

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



Mémoire de fin de cycle

*En vue d'obtention du diplôme de Master en électrotechnique
Option : Electromécanique*

Thème

*Etude et Simulation d'une Génératrice Asynchrone Double
Etoile en Fonctionnement Autonome*

Réalisé par :

M^r FAID Merbah
M^r KHIRREDINE Fayçal

Encadré par :

M^r AOUZELLAG Djamel
M^{me} CHEKKAL Samira

Promotion 2014-2015

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** professeur 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 **Mme 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.*

Nos vifs remerciements pour les membres de jury, 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 concertation de ce travail.

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

Dédicaces

Je dédie ce travail, à mes parents qui m'ont orientés et soutenus dans les choix difficiles.

A mon frère et ma sœur.

A ma grande famille que ce soit du côté paternel ou du côté maternel.

A mon binôme et toute sa famille.

A tous mes amis.

Et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce mémoire.

Je le dédie aussi à tous ceux qui le liront, et j'espère qu'ils trouveront dans son contenu des réponses à leurs questions.

Fayçal...

Dédicaces

Je dédie ce travail, à mes parents qui m'ont orientés et soutenus dans les choix difficiles.

A mon frère et ma sœur.

A ma grande famille que ce soit du côté paternel ou du côté maternel.

A mon binôme et toute sa famille.

A tous mes amis.

Et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce mémoire.

Je le dédie aussi à tous ceux qui le liront, et j'espère qu'ils trouveront dans son contenu des réponses à leurs questions.

Merbah...

Sommaire

Sommaire

Liste des symboles	I
Notations	V
Liste des figures	VI
Liste des tableaux	VIII

Introduction générale	1
------------------------------------	---

Chapitre I : Généralités sur les systèmes autonome

I.1 Introduction	3
I.2 Définition d'un système autonome	3
I.3 Quelques modèles des systèmes autonomes	4
I.3.1 Générateur éolien	4
I.3.2 Générateur photovoltaïque	4
I.3.3 Groupes électrogènes	5
I.3.4 Réseaux embarqués	6
I.3.5 Rôle et évolution de ces réseaux au cours des dernières décennies	6
I.4 Différentes machines électriques utilisées dans les systèmes autonomes.....	8
I.4.1 Machines électriques avec contact glissant.....	8
I.4.1.1 Machines asynchrones à rotor bobiné.....	8
I.4.1.2 Machines à courant continu	8
I.4.1.3 Machines synchrones à excitation électrique	9
I.4.2 Inconvénients des machines avec contact	10
I.5 Machines électrique sans contact glissant.....	10

Sommaire

I.5.1 Machine synchrone	10
I.5.1.1 Machine synchrone à aimants permanents	10
I.5.1.2 Machine à reluctance variable	11
I.5.1.3 Machines synchrones avec un redresseur tournant.....	12
I.5.2 Machines asynchrones à cage	13
I.5.2.1 Machines multiphasées	14
I.5.2.2 Caractéristiques des machines multi-phasées.....	14
I.5.2.2 Avantages et inconvénients des machines multiphasées.....	17
I.5.2.3 Avantage des machines sans contacts.....	17
I.6 Conclusion	17

Chapitre II : Modélisation des différentes parties de la chaîne de conversion

II.1 Introduction	18
II.2 Description de différents éléments de la chaîne de conversion	18
II.3 Modélisation de la machine asynchrone double étoile	19
II.3.1 Hypothèses simplificatrices	20
II.3.2 Représentation de la machine	20
II.3.3 Equations électriques	21
II.3.4 Energie magnétique	22
II.3.5 Couple électromagnétique	22
II.3.6 Equation mécanique.....	23
II.3.7 Modèle biphasé de Park	23
II.3.7.1 Transformation de base de Park	23
II.3.7.2 Modèle de Park de la machine	25
II.3.8 Choix de référentiel.....	25
II.3.9 Equation matricielle de la machine avec transformation de Park.....	26
II.3.9.1 Equation des tensions	27
II.3.9.2 Equations magnétiques.....	28
II.3.9.3 Equation mécanique	30
II.4 Modélisation du convertisseur commandé en M.L.I	31
II.4.1 Stratégie de commande sinus-triangle	32

Sommaire

II.4.2 Association de la MASDE-Onduleur de tension à commande MLI.....	33
II.5 Modélisation de la charge statique	34
II.5.1 Charges résistives.....	34
II.6 Modélisation de bus continu.....	34
II.7 Simulation et interprétation des résultats.....	35
I.8 Conclusion	37

Chapitre III : Commande vectorielle de la GASDE

III.1 Introduction	38
III.2 Principe de la commande vectorielle	38
III.3 Choix d'orientation du flux	39
III.4 Méthodes de la commande vectorielle	40
III.4.1 Méthode directe	40
III.4.2 Méthode indirecte	40
III.5 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse	40
III.5.1 Identification des paramètres des régulateurs PI.....	42
III.5.2 Application de la commande vectorielle indirecte sur la MASDE	44
III.6 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse	44
III.6.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse.....	45
III.7 Algorithme de commande	46
III.8 Simulation et interprétation des résultats	47
III.9 Conclusion.....	49
Conclusion générale	50
Bibliographie	51
Annexe	53

*Principales notations et
symboles*

Liste des symboles

C_{em}	Couple électromagnétique [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 [Z]
f	Fréquence du réseau [HZ]
$i_{a,b,c,r}$	Courants triphasées rotorique [A]
$i_{a,b,cs1,2}$	Courants triphasées statoriques (étoiles 1et 2) [A]
i_{ds1}, i_{qs1}	Courant de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d, q) [A]
i_{ds2}, i_{qs2}	Courant de l'étoile 2 dans 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 intégrale
K_p	Gain proportionnel
$K_{p1,2}, K_{i1,2}$	Gain proportionnels et intégraux des régulateurs PI des courants Statoriques (étoiles 1et 2)
$K_{pi} K_{pv}$	Gain proportionnel et intégrale du régulateur de vitesse
L_{s1}	Inductance fuite d'une phase de l'étoile 1 [H]

Liste des symboles

L_{s2}	Inductance fuite d'une phase de l'étoile 2 [H]
L_{sr}	Inductance mutuelle stators-rotor [H]
L_m	Inductance mutuelle étoile1-étoile2 et le rotor [H]
L_{ms}	Inductance mutuelle statorique [H]
L_{mr}	Inductance mutuelle rotorique [H]
L_r	Inductance fuite d'une phase du rotor [H]
m	Indice de modulation
N	Vitesse de rotation de la machine [tr/mn]
N_s	Vitesse de synchronisme [tr/mn]
p	Nombre de paires de pôles
P	Opérateur de Laplace
q	Nombre d'encoche par pole et par phase
R_s	Résistance électrique [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_r'	Résistance d'une phase rotorique ramené au stator [Ω]
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]
v_a	Tension de l'induit [V]

Liste des symboles

v_f	Tension de l'inducteur [V]
$v_{a,b,cs1,2}$	Tension triphasé statorique (étoile 1et 2) [V]
v_{ds1}, v_{qs1}	Tension de l'étoile 1 dans le référentielle de Park (d,q) [V]
v_{ds2}, v_{qs2}	Tension de l'étoile 2 dans le référentielle de Park (d,q) [V]
v_{dr}, v_{qr}	Tension rotorique dans le référentielle de Park (d,q) [V]
$[v_{s1}], [v_{s2}], [v_r]$	Vecteur des tensions statoriques et rotorique [V]
W_{mag}	Energie magnétique [Joule]
α	Angle électrique de décalage entre les deux étoiles [rd]
$\Phi_{a,b,cr}$	Flux triphases rotorique [Wb]
$\Phi_{a,b,cs1,2}$	Flux triphasés statorique (étoiles 1 et 2) [Wb]
Φ_{ds1}, Φ_{qs1}	Flux de l'étoile 1 dans le referenciel de Park (d,q) [Wb]
Φ_{ds2}, Φ_{qs2}	Flux de l'étoile 2 dans le referenciel de Park (d,q) [Wb]
Φ_{dr}, Φ_{qr}	Flux rotorique dans le referenciel 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_{coord}	Vitesse angulaire de rotation du système d'axe biphasée par rapport au système d'axes triphasé [rd/s]
ω_{gl}	Pulsation électrique du glissement [rd/s]
Ω_n	Vitesse mécanique de rotation du rotor nominal [rd/s]
ω_r	Pulsation électrique des grandeurs rotorique [rd/s]

Liste des symboles

ω_s	Pulsation électrique des grandeurs statorique [rd/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]
i_{md}	Courant magnétisant suivant l'axe d [A]
i_{mq}	Courant magnétisant suivant l'axe q [A]
Φ_{md}	Flux magnétisant selon l'axe d [Wb]
Φ_{mq}	Flux magnétisant selon l'axe q [Wb]
L_{md}	L'inductance magnétisante dynamique suivant l'axe direct [H]
L_{mq}	L'inductance magnétisante dynamique suivant l'axe quadrature [H]

