivalence physique.

$$P = [v_s]^t [i_s] = v_{sa1}i_{sa1} + v_{sb1}i_{sb1} + v_{sc1}i_{sc1} + v_{sa2}i_{sa2} + v_{sb2}i_{sb2} + v_{sc2}i_{sc2} \quad (\text{II.26})$$

Et comme la transformation de Park utilise conserve la puissance instantanée,

alors on peut écrire :

$$P = v_{s1d}i_{s1d} + v_{s2d}i_{s2d} + v_{s1q}i_{s1q} + v_{s2q}i_{s2q} \quad (\text{II.27})$$

On remplace les tensions $v_{s1d}, v_{s2d}, v_{s1q}, v_{s2q}$ dans (II.27) on aura

$$P = [R_{s1d}(i_{s1d})^2 + R_{s2d}(i_{s2d})^2 + R_{s1q}(i_{s1q})^2 + R_{s2q}(i_{s2q})^2] +$$

$$[\frac{d}{dt}\Phi_{s1d}i_{s1d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2d}i_{s2d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1q}i_{s1q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2q}i_{s2q}] +$$

$$[\omega_s (\Phi_{s1d}i_{s1q} + \Phi_{s2d}i_{s2q} - \Phi_{s1q}i_{s1d} - \Phi_{s2q}i_{s2d})] \quad (\text{II.28})$$

Le premier terme entre accolade est identifiable aux pertes Joule. Le second terme correspond à la puissance électromagnétique stockée dans le champ. Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

II.5.4.3.2 Couple électromagnétique

$$P_{em} = C_{em} \Omega_s \quad (\text{II.29})$$

$$P_{em} = \omega_s (\Phi_{s1d} i_{s1q} + \Phi_{s2d} i_{s2q} - \Phi_{s1q} i_{s1d} - \Phi_{s2q} i_{s2d}) \quad (\text{II.30})$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega_s} [(\Phi_{s1d} i_{s1q} + \Phi_{s2d} i_{s2q} - \Phi_{s1q} i_{s1d} - \Phi_{s2q} i_{s2d})]$$

$$C_{em} = P [(\Phi_{s1d} i_{s1q} + \Phi_{s2d} i_{s2q} - \Phi_{s1q} i_{s1d} - \Phi_{s2q} i_{s2d})] \quad (\text{II.31})$$

On remplaçant les équations des flux dans l'équation de couple, on aura :

$$C_{em} = PL_m [i_{rd} (i_{s1q} + i_{s2q}) - i_{rq} (i_{s1d} - i_{s2d})] \quad (\text{II.32})$$

Ou bien en faisant appel aux flux rotorique :

$$\Phi_{rd} = L_{rd} i_{rd} + L_m (i_{s1d} + i_{s2d} + i_{dr}) \quad (\text{II.33})$$

$$\Phi_{rq} = L_{rq} i_{rq} + L_m (i_{s1q} + i_{s2q} + i_{dr}) \quad (\text{II.34})$$

On obtient :

$$i_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{s1d} + i_{s2d}) \quad (\text{II.35})$$

$$i_{rq} = \frac{\Phi_{rq}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{s1q} + i_{s2q}) \quad (\text{II.36})$$

En remplaçant i_{rd} , i_{rq} dans l'équation du couple, on aura :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Phi_{rd} (i_{s1d} + i_{s2d}) - \Phi_{rq} (i_{s1q} + i_{s2q})] \quad (\text{II.37})$$

II.6 Mise sous forme d'équation d'état

Le système d'équation (II.23) s'écrit sous la forme suivante :

$$[U] = [L]. [i] + [C]. [I]$$

Ou :

$$[U] = [v_{d1} v_{qs1} v_{ds2} v_{qs2} v_{dr} v_{qr}]^t : \text{vecteur de commande ;}$$

$$[I] = [i_{d1} i_{qs1} i_{ds2} i_{qs2} i_{dr} i_{qr}]^t : \text{vecteur d'état ;}$$

$$[i] = \frac{d}{dt} [I];$$

$$\begin{cases} v_{s1d} = R_{s1}i_{s1d} + (L_{s1} + L_m)\frac{d}{dt}i_{s1d} + L_m\frac{d}{dt}i_{rd} + L_m\frac{d}{dt}i_{s2d} - \omega_s((L_{s1}+L_m)i_{s1q} + L_m(i_{s2q} + i_{rq})) \\ v_{s1q} = R_{s1}i_{s1q} + (L_{s1} + L_m)\frac{d}{dt}i_{s1q} + L_m\frac{d}{dt}i_{rq} + L_m\frac{d}{dt}i_{s2q} + \omega_s((L_{s1}+L_m)i_{s1d} + L_m(i_{s2d} + i_{rd})) \\ v_{s2d} = R_{s2}i_{s2d} + (L_{s2} + L_m)\frac{d}{dt}i_{s2d} + L_m\frac{d}{dt}i_{rd} + L_m\frac{d}{dt}i_{s1d} - \omega_s((L_{s2}+L_m)i_{s2q} + L_m(i_{s1q} + i_{rq})) \\ v_{s2q} = R_{s2}i_{s2q} + (L_{s1} + L_m)\frac{d}{dt}i_{s2q} + L_m\frac{d}{dt}i_{rq} + L_m\frac{d}{dt}i_{s1q} + \omega_s((L_{s2}+L_m)i_{s2d} + L_m(i_{s1d} + i_{rd})) \\ 0 = R_r i_{rd} + (L_r + L_m)\frac{d}{dt}i_{rd} + L_m\frac{d}{dt}(i_{s1d} + i_{s2d}) - (\omega_s - \omega_r)((L_r+L_m)i_{rq} + L_m(i_{s1q} + i_{s2q})) \\ 0 = R_r i_{rq} + (L_r + L_m)\frac{d}{dt}i_{rq} + L_m\frac{d}{dt}(i_{s1q} + i_{s2q}) + (\omega_s - \omega_r)((L_r+L_m)i_{rd} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d})) \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_{s2} + L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_{s2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{s1} & -\omega_s(L_{s1} + L_m) & 0 & -\omega_s L_m & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s(L_{s1} + L_m) & R_{s1} & \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s L_m & R_{s2} & -\omega_s(L_{s2} + L_m) & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s(L_{s2} + L_m) & R_{s2} & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -(\omega_s - \omega_r)L_m & 0 & -(\omega_s - \omega_r)L_m & R_r & -(\omega_s - \omega_r)(L_m + L_r) \\ (\omega_s - \omega_r)L_m & 0 & (\omega_s - \omega_r)L_m & 0 & (\omega_s - \omega_r)(L_m + L_r) & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$

II.7 Modélisation du convertisseur commandé en M.L.I

Le convertisseur statique assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une source alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable [17].

La figure II.3 présente un convertisseur triphasé pour un fonctionnement en mode onduleur, il est à noter que la modélisation reste la même dans le cas d'un fonctionnement en mode redresseur.

Il est constitué de trois branches ou 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 :

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

Avec : $f_i + \bar{f}_i = 1$ et $i = 1 \dots 3$.

La figure II.3 représente le schéma de l'onduleur triphasé.

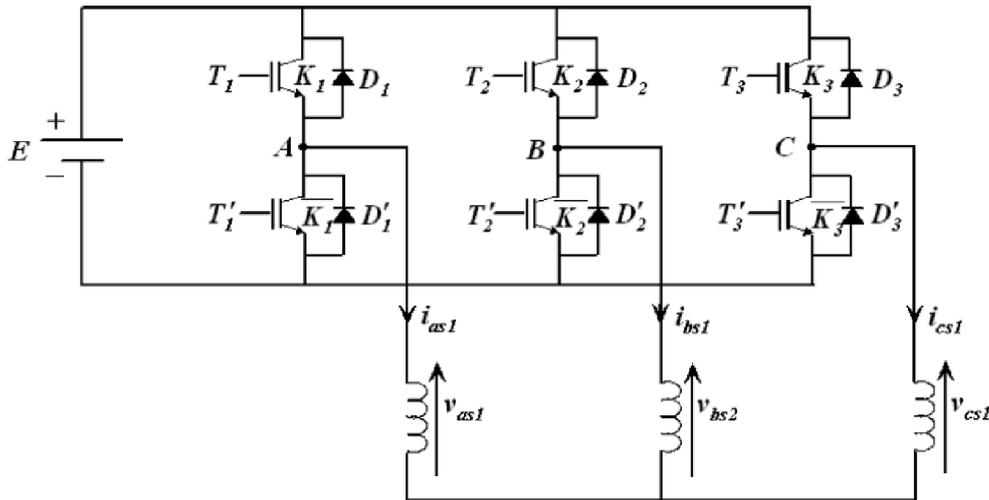


Figure II.3 Onduleur triphasé

Les équations de tensions composées sont :

$$V_{AB} = v_{as1} - v_{bs1} = E (f_1 - f_2)$$

$$V_{BC} = v_{bs1} - v_{cs1} = E (f_2 - f_3)$$

$$V_{CA} = v_{cs1} - v_{as1} = E (f_3 - f_1)$$

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

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0$$

La résolution des équations précédentes, nous donne :

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

Pour le second onduleur on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix}$$

III.7.1 Stratégie de commande sinus-triangle

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [18].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

Pour la première étoile :

$$\begin{cases} v_{refa} = v_m \sin(2\pi f t) \\ v_{refa} = v_m \sin(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{refa} = v_m \sin(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations précédent ($2\pi f$) par ($2\pi f - \alpha$) et l'indice 1 par 2.

L'équation de la porteuse est donnée par :

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

Où :

T_p : Période de la porteuse ;

V_{pm} : Amplitude de la porteuse.

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation m représente le rapport de la fréquence de modulation f_p sur la fréquence de référence f .
- Le coefficient de réglage en tension r représente le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à la valeur crête de l'onde de modulation V_{pm}

II.8 Modélisation de bus continu

Le bus continu est un élément de stockage d'énergie, représenté par une capacité qui sert de source tampon d'énergie entre les deux convertisseurs cote machine et le convertisseur cote charge, il est donc nécessaire d'avoir le modèle mathématique de ce circuit (figure II.7).

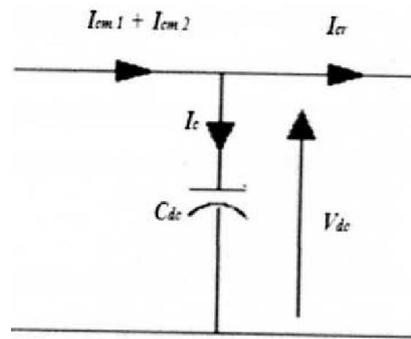


Figure II.4 Représentation du bus continu

Chaque convertisseur exerce son influence sur ce circuit, par le courant qu'il donne ou qu'il prend au condensateur. L'évolution temporelle de la tension à ses bornes est obtenue à partir de l'intégration du courant capacitif.

$$V_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \cdot \int_0^t I_c \cdot dt$$

$$I_c = I_{cm1} + I_{cm2} - I_{cr}$$

$$V_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \cdot \int_0^t (I_{cm1} + I_{cm2} - I_{cr}) \cdot dt \quad (\text{II.38})$$

Pour pouvoir contrôler efficacement les courants cote alternatif, le niveau de tension sur le bus continu doit vaincre la valeur crête de la tension compose de la charge [7] [14].

II.9 Résultat de simulation et interprétations

Pour la simulation il suffit d'implanter le modèle électrique de la machine asynchrone double étoiles sous l'environnement Matlab/Simulink. La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales, équilibrées.

La simulation numérique est effectuée pour l'indice de modulation $m = 21$ et le coefficient de réglage en tension $r = 0,8$. Le fonctionnement est en charge nominale avec $C_r = 14 \text{ N.m}$. En effet la figure II.5 représente le système simulée.

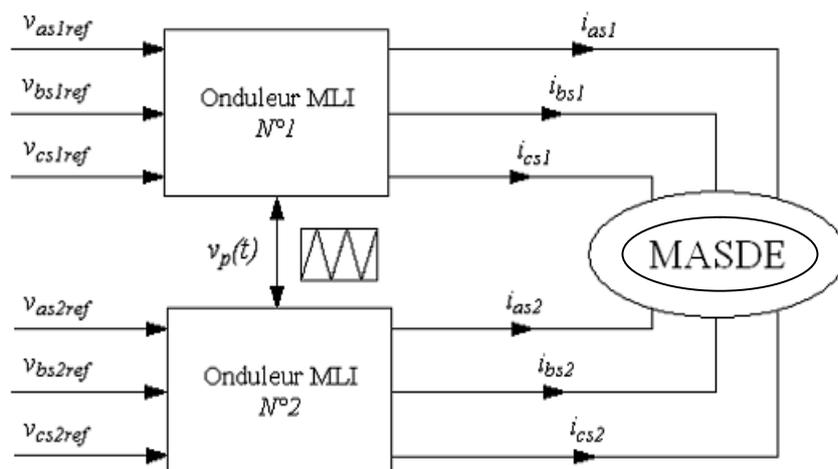
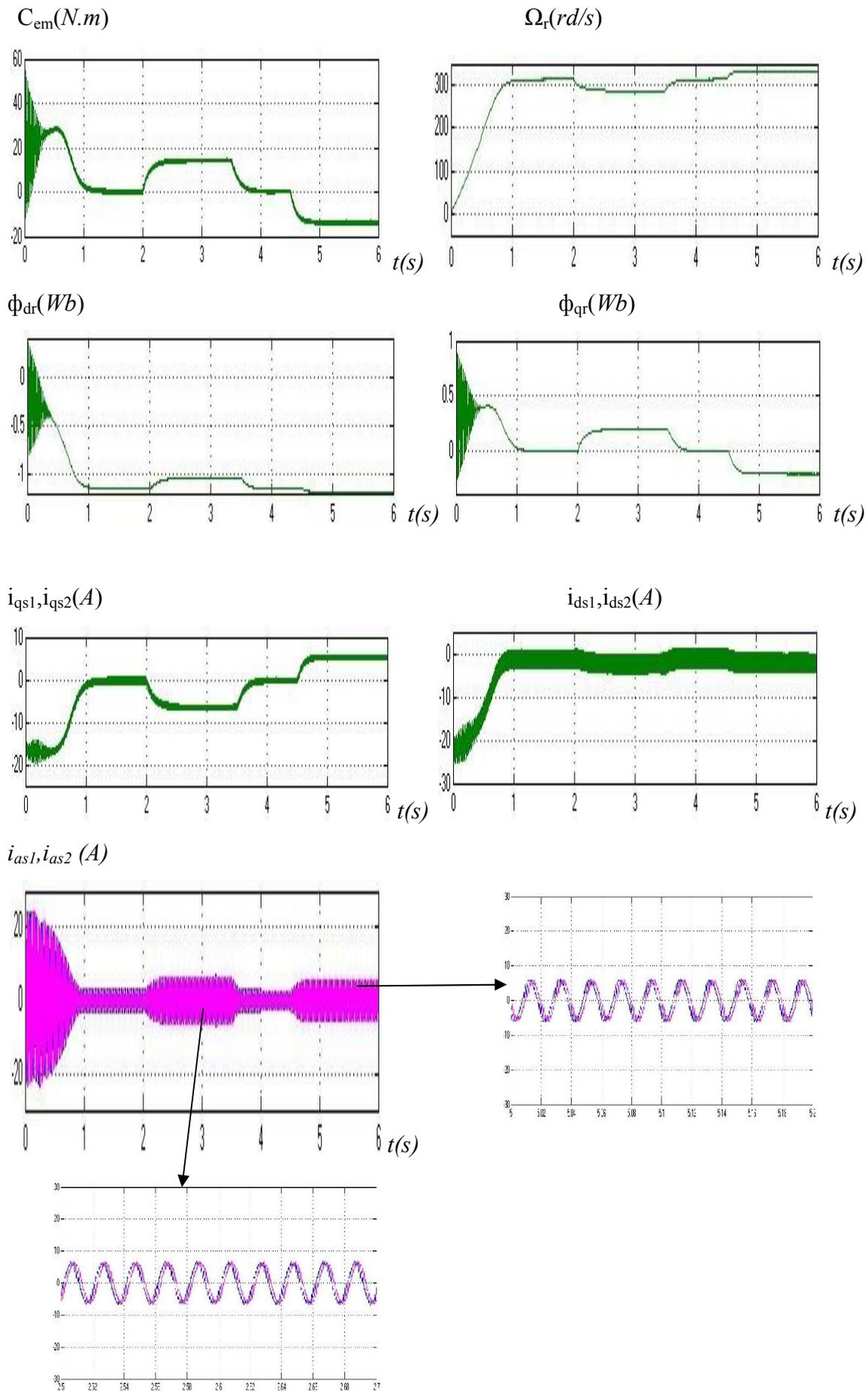