Notations

FOC	Field Oriental Contrôle (commande à flux orienté)
MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile
M.L.I	Modulation Par Largeur D'impulsion
PI	Proportionnel-Intégrale
MCC	Machine à Courant Continu
MRV	Machine à reluctance variable
GASDE	Génératrice asynchrone double étoile
MAS	Machine asynchrone
GSAP	Génératrice Synchrone à Aimants Permanents
GS	Génératrice Synchrone
GAS	Génératrice Asynchrone à Cage

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I

Fig. I.1 Structure d'un système autonome connecté à une charge.....	3
Fig. I.2 Système autonome basé sur une éolienne.....	4
Fig. I.3 Installation photovoltaïque.....	5
Fig. I.4 Groupes électrogènes.....	6
Fig. I.5 Réseau de bord actuel 14VDC.....	7
Fig. I.6 Structure du stator et des contacts rotoriques de la machine asynchrone à rotor bobine.....	8
Fig. I.7 Machine à courant continu.....	9
Fig. I.8 Rotor à pôles saillants	10
Fig. I.9 Rotor à pôles lisses.....	10
Fig. I.10 Système éolien basé sur une machine synchrone à aimants permanents.....	11
Fig. I.11 Machine asynchrone à reluctance variable connecté à un banc de capacités.....	11
Fig. I.12 Schémas de principe d'un IDG (en haut) et d'un VFG (en bas).....	12
Fig. I.13 Vue éclatée d'une MAS à cage.....	13
Fig. I.14 Système éolien basé sur une GAS connecté à une charge	13
Fig. I.15 Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6 phases.....	14

Chapitre II

Fig. II.1 Schéma global du système.....	18
Fig. II.2. Représentation des enroulements de la machine asynchrone double étoile.....	20
Fig. II.3. Représentation du modèle de la MASDE selon les axes (d, q)	25
Fig. II.4 Onduleur triphasé.....	32
Fig. II.5 Association de la MASDE avec les deux onduleurs MLI.....	33
Fig. II.6 Représentation du bus continu.....	34
Fig. II.7 Evolution des caractéristiques de la MASDE alimenter par deux sources sinusoïdales, suivie de l'application d'un couple résistant $C_r=14$ et -14 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t= [2,3.5]$ et $[4.5, 6]$	37

Chapitre III

Fig.III.1	Principe de pilotage vectoriel de la MSADE et de la MCC.....	38
Fig. III.2	Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)	40
Fig. III.3	Schéma d'un système asservi du premier ordre régulé par un PI.....	42
Fig. III.4	Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques.....	43
Fig. III.5	Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE.....	44
Fig. III.6	Schéma de défluxage.....	44
Fig. III.7	Schéma de la commande FOC avec régulation de vitesse.....	45
Fig.III.8	Boucle de régulation de vitesse.....	45
Fig.III.9	Algorithme de la commande vectorielle de la GASDE.....	46
Fig.III.10	Allure de la tension du bus continu.....	47
Fig.III.11	Allure de la puissance électromagnétique et sa référence.....	48
Fig.III.12	Allure du couple électromagnétique.....	48
Fig.III.13	Allure des courants et tensions statoriques de l'étoile 1.....	48
Fig.III.14	Allure des courants statoriques des deux étoiles.....	48

Liste des Tableaux

Liste des tableaux

- I.1 Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois
(machines multiphasées de Type 1).....15

- I.2 Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair
machine multiphasées de Type2).....16

Introduction
Générale

Introduction générale

Les énergies renouvelables telles que l'énergie éolienne, l'énergie solaire, et l'énergie hydroélectrique, sont des solutions prometteuses pour concurrencer les sources d'énergies de masse telle que les énergies fossile et nucléaire. Car l'exploitation de l'énergie renouvelable pour la génération de l'énergie électrique connaît un grand essor. L'aspect le plus visible de cette évolution est, sans conteste, celui de l'utilisation des grandes centrales de production de masse, reliées au réseau, et dont la puissance unitaire ne cesse de croître. Dans le cas d'utilisation des centrales autonomes, plusieurs machines électriques peuvent assurer la conversion électromécanique autant que génératrice [1] [2].

La machine à courant alternatif a été inventée en 1888, cette machine a eu un rôle majeur dans le développement de l'industrie électrique [3]. En 1889 l'allemand Michael Dolivo-Dobrowolski a réalisé la première machine asynchrone triphasée cette dernière domine largement le domaine des machines électriques et cela et du aux plusieurs avantages qu'elle présente par rapport au autre type de machines. Elle est la plus simple à fabriquer, la moins coûteuse, la moins exigeante en terme d'entretien présente un taux de défaillance très peu élevé, fabriqué en grande qualité et dans une très grande échelle des puissances, elle a aussi l'avantage d'être standardisé.

En fort puissance, les machines à courant continu alimentées par des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'application. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation et donc les performances. Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines multiphasées ou multi-étoiles [4] [5].

L'un des exemples les plus courants de la machine multi-phasées et la machine double étoile, dans la configuration classique deux enroulements triphasés, les deux étoiles se partagent le même stator décalé d'un angle électrique de 30° . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimenté à la même fréquence.

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commande moderne.

Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus

Introduction générale

industriels de hautes performances. On cite à titre exemple la commande adaptative, la commande flou, la commande par mode de glissement.

Notre travail consiste à étudier le comportement et les performances de la machines asynchrone double étoile en fonctionnement autonome en utilisant la commande indirecte.

Le premier chapitre est consacré à un état de l'art sur les différents types de machines qu'on trouve dans les différents systèmes autonomes, notamment les machines multiphasées dont appartient la machine asynchrone double étoile qui fait l'objet de notre travail.

Le second chapitre est consacré à la modélisation des différentes parties de la chaîne de conversion. Après une description de la machine, nous développons en premier lieu un modèle biphasé sur la transformation de Park. On passe par la suite à la modélisation des deux onduleurs accompagné d'un bus continu connecté à une charge résistive.

La commande vectorielle est l'objet de troisième chapitre, dans lequel on expose cette technique, ou on a étudié le comportement de la génératrice tout en fixant la tension de bus continu et la vitesse de rotation et en faisant varier la charge ; On termine par les résultats de simulation, suivi d'une conclusion générale.

CHAPITRE I :

Généralités sur les Systèmes

Autonomes

Chapitre I

Généralités sur les systèmes autonomes

I.1 Introduction

Il existe de nombreux sites isolés dans le monde, alimentés par des systèmes autonomes. On y trouve des panneaux photovoltaïques, des éoliennes et des groupes électrogènes.

Dans le cas d'utilisations d'un système autonome plusieurs machines électriques peuvent assurer la conversion électromécanique autant que génératrice. Les machines électriques produisant de l'énergie électrique à partir d'une énergie mécanique sont communément appelées des génératrices, dynamos ou alternateurs suivant la technologie utilisée. Cependant, toutes ces machines électriques étant réversibles et susceptibles de se comporter soit en « moteur » soit en « générateur » dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse la distinction moteur/ générateur se fait « communément » par rapport à l'usage final de la machine. Dans notre cas la machine à étudier sera en mode génératrice fonctionnement autonome.

Dans ce chapitre, on donnera quelques généralités et définitions sur les systèmes autonomes. Et aussi les différentes machines électriques avec classification selon la présence ou non des contacts glissants.

I.2 Définition d'un système autonome

Les systèmes autonomes sont des unités de production d'électricité généralement de petites tailles qui ne sont reliées à aucun réseau de distribution. Ils peuvent être composés d'un générateur diesel, d'un générateur photovoltaïque et ou/éolien.