Figure II.5 Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension



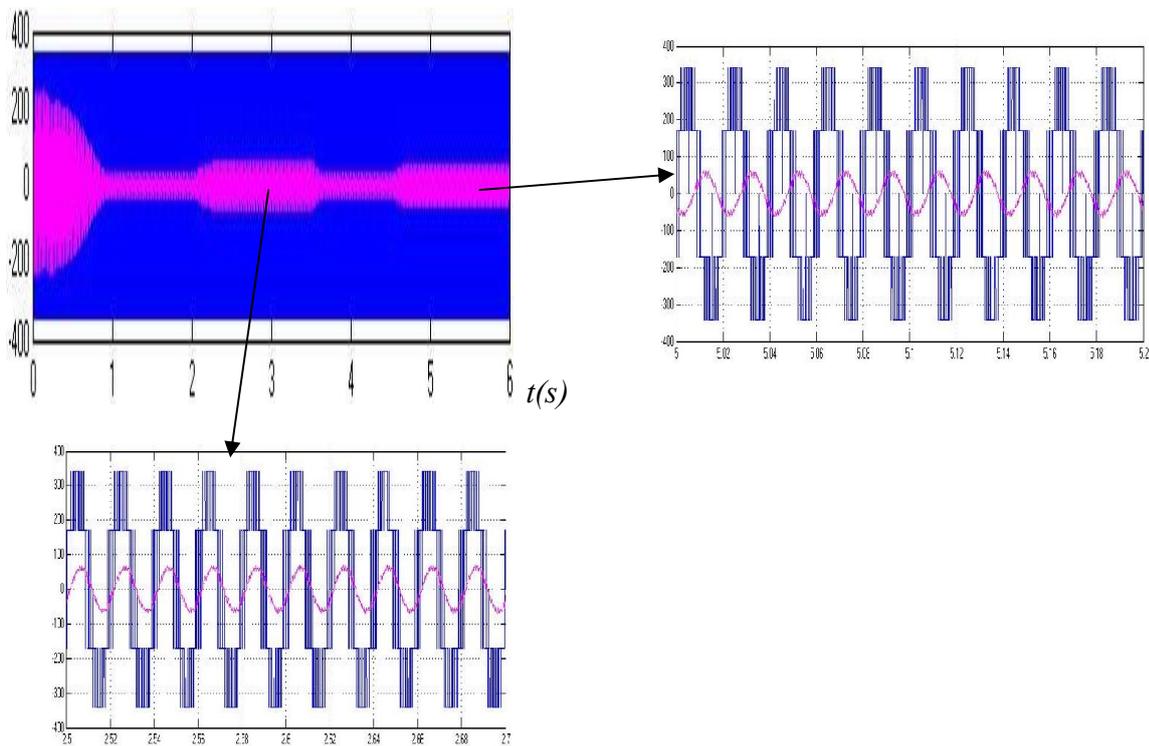
$v_{as1}(V), i_{as1} * 10(A)$


Figure II.6 Evolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux Onduleurs de tension, suivi de l'application des charges $C_r=14$ et $C_r=-14$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [2 \ 3.5]$ et $[4.5 \ 6]$

La figure II.6 représente la réponse de la MASDE alimentée par des convertisseurs de fréquences à commande MLI sinus-triangle, dont $r = 0.8$ et $m = 21$, suivi de l'application des charges nominales $C_r = 14 \text{ N.m}$ et $C_r = -14 \text{ N.m}$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [2 \ 3.5] \text{ s}$ et $t = [4.5 \ 6] \text{ s}$.

Ceci montre que la machine présente des oscillations pendant l'instant de démarrage, et qui se stabilise à 1 seconde, le couple a une valeur qui correspond au couple résistant due au frottement de la machine, la vitesse prend une valeur proche du synchronisme.

Pendant l'insertion d'un couple positive (fonctionnement moteur), le couple électromagnétique suit parfaitement le couple résistant, la vitesse diminue légèrement et prend la valeur nominale, le courant est en retard par rapport à la tension, la MASDE absorbe de la puissance active et réactive de la source.

A l'application d'un couple négatif (fonctionnement génératrice), le couple électromagnétique suit le couple résistant négatif, la vitesse de la MASDE augment au-delà de la vitesse de synchronisme, le courant est presque décalée de 180° par rapport à la tension, le

produit du courant et de la tension est négatif ce qui signifie que la MASDE fournit de la puissance active et absorbe une portion de la puissance réactive pour sa magnétisation.

Le décalage de 30° entre les courants de la première et de la deuxième étoile est toujours maintenue, les flux rotoriques direct et en quadrature suivent la variation du couple électromagnétique du fait du couplage entre le flux et le couple.

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone double étoile d'où puis celle des convertisseurs associés et aussi la modélisation de bus continu. Enfin on a terminé par donner les résultats de simulations et leurs interprétations.

Le chapitre suivant sera consacré à l'application de la commande vectorielle indirecte à la machine asynchrone double étoile.

Chapitre III



Commande
Vectorielle de la
MASDE

III.1 Introduction

Le développement de nouvelles stratégies de commandes par l'électronique de puissance ont permis une augmentation des fréquences de commutation et par conséquent une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, les moyens de calculs ont considérablement évolué. Tous ces progrès ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage de flux et du couple dans les machines à courant alternatif en régime transitoire et permanent. 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. Cependant, nous présentons au premier lieu le principe et les différentes méthodes de la commande vectorielle.

III.2 Principe de la commande vectorielle

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à 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 production 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.

La relation du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \Phi_f I_a = K' I_f I_a$$

Avec :

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

I_a : Courant d'induit ;

K' : Constante

Pour la machine asynchrone à double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Pour cela, il faut choisir une loi de commande et un système d'axes assurant le découplage du flux et du couple.