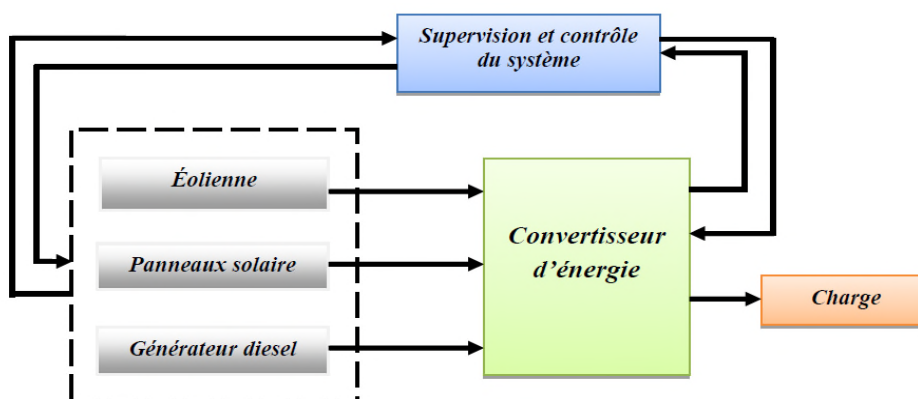


Fig. I.1 Structure d'un système autonome connecté à une charge

I.3 Quelques modèles des systèmes autonomes

I.3.1 Générateur éolien

Parmi les différents générateurs d'énergie renouvelable utilisés dans le système d'énergie hybride, l'éolienne est techniquement et économiquement la plus développée. En général, on peut la classer en trois catégories :

a-Système éolien sans convertisseur électronique : La plupart de ces topologies sont fondées sur une machine asynchrone à cage d'écureuil. A l'ajout des convertisseurs électroniques de puissance la complexité et le coût de système sera augmenté.

b-Système éolien à l'aide partielle de convertisseur électronique : une structure particulière de cette topologie basée sur l'utilisation d'une machine asynchrone à rotor bobiné, l'enroulement peut être alimentée par un convertisseur électronique afin d'atteindre une plage de vitesse variable de 2% à 4 %.

c-Système éolien à l'aide complet du convertisseur électronique : dans cette configuration on peut utiliser une machine asynchrone à cage d'écureuil ou bien une machine synchrone, l'application de convertisseur électronique peut s'impliquer à éliminer la boîte de vitesse.

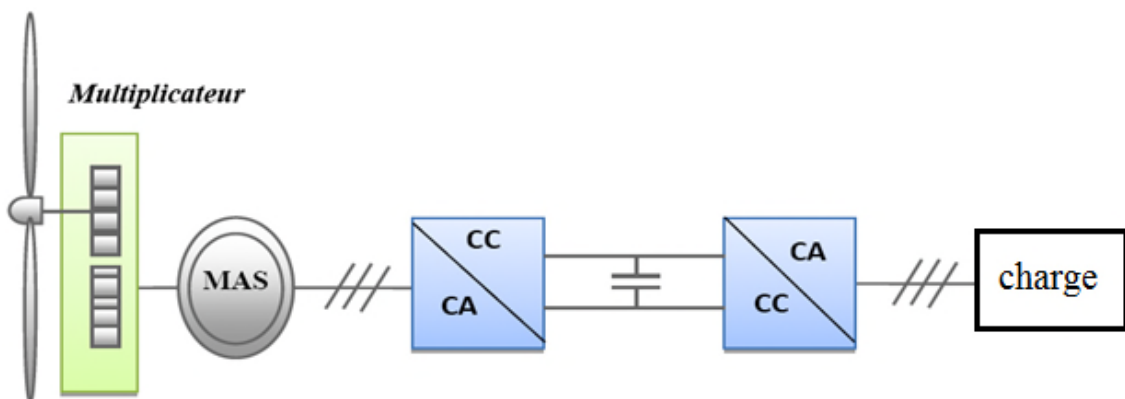


Fig. I.2 Système autonome basé sur une éolienne

I.3.2 Générateur photovoltaïque

L'une des options les plus prometteuses, permettant d'abandonner à long terme les sources d'énergie qui portent atteinte à l'environnement, est la transformation directe de l'énergie solaire en électricité au moyen de cellules solaires photovoltaïques ou photopiles.

Les installations photovoltaïques sont faciles à monter, sans pièces mobiles, immédiatement utilisables, presque sans entretien et d'une durée de vie extrêmement longue.

La fascination pour le photovoltaïque réside dans le fait que, pour la première fois on peut produire à grande échelle, grâce à cette technologie, du courant électrique sans l'aide de

machines tournantes. La production d'énergie électrique au moyen de cellules photovoltaïques se différencie donc de façon fondamentale des centrales de production conventionnelles.

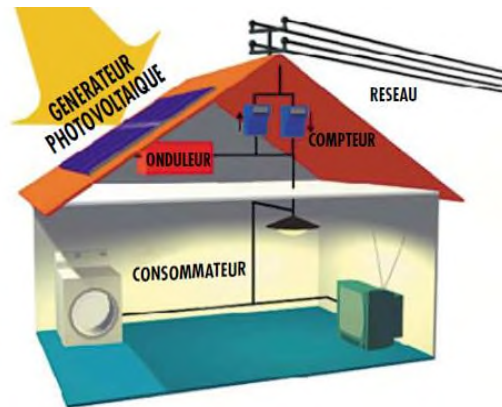


Fig. I.3 Installation photovoltaïque

I.3.3 Groupes électrogènes

Le groupe électrogène est un appareil permettant d'obtenir une source de courant mobile ou fixe en secours pouvant être employée dans toutes les activités où une alimentation électrique est nécessaire en l'absence de raccordement au secteur ou en cas de défaut d'alimentation secteur.

La production d'électricité par un groupe électrogène doit être autonome et ne nécessiter qu'un approvisionnement en carburant loin de toute source d'énergie.

L'électricité est toujours produite par une génératrice:

- dynamo qui produit un courant continu ;
- alternateur qui produit du courant alternatif.

Pour produire le courant, cette génératrice doit recevoir un mouvement rotatif sur son arbre d'entraînement, ce mouvement est produit par un moteur thermique essence, GPL ou diesel équipé d'une régulation mécanique modulant sa vitesse de rotation en fonction de la charge.

L'accouplement entre le moteur et l'alternateur est direct sur l'axe moteur par opposition à l'alternateur d'une automobile qui est entraîné par une courroie.



Fig. I.4 Groupes électrogènes

I.3.4 Réseaux embarqués

Avant propos, il est utile de définir ce qu'est un réseau embarqué [6]. En opposition au réseau de distribution public, il se différencie par une faible puissance de court-circuit et l'alimentation de systèmes isolés. Dans la littérature, on parle aussi de réseau d'alimentation ou de bord suivant les systèmes étudiés. Ces derniers sont nombreux. Voitures, avions, navires, constituent des cas d'application où le réseau électrique fonctionne partiellement ou complètement de manière isolée. Ces réseaux sont fortement non linéaires car ils sont composés en grande partie de convertisseurs électriques. L'architecture est de type radial et non maillée et le flux de puissance est unidirectionnel. Ainsi, les problèmes d'interconnexions entre plusieurs sources d'énergie sont moins susceptibles d'apparaître mais néanmoins existants.

I.3.5 Rôle et évolution de ces réseaux au cours des dernières décennies

Depuis les années 80, les réseaux embarqués n'ont cessé de prendre de l'importance. Ce changement n'est pas étranger à celui de l'électronique de puissance, bien au contraire. La fiabilité, la robustesse et la souplesse de fonctionnement offertes par les convertisseurs statiques lorsqu'ils sont associés ou non à des machines électriques ont naturellement conduit à leur utilisation massive. De fait, les convertisseurs deviennent le cœur même des réseaux embarqués et leurs effets, notre principale source de recherche. Afin d'illustrer ces propos, voici un rapide tour d'horizon non exhaustif dans des domaines connus tels que l'automobile, le maritime et l'aéronautique [7].

A -Automobile

Au cours des 25 dernières années, les réseaux embarqués déclenchent une révolution dans le secteur automobile. Ils ont éliminé une grosse majorité des câbles pour améliorer la sécurité et la fiabilité des véhicules. Les réseaux offrent aujourd'hui de nouvelles fonctionnalités dans les véhicules, comme des aides à la conduite, des informations sur les conditions routières et sur l'état du véhicule.

Les causes de cette révolution sont principalement issues de quatre facteurs :

- le confort
- la sécurité
- l'environnement
- le coût

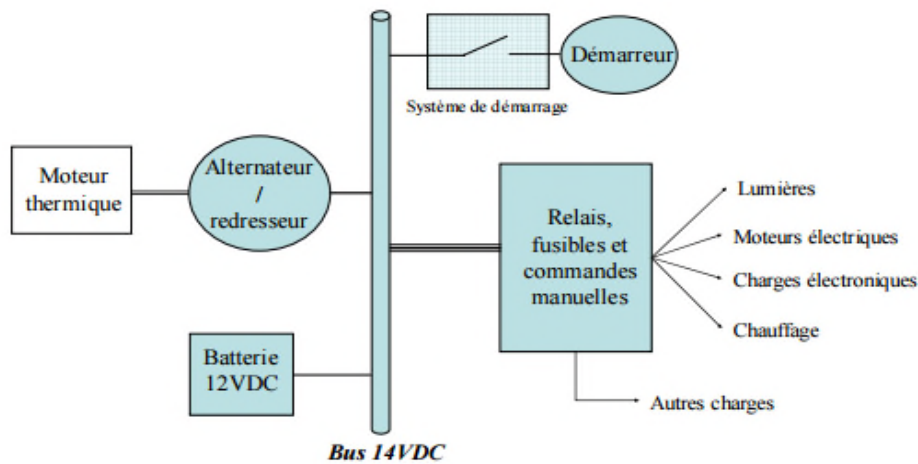


Fig. I.5 Réseau de bord actuel 14VDC

B-Navire

Dans des proportions différentes, un autre exemple significatif de cette migration au tout électrique est le cas des navires. Sans parler des bateaux militaires, les navires de croisière ont bien évolué. Ces villes flottantes ont su également tirer un grand bénéfice de l'évolution de l'électronique de puissance. La première propulsion électrique ne date pourtant pas d'hier. Dans les années 1930, le Normandie était équipé de machines électriques permettant d'entraîner les quatre hélices de 40000 ch chacune. « Cependant, il s'agissait à l'époque, de systèmes du type « arbre électrique » entre la turbine à vapeur et l'hélice, en remplacement de la longue ligne d'arbre et de réducteur associé. Par « arbre électrique » on entend une liaison borne à borne entre génératrice et moteur, laquelle, aux puissances considérées, ne pouvait se faire que par des « arbres » constitués par un alternateur entraîné par une turbine et un moteur synchrone ou asynchrone » [8]. Il faut attendre le début des années 90, et comme nous l'avons dit précédemment, le développement de l'électronique de puissance, pour voir l'application des systèmes modernes d'alimentation et de commande sur les machines de propulsion [9]. De plus, au même titre que les voitures, le « standing » à bord change, ascenseur, piscine, salles vidéo, restaurants et bien d'autres qui viennent alourdir la consommation électrique embarquée. [10].

C-Aéronautique

Comme les deux précédentes illustrations de cette migration au tout électrique, l'aéronautique n'est pas en reste. Là encore les chiffres parlent d'eux-mêmes. Dans les années 50, le premier avion civil long courrier (la Caravelle SE 210, 80 passagers) consommait environ 27kW avec une distribution électrique de 28V en continu. A l'époque, l'ensemble des commandes était hydraulique et mécanique. Début 70, Airbus commercialise l'A300 ça consommation est de 250 kW avec une distribution complètement revue [11].

Les machines à courant alternatif peuvent sans problème tourner à des hautes vitesses (12000 tr/min). Or, à puissance égale, la masse est très approximativement inversement

proportionnelle à la fréquence d'utilisation. Par exemple, il est possible de gagner 80% sur la masse d'un alternateur si celui-ci tourne huit fois plus vite. Cette fois la raison est purement financière. En effet, le gain de masse se fait principalement sur le circuit magnétique qui, à plus haute fréquence, nécessite une toute autre conception et une technologie bien plus onéreuse [12].

A la fin des années 80, l'Airbus A320 consomme 300kVA, soit guère plus que son prédécesseur, mais il sonne le glas des anciennes commandes de vol. Doté d'un système appelé « Fly by Wire », les commandes deviennent électriques tellement sécurisante et souple d'utilisation, cette nouvelle technologie sera appliquée par les autres avionneurs [13]. De plus, l'avionique à bord devient entièrement numérique.

I.4 Différentes machines électriques utilisées dans les systèmes autonomes

I.4.1 Machines électriques avec contact glissant

C'est les machines qui possédant un ensemble balais-collecteurs ou balais-bagues servant à recueillir de l'énergie électrique pour le fonctionnement en génératrice. On distingue plusieurs variantes de ces machines parmi lesquelles :

I.4.1.1 Machines asynchrones à rotor bobiné

Comme c'est le cas pour un stator classique, les machines asynchrones à rotor bobiné ont des enroulements logés dans des encoches. Les courants rotoriques circulent via des anneaux qui glissent contre des balais généralement en carbone montés sur le châssis du générateur contrairement aux machines à cage directement connectées au réseau, les machines asynchrones à rotor bobiné permettent, par un réglage dynamique du glissement, de s'adapter aux variations de puissance fournies par la turbine, augmentant ainsi le rendement du système [14].

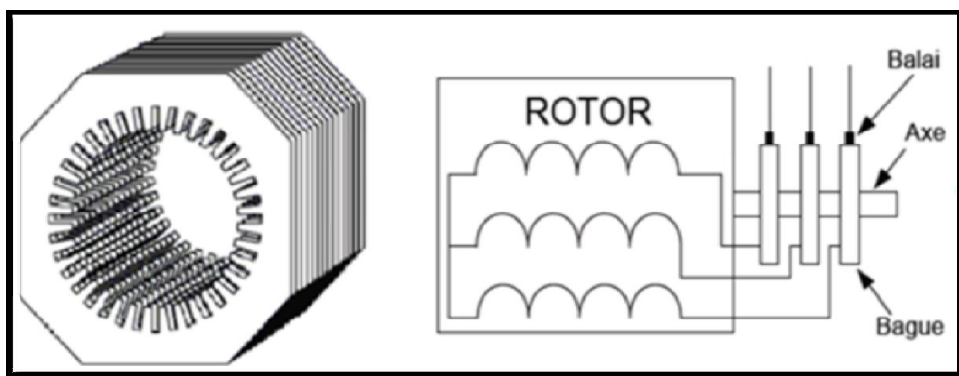


Fig. I.6 Structure du stator et des contacts rotoriques de la machine asynchrone à rotor bobine

I.4.1.2 Machines à courant continu

En 1871, l'inventeur Belge Zénobie Gramme réalise la première génératrice à courant continu c'est la naissance de la dynamo. Une dynamo, entraînée par le moteur via sue courroie,

fournit un courant continu. La dynamo est également utilisée sur les anciennes voitures et les vélos.

En ce qui concerne les fortes puissances, les limitations technologiques liées à l'alimentation en puissance électrique du rotor font qu'ils sont maintenant supplantés par les machines synchrones autopilotés qui possèdent globalement les mêmes caractéristiques mécaniques.

Les MCC ont l'excitation suivante :

- excitation séparée ;
- excitation shunt ;
- excitation composée ;
- excitation série.

La composition des machines à courant continu :

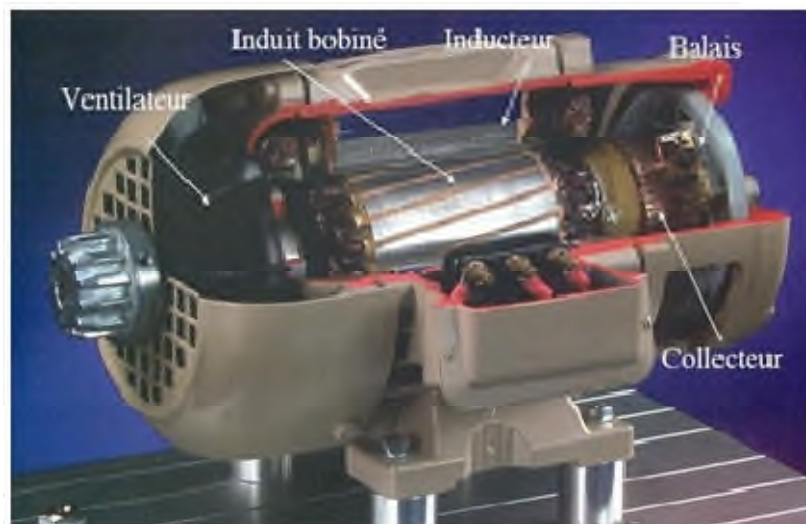


Fig. I.7 Machine à courant continu

I.4.1.3 Machines synchrones à excitation électrique

Dans ce type de machine, le stator est équipé d'un bobinage polyphasé à courant alternatif et le rotor support un bobinage monophasé alimenté par un courant continu, on trouve deux types de rotor dans ces machines :

- Rotor a pôles saillants
- Rotor a pôles lisses

Rotor à pôles saillants

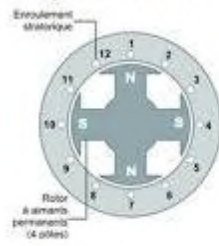


Fig. I.8 Rotor à pôles saillants

Rotor à pôles lisses

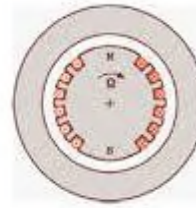


Fig. I.9 Rotor à pôles lisses

I.4.2 Inconvénients des machines avec contact

Les contacts dans les machines présente quelques inconvénients parmi lesquels :

- Entretien permanent pour les collecteurs/balais ou bagues/balais ;
- Durée de viés très limitée des collecteurs ;
- Nuances des balais inadaptés aux conditions de marche de la machine (patine, densité de courant, ventilation, etc.) ;
- Vitesse de rotation limitée (pas plus de 20 000tr /min) ;
- Bruleurs par étincelles sur bords ;
- Problèmes de bruits au niveau des balais et les collecteurs (frottement).

I.5 Machines électrique sans contact glissant

C'est l'ensemble des machines électriques qui ne possèdent pas d'ensemble balais-collecteurs ou balais-bagues, dans leurs structures internes.