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Phi_r (i_{s1d} + i_{s2d})] = k \Phi_r i_{sd} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$$K = p \frac{L_m}{L_r + L_m}$$

$$i_{sd} = (i_{s1d} + i_{s2d})$$

D'après l'équation (III.1) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

III.3 Choix d'orientation du flux

La méthode de flux orienté est basée sur le choix du repère de référence, suivant la vitesse attribuée au repère (d,q), de ce fait, les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis, dont l'alimentation en tension et le repère lié au champ tournant. Alors l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles [19] :

- Orientation du flux rotorique :

$$\Phi_{dr} = \phi_r; \Phi_{qr} = 0. \quad (III.2)$$

- Orientation du flux statoriques :

$$\Phi_{ds} = \phi_s; \Phi_{qs} = 0 \quad (III.3)$$

- Orientation du flux d'entrefer :

$$\Phi_{dg} = \phi_g; \Phi_{qg} = 0 \quad (III.4)$$

Pour la MASDE, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (III.2), car cela permet d'obtenir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques.

III.4 Méthodes de la commande vectorielle

La commande vectorielle de la MASDE peut être soit directe ou indirecte.

III.4.1 Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement. Pour cela deux Procèdes sont utilisés [20] :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont

mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.

- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

III.4.2 Méthode indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotoriques mais seulement sa position. Le descriptif «méthode indirecte» signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [20].

III.5 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et par orientation du flux rotorique, tels que l'axe (d) soit confondu avec la direction de Φ_r , d'où $\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases}$ où la position du flux est déduite de la relation donnant la vitesse du glissement, la figure (III.2) représente un schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.

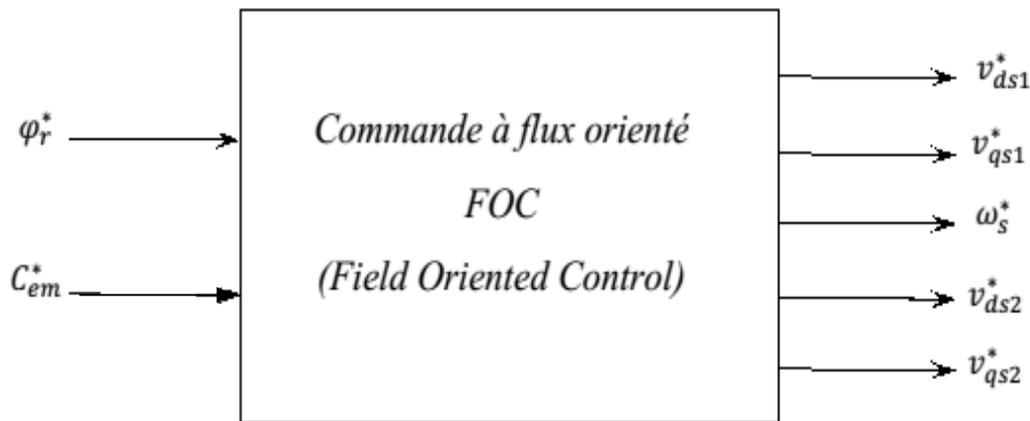


Figure III.1 Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)

En considérant comme grandeurs de références le flux rotorique Φ_r^* et le couple C_{em}^* , et en exprimant que $\begin{cases} \Phi_r = \Phi_r^* \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases}$ (III.1)

On remplaçant les équations de systèmes (III.1) dans les équations des tensions rotoriques (II.23) on obtient :

$$R_r i_{rd} = 0 \implies i_{rd} = 0 \quad (III.2)$$

$$R_r i_{rq} + \omega_{gl}^* \Phi_r^* = 0 \implies i_{rq} = -\frac{\omega_{gl}^* \Phi_r^*}{R_r} \quad (III.3)$$

Et à partir des équations de (II.35) et (II.36), on trouve :

$$i_{rd} = \frac{\Phi_r^*}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{s1d} + i_{s2d}) \quad (\text{III.4})$$

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{s1q} + i_{s2q}) \quad (\text{III.5})$$

On remplaçant (III.2) dans (III.4) on tire :

$$\Phi_r^* = L_m (i_{s1d} + i_{s2d}) \quad (\text{III.7})$$

Et à partir de l'équation (III.5) on trouve :

$$L_m (i_{s1q} + i_{s2q}) = -(L_m + L_r) i_{qr} \quad (\text{III.8})$$

En remplaçant (III.6)-(III. 8) dans le système d'équations des tensions statoriques, on obtient :

$$\begin{cases} v_{s1d}^* = R_{s1} i_{s1d} + L_{s1} p i_{s1d} - \omega_s^* (L_{s1} i_{s1q} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{s1q}^* = R_{s1} i_{s1q} + L_{s1} p i_{s1q} + \omega_s^* (L_{s1} i_{s1d} + \Phi_r^*) \\ v_{s2d}^* = R_{s2} i_{s2d} + L_{s2} p i_{s2d} - \omega_s^* (L_{s2} i_{s2q} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{s2q}^* = R_{s2} i_{s2q} + L_{s2} p i_{s2q} + \omega_s^* (L_{s2} i_{s2d} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Avec :

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

A partir de l'expression de couple donne dans l'équation (III.1), on tire :

$$i_{s1d}^* + i_{s2d}^* = \frac{(L_r + L_m)}{p L_m \Phi_r^*} C_{em}^* \quad (\text{III.10})$$

Et aussi on remplaçant l'équation (III.5) dans l'équation (III.3), on tire :

$$\omega_{gl}^* = \left(\frac{L_m R_r}{L_r + L_m} \right) \frac{(i_{s1q}^* + i_{s2q}^*)}{\Phi_r^*} \quad (\text{III.11})$$

On remarque que dans le système électrique (III.9), les tensions statoriques ($v_{s1d}^*, v_{s1q}^*, v_{s2d}^*$ et v_{s2q}^*) influent au même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures ($i_{s1d}, i_{s1q}, i_{s2d}$ et i_{s2q}) donc sur le flux et sur le couple, il est alors nécessaire de réaliser un découplage cela en définissant de nouvelles variables n'agissent respectivement que sur ($i_{s1d}, i_{s1q}, i_{s2d}$ et i_{s2q}) tes que :

$$\begin{cases} v_{s1dr} = R_{s1} i_{s1d} + L_{s1} p i_{s1d} \\ v_{s1qr} = R_{s1} i_{s1q} + L_{s1} p i_{s1q} \\ v_{s2dr} = R_{s2} i_{s2d} + L_{s2} p i_{s2d} \\ v_{s2qr} = R_{s2} i_{s2q} + L_{s2} p i_{s2q} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Afin de compenser l'erreur introduite lors de découplage, les tensions statoriques de références à flux constant sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{s1d}^* = v_{s1dr} - v_{s1dc} \\ v_{s1q}^* = v_{s1qr} - v_{s1qc} \\ v_{s2d}^* = v_{s2dr} - v_{s2dc} \\ v_{s2q}^* = v_{s2qr} - v_{s2qc} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Avec

$$\begin{cases} v_{s1dc} = \omega_s^* (L_{s1} i_{s1q} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{s1qc} = \omega_s^* (L_{s1} i_{s1d} + \Phi_r^*) \\ v_{s2dc} = \omega_s^* (L_{s2} i_{s2q} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{s2qc} = \omega_s^* (L_{s2} i_{s2d} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques (i_{s1d} , i_{s1q} , i_{s2d} et i_{s2q}) et on obtient à leurs sorties les tensions (v_{s1d} , v_{s1q} , v_{s2d} et v_{s2q}).

III.5.1 Identification des paramètres des régulateurs PI

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

L'identification des paramètres des régulateurs PI des systèmes dont la fonction de transfert est du premier ordre, telle que :

$$H(p) = \frac{1}{ap + b} \quad (\text{III.15})$$

Se fait d'une manière générale comme suit :

La fonction de transfert du PI est :

$$C(p) = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (\text{III.16})$$

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire régulé par un PI est donné par la figure

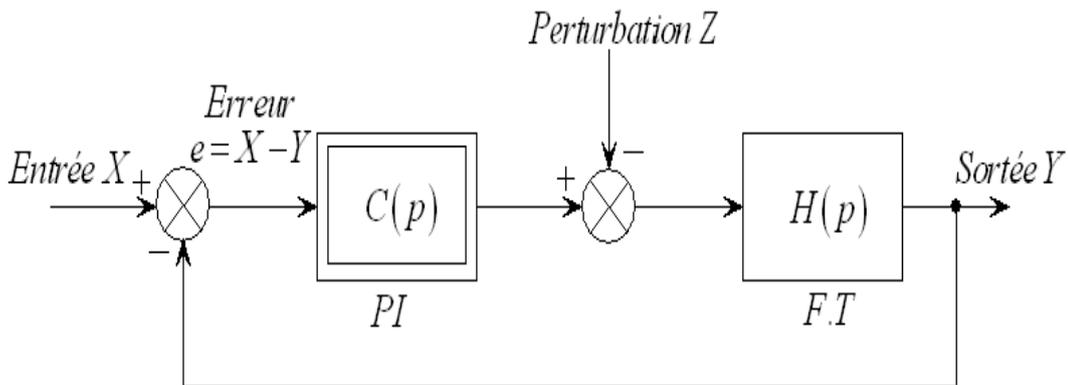


Figure III.2 Schéma d'un système asservi du premier ordre régulé par un PI

La perturbation est négligée dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs. La fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi est :

$$T(p) = C(p) H(p) = \frac{k_p p + k_i}{ap^2 + bp} \quad (\text{III.17})$$

En boucle fermée, on obtient :

$$F(p) = \frac{T(p)}{1+T(p)} = \frac{k_p p + k_i}{ap^2 + (b+k_p)p + k_i} \quad (III.18)$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$G(p) = \frac{1}{Tp + 1} \quad (III.19)$$

Il suffit d'identifier (III.19) à (III.18) comme suit :

$$\frac{k_p p + k_i}{ap^2 + (b+k_p)p + k_i} = \frac{1}{Tp + 1} \quad (III.20)$$

Ce qui donne :

$$k_p T p^2 + (k_i T + k_p) p + k_i = a p^2 + (b + k_p) p + k_i$$

D'où :

$$\begin{cases} k_p = \frac{a}{T} \\ k_i = \frac{b}{T} \end{cases}$$

La figure (III.3) représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques (étoiles 1 et 2).

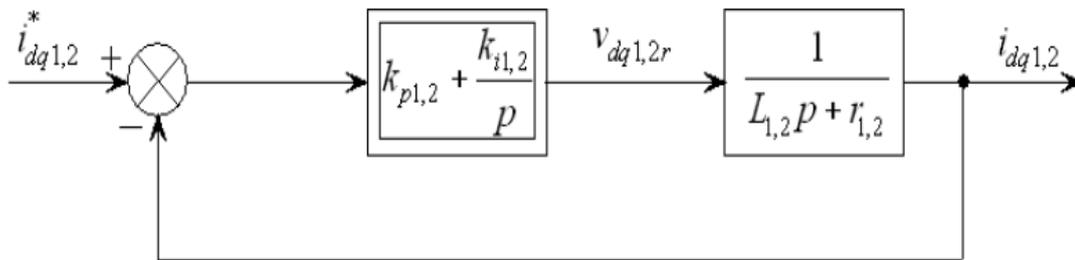


Figure III.3 Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques

Avec :

$$\begin{cases} k_{ps1} = \frac{L_1}{T} \\ k_{is1} = \frac{r_1}{T} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} k_{ps2} = \frac{L_{s2}}{T} \\ k_{is2} = \frac{r_{s2}}{T} \end{cases}$$

On prend $T = \frac{\tau_r}{3}$ pour avoir une dynamique du processus rapide, avec $\tau_r = \frac{L_r}{r_r}$ est la constante de temps électrique (rotorique) du système.

III.5.2 Application de la commande vectorielle indirecte sur la MASDE

L'application de la commande vectorielle indirecte, sans le réglage de la vitesse, sur la machine asynchrone à double étoile est illustrée par la figure (III.4).

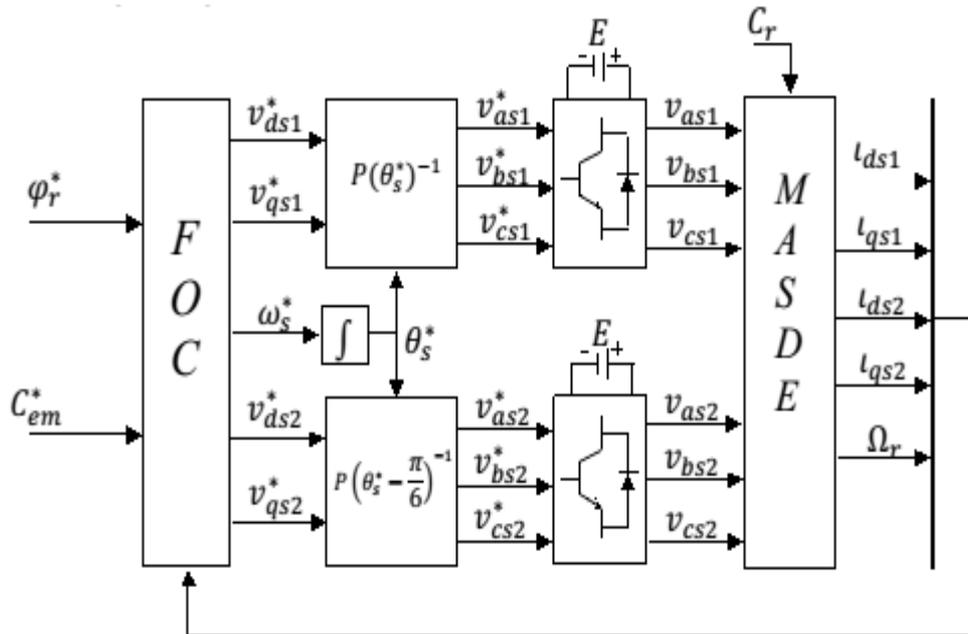


Figure III.4 Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE

III.5.3 Simulation et interprétation des résultats

La figure (III.5) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte sans le réglage de la vitesse (par orientation du flux rotorique), en imposant le flux de référence $\Phi_r^* = 1$ Wb, et le couple électromagnétique de référence sous forme de créneaux $C_{em}^* = [14, -14, -8]$ N.m respectivement entre les intervalles de temps $t \in [0, 1]$ s, $[1, 2]$ s et $[2, 3]$ s

D'après les résultats de simulation obtenus, on remarque qu'en régime permanent le couple électromagnétique suit parfaitement le couple de référence imposé, le flux rotorique suivant l'axe direct demeure stable et égale à la valeur imposée (1Wb), celui en quadrature s'annule. Nous remarquons que la variation brusque du couple électromagnétique n'influe pas sur le flux rotorique représenté par les composantes Φ_{dr} et Φ_{qr} , le courant i_{qs1} en quadrature varie d'une manière identique à celle du couple électromagnétique. Le découplage est assuré, du fait que le flux rotorique est régulé indépendamment du couple électromagnétique régulé par les composantes des courants statoriques en quadrature.