I.5.1 Machine synchrone

Les machines synchrones sont bien adaptées à des vitesses de rotation relativement importantes et un couple limitée comme elle offre des couples très importants à des dimensions géométrique convenable :

I.5.1.1 Machine synchrone à aimants permanents

Les machines synchrones à aimants permanents se composent d'un stator comportant un bobinage qui est alimenté en triphasée produit un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation et d'un rotor où le champ magnétique est produit par des aimants permanents.

La plupart des machines synchrones utilisées dans les applications éolienne et autonomes sont des machines synchrones à aimants permanents cette dernière à un meilleur rendement et un couple massique plus important par apport à la machine à excitation électrique, son inconvénient réside dans le prix élevé de ces aimants (les terres rares).

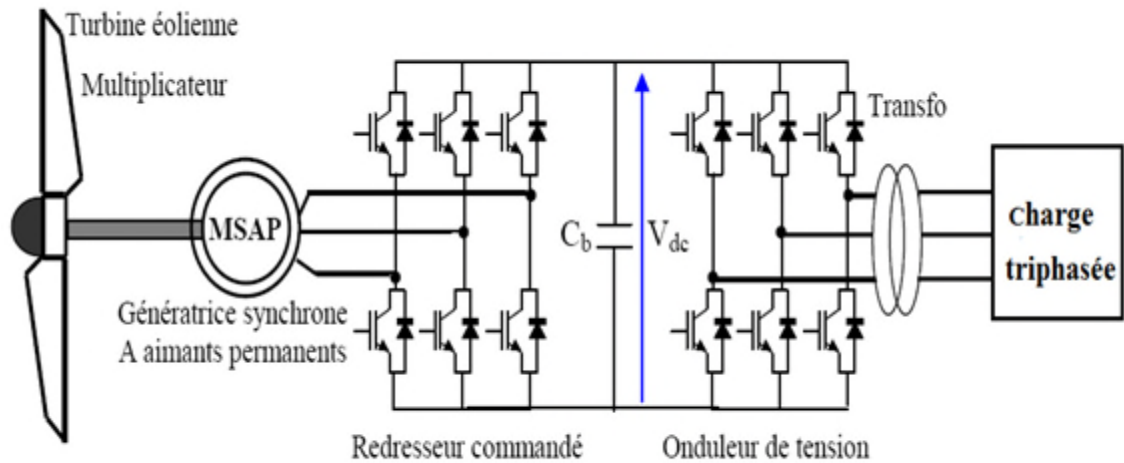


Fig. I.10 Système éolien basé sur une machine synchrone à aimants permanents

I.5.1.2 Machine à reluctance variable

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 (02) catégories :

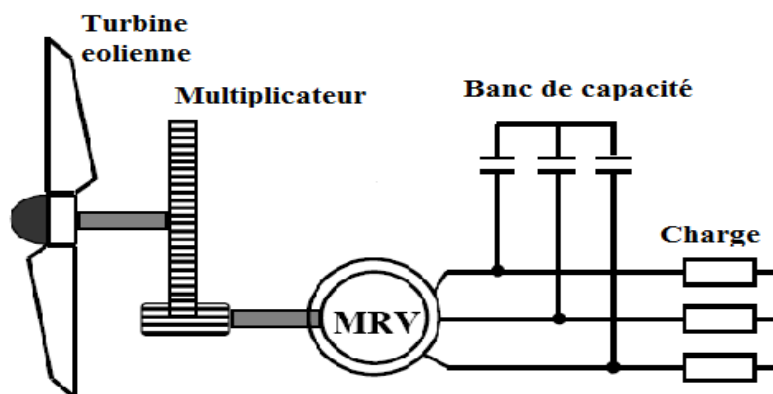


Fig. I.11 Machine asynchrone à reluctance variable connecté à un banc de capacités

A-Machine à stator lisse

Elle a un stator identique à celui d'une machine à courant alternatif classique, la variation de la perméance d'entrefer est due uniquement à la denture rotorique. L'effet de la denture statorique est négligeable devant la saillance rotorique, le champ magnétique est produit par le seul bobinage d'induit logé au stator. Le rotor tourne à la vitesse du champ, en offrant à tout instant une réluctance d'entrefer minimale au passage des lignes de champ. Cette classe de machine a été beaucoup plus utilisée pour l'entraînement rapide.

B-Machine à double denture

Cette structure est aussi appelée la machine à reluctance variable à double saillance. Elle est composée d'un stator constitué d'un empilage de tôles présentant des pôles saillants, bobinés et d'un rotor constitué lui aussi d'un simple empilage de tôles dentées sans aucun conducteur ni aimant, ces machines sont destinés à fonctionner à faible vitesse de rotation à fort couple.

I.5.1.3 Machines synchrones avec un redresseur tournant

Tout particulièrement dans le cas des entrainements directs, on utilise des machines synchrones à aimants permanents ou bien à reluctance variable. Leurs performances, notamment en termes de couple massique, sont très intéressantes lorsqu'elles ont un très grand nombre de pôle. Leur fréquence étant alors incompatible avec celle du réseau, le convertisseur de fréquence s'impose naturellement.

C'est pourquoi les machines à entrainement direct sont peu nombreuses. Lorsque le rotor est bobiné nécessite un multiplicateur de vitesse afin de réduire le volume de la machine et un système à diode tournant sans contact (comme dans les « alternateurs classiques » de production) pour amener le courant continu. Le courant d'excitation constitue un paramètre de réglage qui peut être utile pour l'optimisation énergétique, en plus de courant d'induit réglé par l'onduleur MLI [15].

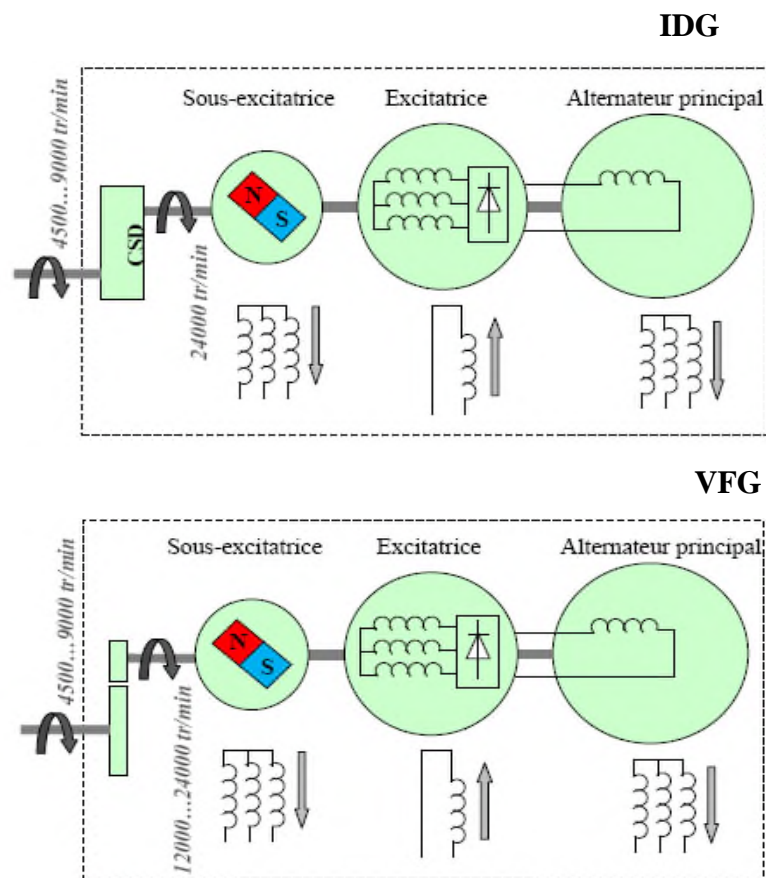


Fig. I.12 Schémas de principe d'un IDG (en haut) et d'un VFG (en bas)

I.5.2 Machines asynchrones à cage

La machine asynchrone, est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Elles sont les moins exigeantes en termes d'entretien et présentent un taux de défaillance très peu élevé car son rotor est formé d'un circuit magnétique. Dans les aérogénérateurs de dimensions conséquentes (grande puissance et rayon de pales important), la vitesse de rotation est plus élevée. Or, il n'est pas envisageable de concevoir une génératrice asynchrone lente avec un rendement correct. Il est donc nécessaire d'insérer entre la turbine et la machine asynchrone un multiplicateur mécanique de vitesse figure I.17 [16].