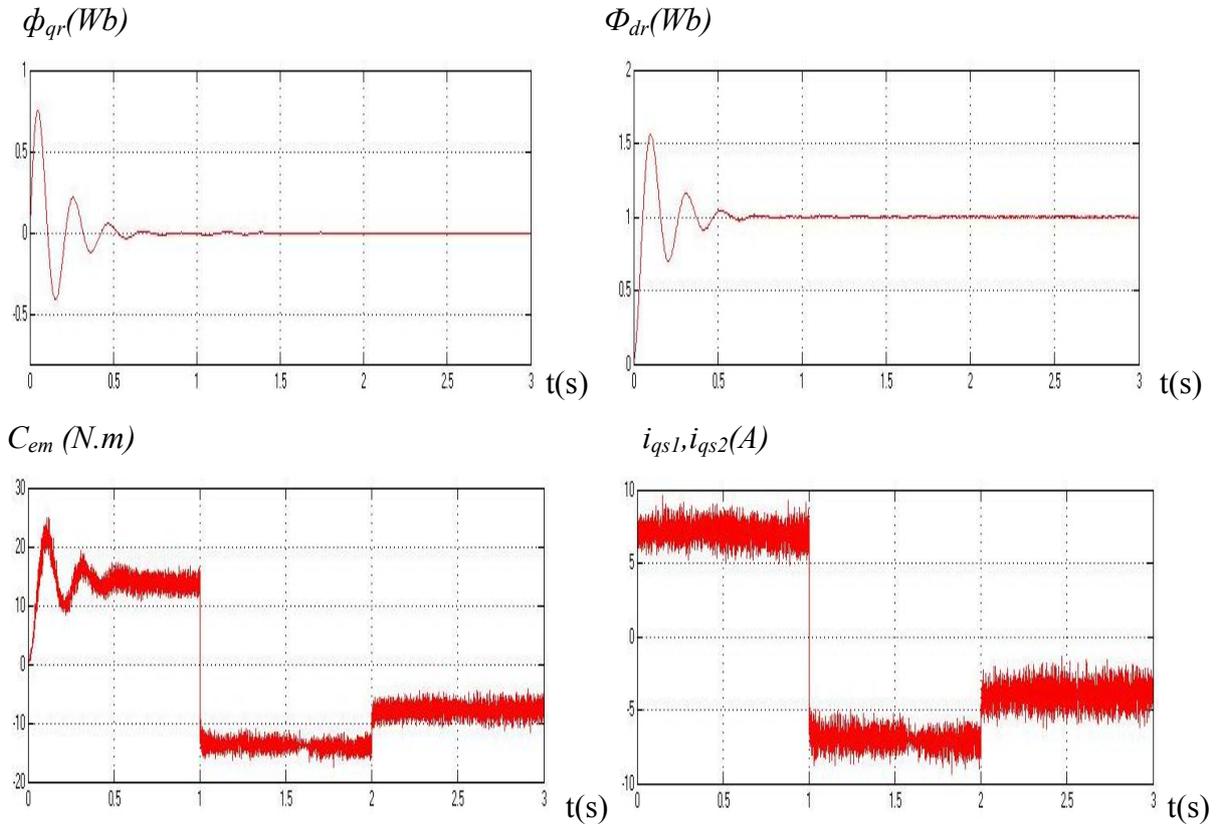


Figure III.5 Evolutions des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

III.6 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse

Le principe de cette méthode, consiste à déterminer directement la composante du flux rotorique à partir de la vitesse mécanique de rotation du rotor en utilisant un capteur de vitesse, cela est réalisable par un bloque de défluxage défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \Phi_r^* = \Phi_n & \text{si } |\Omega_r| \leq |\Omega_n| \\ \Phi_r^* = \Phi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega_r|} & \text{si } |\Omega_r| > |\Omega_n| \end{cases} \quad (III.21)$$

Et schématisé par la figure (III.5).

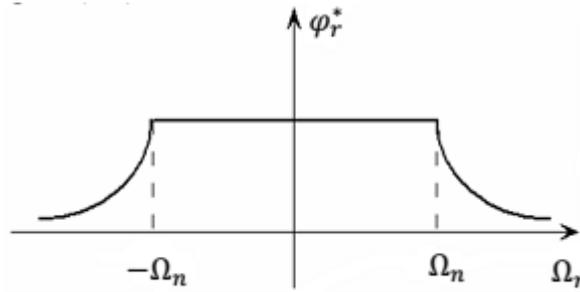


Figure III.6 Schéma de défluxage

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine et pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine. Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la figure (III.7).

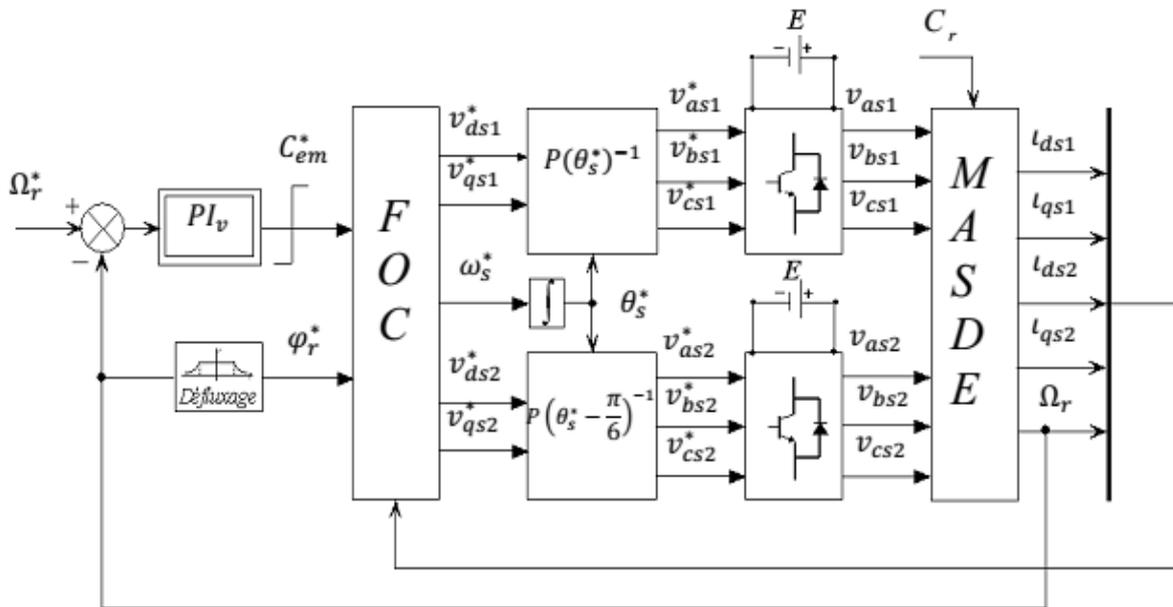


Figure III.7 Schéma de la commande vectorielle avec régulation de vitesse

III.6.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse

Le schéma de la boucle de régulation de la vitesse est donné par la figure (III.8).

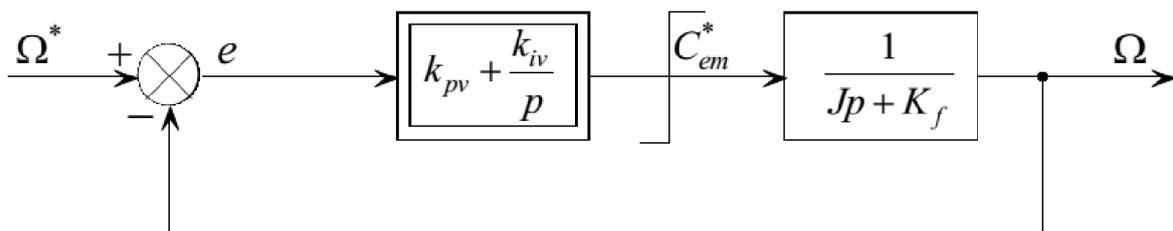


Figure III.8 Boucle de régulation de vitesse

L'identification nous donne :

$$\begin{cases} k_{pv} = \frac{J}{\tau} \\ k_{iv} = \frac{K_f}{\tau} \end{cases} \quad (III.22)$$

On prend $\tau = \frac{\tau_r}{3}$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation défini par :

$$C_{em}^*(lim) = \begin{cases} C_{em} & si \quad |C_{em}^*| \leq C_{emMax} \\ C_{emMax} \text{sign}(C_{em}^*) & si \quad |C_{em}^*| \geq C_{emMax} \end{cases} \quad (III.23)$$

III.6.2 Simulation et interprétation des résultats

La figure (III.9) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode de commande indirecte et par application des charges nominales $C_r = 14 \text{ N.m}$ et $C_r = -14 \text{ N.m}$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1 \ 2] \text{ s}$ et $t = [3 \ 4] \text{ s}$ en imposant la vitesse de référence $\Omega_r^* = 261 \text{ rad/s}$.

Les résultats de simulation montrent que la variation du couple résistant n'influe pas sur la vitesse de la MASDE et reste toujours sur sa consigne, le couple électromagnétique suit la variation du couple résistant sans dépassement après le régime transitoire.

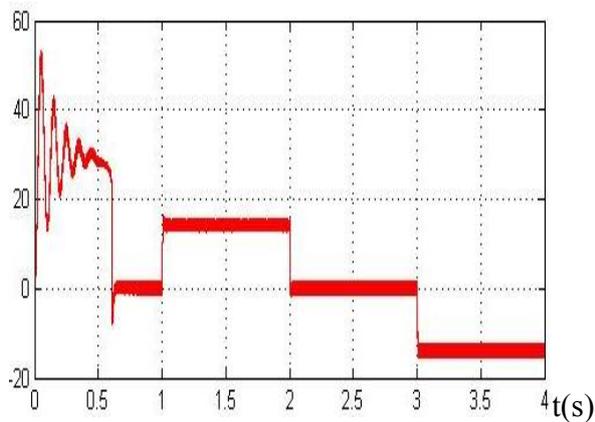
Pendant le régime permanent, le flux rotorique direct prend sa valeur de consigne et le flux en quadrature s'annule.

Le courant statorique est légèrement en retard par rapport à la tension à l'application de la charge positive (effet inductif), dans ce cas, la machine absorbe des puissances active et réactive de la source. Pendant l'application de la charge négative, le courant est décalé de presque de 180° par rapport à la tension, le produit du courant et de la tension est négatif, la machine fournit donc de la puissance active à la source et absorbe une portion de la puissance réactive pour sa magnétisation.

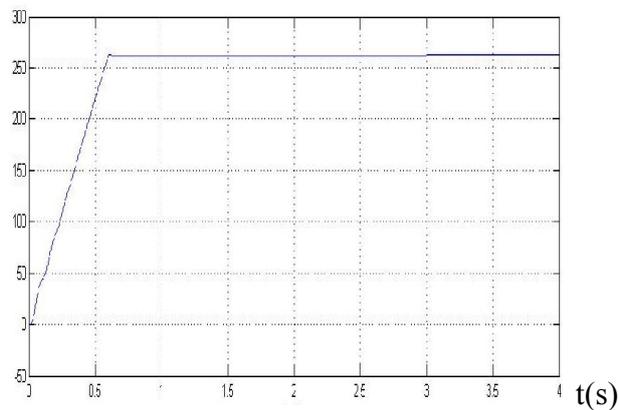
Le courant statorique en quadrature suit la variation du couple électromagnétique. Le décalage des courants statoriques de la première étoile par rapport à la deuxième est toujours maintenu.

La régulation de la vitesse est bien réalisée.

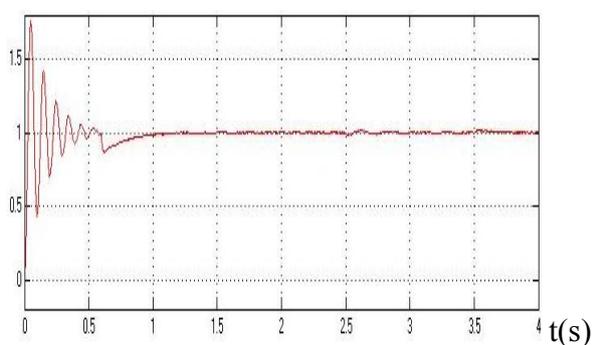
$C_{em} (N.m)$



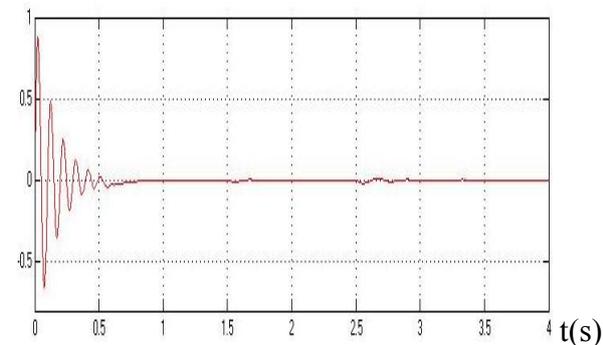
$\Omega (rad/s)$



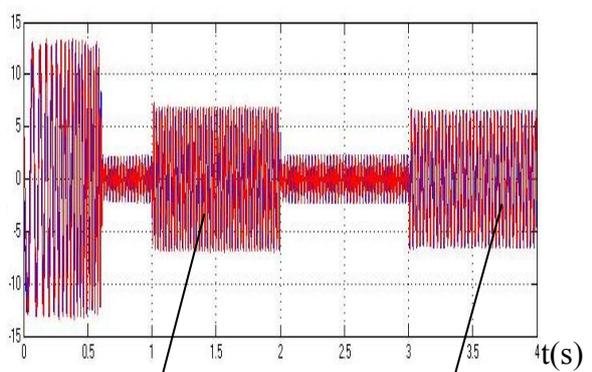
$\Phi_{dr}(Wb)$



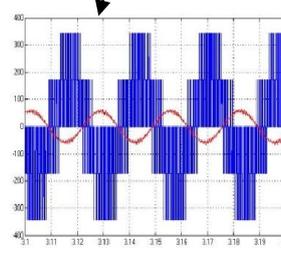
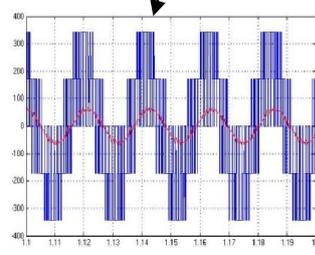
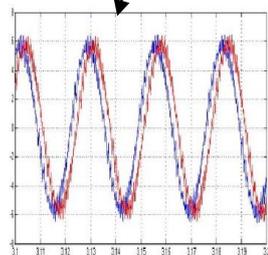
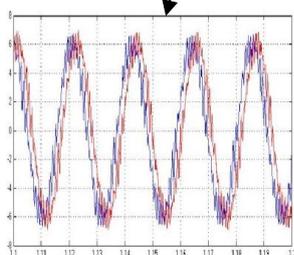
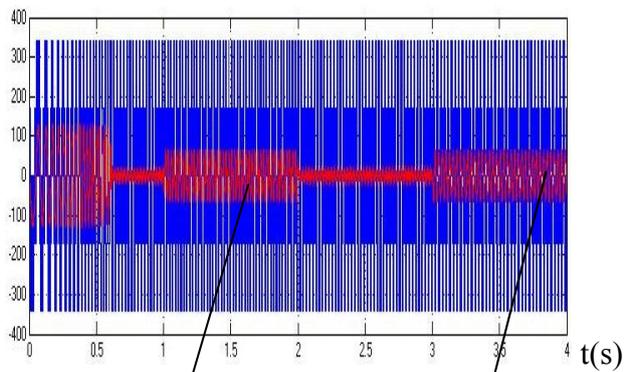
$\phi_{qr}(Wb)$