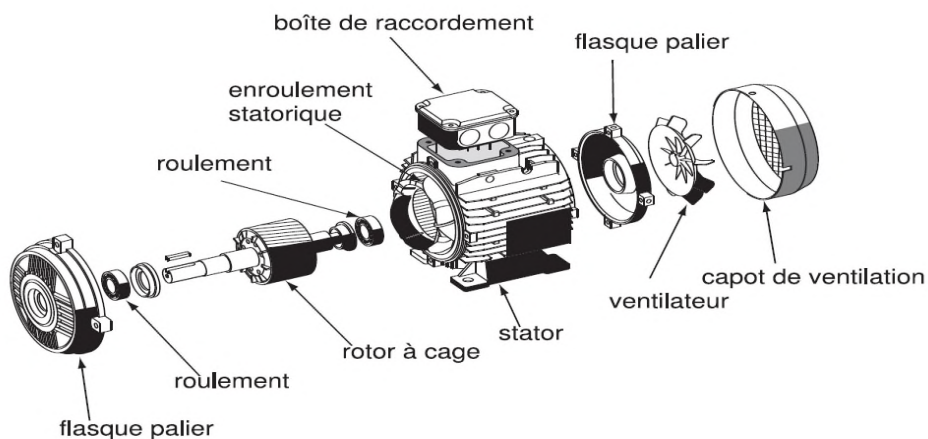


Fig. I.13 Vue éclatée d une MAS à cage

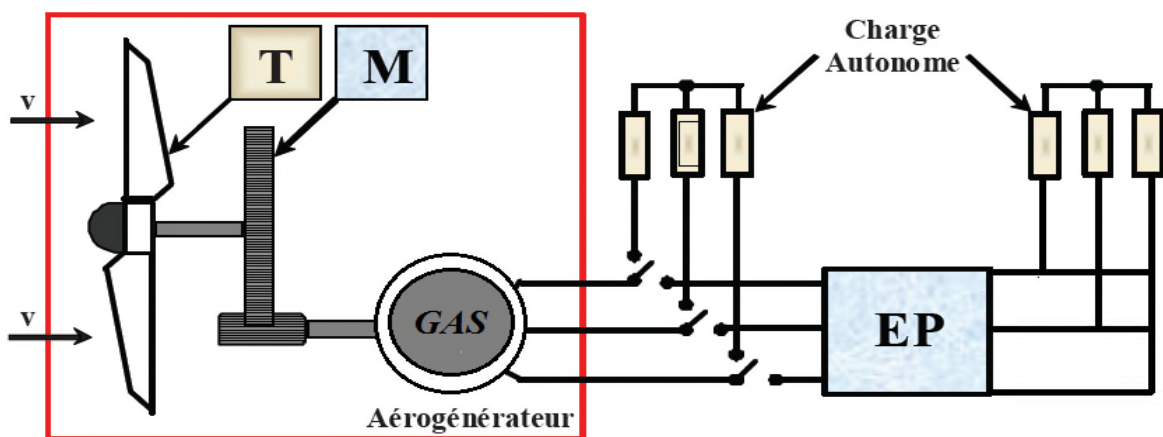


Fig. I.14 Système éolienne basé sur une génératrice asynchrone à cage connecté à une charge

I.5.2.1 Machines multiphasées

Les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées « machines à grand nombre de phases » ou « machines multiphasées ».

Dés la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs de très forte puissance [17].

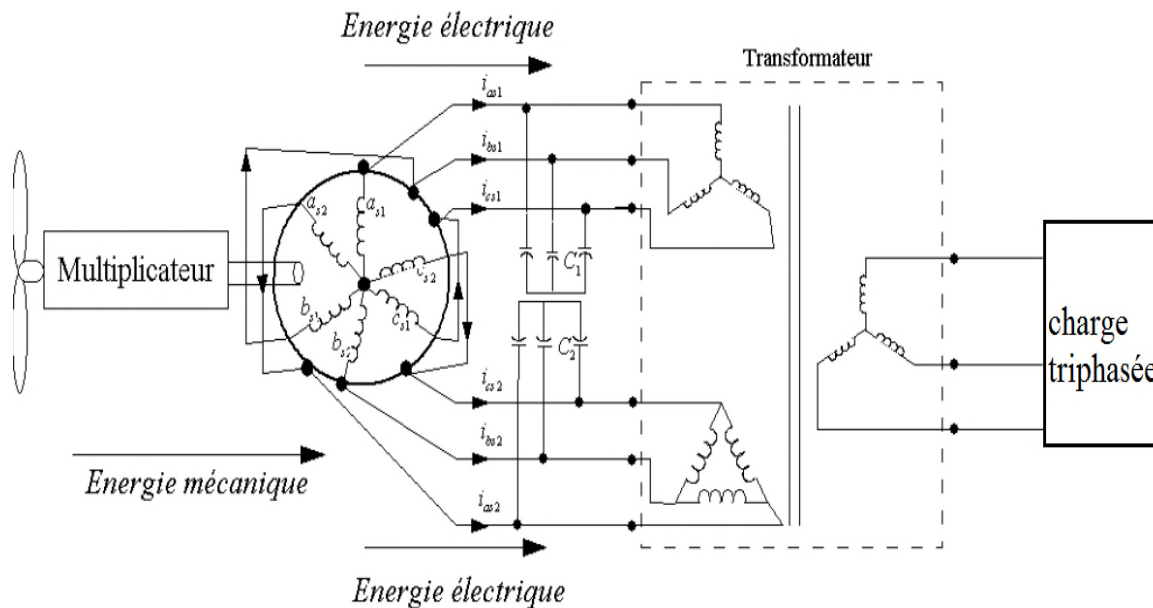


Fig. I.15 Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6 phases

I.5.2.2 Caractéristiques des machines multi-phasées

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statorique) qui est ou nom multiple de trois, on distingue deux types :

- machines multi-phasées de type1
- machines multi-phasées de type2

De plus, on considère rarement les ou le nombre de phases est un nombre pair sauf si celui-ci est un multiple de trois. On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machines à nombre de phases donné, suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes.

A-Machine multi-phasées de type 1

Dans ce type de machines le nombre de phases statoriques est un multiple de trois, on peut les grouper en η étoile triphasées

$$q=3n \quad n=(1, 2,3,\dots)$$

Tableau (I.1) : Machines dont le nombre de phases statorique est un multiple de trois« type 1 »

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases	Décalage Angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
3	3	60°	
6	3	60°	
6	6	30°	
9	9	20°	
12	6	30°	

B-Machines multiples de type2

Les machines multiples de type2 dont le nombre de phases statorique (q) impaire $q = 2\eta + 1$ ($\eta = 1, 2, 3, \dots$). Pour le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes, les phases sont décalées régulièrement de $2\alpha = \frac{2\pi}{q}$ Alors on a : $q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$

Tableau (I.2): machines dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair « Type2 »

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases	Décalage Angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
5	5	36°	
7	7	25.7°	
9	9	20°	
11	11	16.3°	
13	13	13.8°	

I.5.2.2 Avantages et inconvénients des machines multiphasées

A-Avantages des machines multiphasées

Les machines multiphasées ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines multiphasées. En effet, les variateurs multiphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées :

- Segmentation de puissance ;
- Amélioration de la fiabilité ;
- Réduction des courants harmoniques ;
- Amélioration du facteur de puissance.

B-Inconvénients des machines multiphasées

La machine asynchrone présente des inconvénients tels que:

- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine.
- La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande.
- L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.

I.5.2.3 Avantage des machines sans contacts

- Elle donne un bon rendement ;
- L'entretien facile à réaliser ;
- Réduction de l'encombrement des machines et le bruit aussi ;
- Elimination des étincelles ;
- Pas de limitation de vitesse ;
- Facile à refroidir.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons défini les systèmes autonomes et donné quelques descriptions des réseaux et générateurs qu'on peut trouver dans ces systèmes, puis on a donné quelques généralités et définitions des machines électriques selon le critère ; avec ou sans contact glissant qu'on peut utiliser dans les systèmes autonomes. Le prochain chapitre sera consacré à la modélisation de différentes parties de notre système.

CHAPITRE II :

*Modélisation des Différentes
Parties de la Chaîne de
Conversion*

Chapitre II

Modélisation des différentes parties de la chaîne de conversion

II.1 Introduction

La modélisation d'un système quelconque s'impose pour l'application d'une commande particulière. Dans ce chapitre on s'intéressa à la modélisation de différentes parties de notre système en commençant par la machines asynchrone double étoile, ensuite l'onduleur MLI et on terminera par la charge.

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations en général très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE rendent son modèle difficile à mettre en œuvre. L'adaptation de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté [18].

II.2 Description des différents éléments de la chaîne de conversion

La figure II.1 présente le schéma global du système étudié, avec une génératrice entraînée par une vitesse mécanique alimenter par deux onduleurs accompagnés d'un bus continu connecté à une charge.

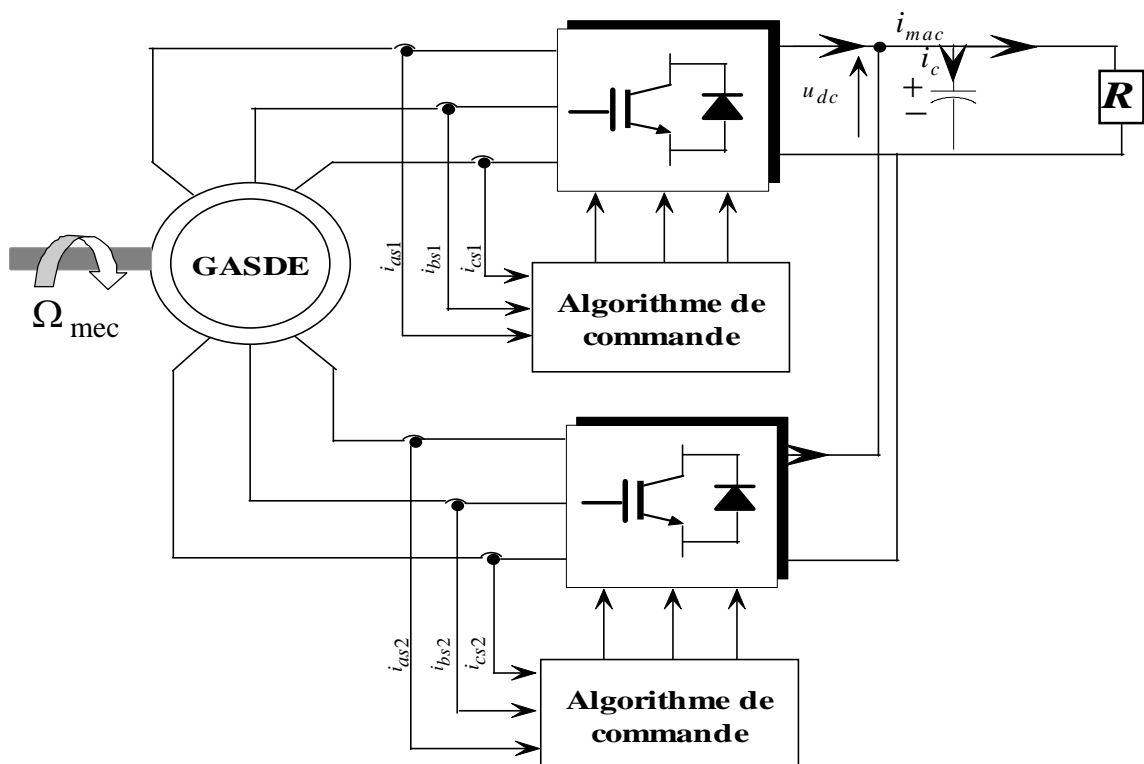


Fig. II.1 Schéma global du système

La génératrice est entraînée avec une vitesse mécanique $\Omega_{\text{méc}}$ est alimentée par deux onduleurs accompagnés d'un bus continu connecté à une charge monophasée. 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. L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie, et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Comme il sert aussi à la commande et à la magnétisation de la MASDE, le bus continu sert à stocker de l'énergie représenté par une capacité qui sert de source tampon d'énergie entre les deux convertisseurs.

II.3 Modélisation de la machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone triphasée à double stator est une machine qui comporte deux bobinages statoriques fixes et un bobinage rotorique mobile.

Les deux stators sont décalés entre eux d'un angle $\alpha=30^\circ$, chacun est composé de trois enroulements identiques. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal $\frac{2\pi}{3}$ dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé de courant équilibré, d'où la création d'un champ tournant glissant dans l'entrefer.

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que:

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$$

La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage d'écureuil constituée de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuses, robustes, faciles d'emploi et nécessitent un entretien limité.

Le rapport $g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}$: est appelé glissement du rotor par rapport aux champs tournant du stator.

II.3.1 Hypothèses simplificatrices

Avant de commencer la modélisation de la machine, on considère quelques hypothèses simplificatrices pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la machine à étudier. Le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses suivantes [19] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- Nous n'admettons de plus que la f.e.m créée par chacune des phases des deux, armatures est à répartition spatiale sinusoïdale
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau [20], [21].
- Machine est de construction symétrique, elle fonctionne en régime équilibré.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeable.
- L'inductance de fuit mutuelle commune aux deux circuits négligeable

II.3.2 Représentation de la machine

La représentation schématique de la machine asynchrone double étoile est donnée par la figure II.2

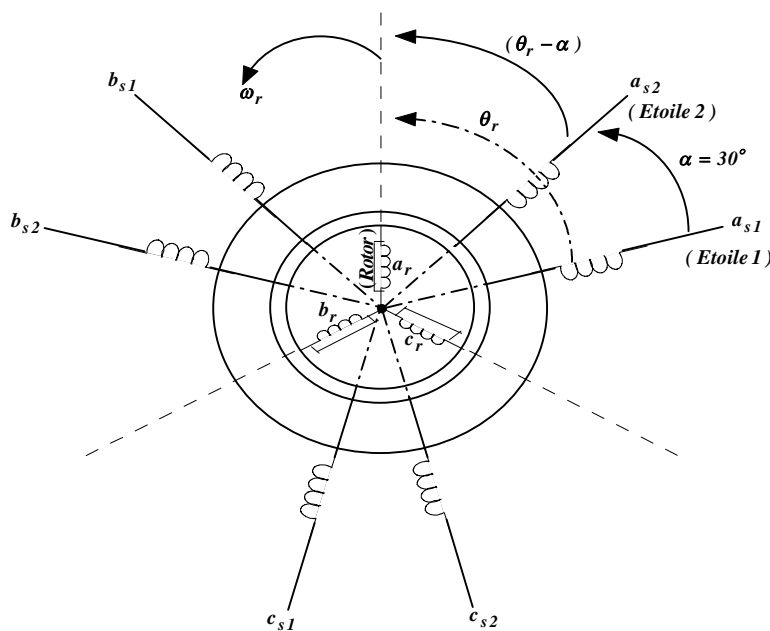


Fig. II.2. Représentation des enroulements de la machine asynchrone double étoile

II.3.3 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 :

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

Pour l'étoile 2 :

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

Pour le rotor :

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

La forme matricielle est la suivante :

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

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

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

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

Avec :

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

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

Tel que

$[R_{s1}]$: Matrice des Résistances de l'étoile1.

$[R_{s2}]$: Matrice des Résistances de l'étoile2.

$[R_r]$: Matrice des Résistances du rotor.

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

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

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

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

$[i_{s1}]$: Matrice des courants de l'étoile1.

$[i_{s2}]$: Matrice des courants de l'étoile2.

$[i_r]$: Matrice des courants du rotor.

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

$[\Phi_{s1}]$: Matrice des flux de l'étoile 1 ;

$[\Phi_{s2}]$: Matrice des flux de l'étoile 2 ;

$[\Phi_r]$: Matrice des flux du rotor.

II.3.4 Energie magnétique

On peut la calculée à partir de l'équation suivante :

$$w_{mag} = \frac{1}{2} ([i_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [i_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [i_r]^t [\Phi_r]) \quad (\text{II.7})$$

II.3.5 Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime par la dérivée partielle d'énergie magnétique par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{em} = \frac{dW_{mag}}{d\theta_m} = p \frac{dW_{mag}}{d\theta_e} \quad (II.8)$$

Donc le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \left(\frac{p}{2}\right) \left([i_{s,abc1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1r}] [i_{r,abc}]^t + [i_{s,abc2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2r}] [i_{r,abc}]^t \right) \quad (II.9)$$

II.3.6 Equation mécanique

L'équation mécanique est la solution de l'équation fondamentale du mouvement de la machine.

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (II.10)$$

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad (II.11)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (II.12)$$

II.3.7 Modèle biphasé de Park

II.3.7.1 Transformation de base de Park

La transformation de Park rend assez facile de tous les régimes transitoire de la machine électrique polyphasée.

Le principe consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réelles a, b, c par des grandeurs d, q, o (direct, en quadrature et homopolaire) à l'aide de la matrice de Park $[p(\theta)]$.

On transforme le système triphasé en un système biphasé tournant.

Pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

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

Pour l'étoile 2 :

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

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

Pour le rotor :

$$[p(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

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

Avec :

$[p(\theta_{s1})]$: Matrice de transformation du premier enroulement statorique (étoile 1).

$[p(\theta_{s2})]$: Matrice de transformation du premier enroulement statorique (étoile 2).

$[p(\theta_r)]$: Matrice de transformation d'enroulement rotorique.

II.3.7.2 Modèle de Park de la machine

La figure II.3 représente le modèle généralisé de la MASDE selon le système d'axes (d, q).