$i_{as1}, i_{as2} (A)$



$v_{as1}(V), i_{as1} * 10(A)$



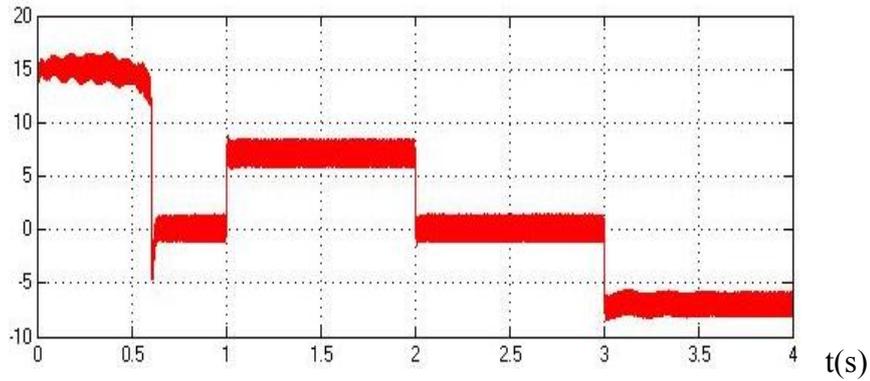
$i_{qs1} (A)$ 

Figure III.9 Réglage de la vitesse par la méthode indirecte, avec application des charges nominales $C_r=14\text{N.m}$ et -14N.m entre les intervalles de temps [1 2] s et [3 4] s

III.7 Conclusion

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

Conclusion générale

Conclusion générale

Conclusion général

Ce mémoire a été consacré à l'étude et la commande de la machine asynchrone double étoile, nous avons tout d'abord entamer le premier chapitre par une présentation de quelques généralités sur les systèmes de production d'énergie électrique autonome et les machines multiphasées et multi-étoiles et ce qu'elles pouvaient apporter de plus que les machines triphasées

Afin de mieux maîtriser la machine, le second chapitre a été consacré à la modélisation de la MASDE, et de son alimentation. Pour cela, on a commencé par la simulation de la machine alimenté par deux onduleurs de tension à commande M.L.I. en utilisant la stratégie sinus-triangle, les résultats obtenus montrent le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique, ceci nous a conduit à introduire une commande découplente, il s'agit de la commande par orientation de flux rotorique qui a fait l'objet du troisième et dernier chapitre, les résultats de simulations de la commande vectorielle indirecte appliqué pour la régulation de vitesse montre de bonnes performances dynamiques (le découplage entre le couple et le flux est maintenu, le temps de repense du système est amélioré,...).

Le régulateur PI présente de bonnes performances dynamiques. Néanmoins, il est sensible à la variation paramétrique.

Pour la continuité de ce travail, on peut dresser les perspectives de recherche associées au thème abordé dans ce mémoire :

- Etude du fonctionnement autonome de GASDE à vide et en charge.
- Application de la commande vectorielle indirecte à la GASDE.

Bibliographie

Bibliographie

[1] : M. Lopez « Contribution à l'optimisation d'un système de conversion éolienne pour les unités de production isolées », Thèse de Doctorat, université de Paris 11 sud, 2008.

[2] : N. Bakouri « Etude et commande des générateurs pour réseaux autonome de bord d'avion », Mémoire de Magister Université de Bejaïa, 2013.

[3] : S. Chekkal « Evaluation des performances de l'aérogénérateur à base de la machine asynchrone double étoile connecté au réseaux électrique », Mémoire de Magister Université de Bejaïa, 2011.

[4] : www.juwi.com , consulté juin 2014.

[5] : J.L Dalmasso, « Electronique de puissance Commutation », Edition Belin, 1986.

[6] : S. Belakehal, «Conception et commande des machines à aimants permanents dédiées aux énergies renouvelables» Thèse de Doctorat, Université de Constantine ,2010.

[7] : B.Tounsi, «Etude Comparative de Groupes Electrogènes Embarques a Large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanentent et conversion statique», Thèse Doctorat, l'Institut Polytechnique de Toulouse, 2006.

[8] : K. Idjdarene, «Contribution à l'étude et la commande de génératrices asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonomes», Thèse de Doctorat, Université de Lile1, 2010.

[9] : A.Babarit, « Optimisation hydrodynamique et contrôle optimal d'un récupérateur de l'énergie des vagues. » Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2005.

[10] : S.Kercha etW.Goubi, «Etude et modélisation des machines électriques double Étoile».Mémoire de Master, Université de Ouargla, 2013.

[11] : A.Maafa, «Etude d'un générateur éolien base sur la cascade de deux Machines Asynchrone par un convertisseur de fréquence», Mémoire de Master de Magister, Université de Batna, 2011.

[12] : M. Oubida et S. Bendaoud, « Machine synchrone/asynchrone» Mémoire d'Ingénieur, Université de Québec, 2010.

[13] :E. Merabet, « Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile», Mémoire de Magister en Electrotechnique. Université de Batna, 2008.

[14] : D. Hadiouche, «Contribution a l'étude de la machines asynchrone double Étoile : Modélisation, alimentation et structure » », Thèse de Doctorat, Université d'Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2001.

[15] : S. Benrabia et A. Bendib « Simulation numérique d'un moteur asynchrone double étoile, modélisation ». mémoire d'ingénieur université de M'sila, 2005.

[16]: R. Abdessamed et M. kadjoudj, « Modélisation machines électriques », Presse de l'Université de Batna, Algerie, 1997.

[17]: H. Ney, « Equipements de puissance », Editions Fernand Nathan, Paris, 1988.

[18] : A. Tounzi « Utilisation de l'énergie éolienne dans la production de l'électricité. » Journée du club EEA, Paris, France PP 1-14-1999.

[19] : M. Hamadache et N. Ouaret, « Commande d'un système de pompage photovoltaïque », mémoire d'ingénieur, Université de Bejaia, 2007.

[20] : E. Merabet et A. Belayali, « Commande par logique floue d'une machine asynchrone à double stator », mémoire d'ingénieur Université de M'sila, 2005.

Annexe

Annexe

Les paramètres de la Machine asynchrone double étoile utilisé :

- Puissance nominale $P_n = 4,5$ kW
- Tension nominale $V_n = 220$ V
- Courant nominale $I_n = 6.5$ A
- Résistance du premier enroulement statorique $R_{s1} = 3,72$ Ω
- Résistance du deuxième enroulement statorique $R_{s2} = 3,72$
- Résistance rotorique $R_r = 2,12$ Ω
- Inductance du premier enroulement statorique $L_{s1} = 0,022$
- Inductance du deuxième enroulement statorique $L_{s2} = 0,02$
- Inductance rotorique $L_r = 0,006$ H
- Inductance mutuelle $L_m = 0,3672$ H
- Moment d'inertie $J = 0,0662$ kg.m²
- Coefficient de frottement $K_f = 0,001$ N.m.s/rad
- Fréquence nominale $f = 50$ Hz
- Nombre de paires de pôles $P = 1$
- Gains proportionnels et intégraux des régulateurs PI des courants statoriques (étoiles 1 et 2) $K_{p1,2} = 23.3$, $K_{i1,2} = 395.7$
- Gain proportionnel et intégral du régulateur de vitesse $K_{vp} = 7$, $K_{vi} = 1$