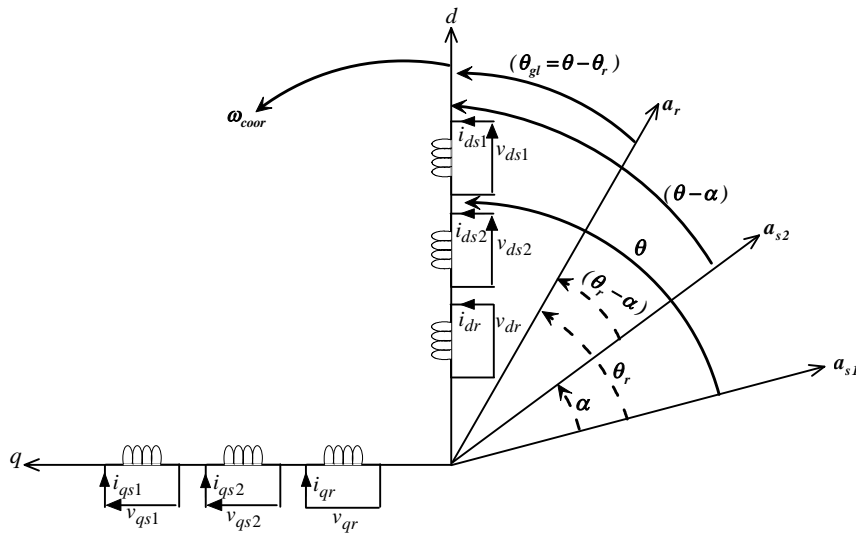


Fig. II.3. Représentation du modèle de la MASDE selon les axes (d, q)

II.3.8 Choix de référentiel

Il existe trois types de référentiels, dans la pratique le choix se fait selon le problème à étudier.

A- Référentiel lié au stator

Ce référentiel est utilisé dans le but à étudier les régimes transitoires avec une variation importante de la vitesse de rotation.

Dans ce référentiel on a :

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

Or $\theta_s = \theta_r + \theta$

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

D'où :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -p\Omega$$

B- Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, on a :

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

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = p\Omega$$

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

C- Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel n'introduit pas des simplifications dans la transformation des équations électriques.

Dans ce référentiel, on a :

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

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

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.

II.3.9 Equation matricielle de la machine avec transformation de Park

Les courants, les tensions, les flux se transforment de manière suivante :

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 :

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

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

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

Avec :

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

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

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

II.3.9.1 Equation des tensions

En appliquant la transformation de Park :

$$\begin{cases} [P(\theta_{s1})][v_{s1}] = [R_s][P(\theta_{s1})][i_{s1p}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})][\Phi_{s1p}]) \\ [P(\theta_{s2})][v_{s2}] = [R_s][P(\theta_{s2})][i_{s2p}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s2})][\Phi_{s2p}]) \\ [0] = [R_r][P(\theta_r)][i_{rp}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_r)][\Phi_{rp}]) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

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

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

On a :

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

D'où le résultat final :

$$\begin{bmatrix} v_{s1o} \\ v_{s1d} \\ v_{s1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1o} \\ i_{s1d} \\ i_{s1q} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s1o} \\ \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s1q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

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

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} v_{s1d} = R_{s1}i_{s1d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1d} - \omega_s\Phi_{s1q} \\ v_{s1q} = R_{s1}i_{s1q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1q} + \omega_s\Phi_{s1d} \end{cases}$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} v_{s2d} = R_{s2}i_{s2d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2d} - \omega_s\Phi_{s2q} \\ v_{s2q} = R_{s2}i_{s2q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2q} + \omega_s\Phi_{s2d} \end{cases}$$

Pour le rotor :

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

Les équations final des tentions définitives de la MASDE :

$$\begin{cases} v_{s1d} = R_{s1}i_{s1d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1d} - \omega_s\Phi_{s1q} \\ v_{s1q} = R_{s1}i_{s1q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1q} + \omega_s\Phi_{s1d} \\ v_{s2d} = R_{s2}i_{s2d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2d} - \omega_s\Phi_{s2q} \\ v_{s2q} = R_{s2}i_{s2q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2q} + \omega_s\Phi_{s2d} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt}\Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r)\Phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt}\Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r)\Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

II.3.9.2 Equations magnétiques

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_{s1}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s1s1}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Ou bien

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

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

$$[\Phi_r] = [L_{rs1}][i_{s1}] + [L_{rs2}] [i_{s2}] + [L_{s2r}] [i_r]$$

Après les transformations des flux et des courants, on aura :

$$[P(\theta_{s1})][\Phi_{s1p}] = [L_{s1s1}][P(\theta_{s1})][i_{s1p}] + [L_{s1s2}][P(\theta_{s2})][i_{s2p}] + [L_{s1r}][P(\theta_r)][i_{rp}]$$

$$[P(\theta_{s2})][\Phi_{s2p}] = [L_{s2s1}][P(\theta_{s1})][i_{s1p}] + [L_{s1s2}][P(\theta_{s2})][i_{s2p}] + [L_{s1r}][P(\theta_r)][i_{rp}]$$

$$[P(\theta_r)][\Phi_r] = [L_{rs1}][P(\theta_{s1})][i_{s1p}] + [L_{s1s2}][P(\theta_{s2})][i_{s2p}] + [L_{s1r}][P(\theta_r)][i_{rp}]$$

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

$$\begin{cases} \Phi_{s1d} = L_{s1}i_{s1d} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd}) \\ \Phi_{s1q} = L_{s1}i_{s1q} + L_m(i_{s1q} + i_{s2q} + i_{rq}) \\ \Phi_{s2d} = L_{s2}i_{s2d} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd}) \\ \Phi_{s2q} = L_{s2}i_{s2q} + L_m(i_{s1q} + i_{s2q} + i_{rq}) \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd}) \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m(i_{s1q} + i_{s2q} + i_{rq}) \end{cases} \quad (\text{II. 23})$$

La forme matricielle est la suivante :

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

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

Avec :

$(L_{s1} + L_m), (L_{s2} + L_m)$: Inductance propre cyclique 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.3.9.3 Equation mécanique

A-Puissance instantanée

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

$$P = [v_s]^t [i_s] = v_{sa1} i_{sa1} + v_{sb1} i_{sb1} + v_{sc1} i_{sc1} + v_{sa2} i_{sa2} + v_{sb2} i_{sb2} + v_{sc2} i_{sc2} \quad (\text{II.24})$$

Et comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire:

$$P = v_{s1d} i_{s1d} + v_{s2d} i_{s2d} + v_{s1q} i_{s1q} + v_{s2q} i_{s2q} \quad (\text{II.25})$$

On trouve :

$$\begin{aligned} P = & \left[R_{s1} (i_{s1d})^2 + R_{s2} (i_{s2d})^2 + R_{s1} (i_{s1q})^2 + R_{s2} (i_{s2q})^2 \right] \quad 1^{er} \text{ terme} \\ & + \left[\frac{d}{dt} \Phi_{s1d} i_{s1d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} i_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} i_{s1q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} i_{s2q} \right] \quad 2^{eme} \text{ Terme} \\ & + \left[\omega_s (\Phi_{s1d} i_{s1q} + \Phi_{s2d} i_{s2q} - \Phi_{s1q} i_{s1d} - \Phi_{s2q} i_{s2d}) \right] \quad 3^{eme} \text{ Terme} \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

L'expression (II.26) se compose de trois termes :

- Le premier terme correspond aux pertes par effet Joule.
- Le second terme représente la variation de l'énergie électromagnétique.
- Le troisième terme représente la puissance électromagnétique.

B-Couple électromagnétique

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega \quad (\text{II.27})$$

$$P_{em} = \omega_s [\Phi_{s1d} i_{s1q} + \Phi_{s2d} i_{s2q} - \Phi_{s1q} i_{s1d} - \Phi_{s2q} i_{s2d}]$$

D'où :

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

$$C_{em} = P [\Phi_{s1d} i_{s1q} + \Phi_{s2d} i_{s2q} - \Phi_{s1q} i_{s1d} - \Phi_{s2q} i_{s2d}]$$

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

$$C_{em} = PL_m [i_{rd} (i_{s1q} + i_{s2q}) - i_{rq} (i_{s1d} + i_{s2d})] \quad (\text{II.29})$$

A partir de l'équation des flux rotoriques exprimées par (II.23) on tire :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{dr} - l_m(i_{s1d} + i_{s2d})] \quad (II.30)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{qr} - l_m(i_{s1q} + i_{s2q})] \quad (II.31)$$

On introduisant (II.30) et (II.31) dans l'équation (II.29), on aura la relation du couple électromagnétique exprimé en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques dans le repère de Park (d,q) :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{dr}(i_{s1q} + i_{s2q}) - \Phi_{qr}(i_{s1d} + i_{s2d})] \quad (II.32)$$

II.4 Modélisation du convertisseur commandé en M.L.I

L'onduleur assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une source alternative.

La figure II.4 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 :

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

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

La figure II.4 représente le schéma de l'onduleur triphasé.

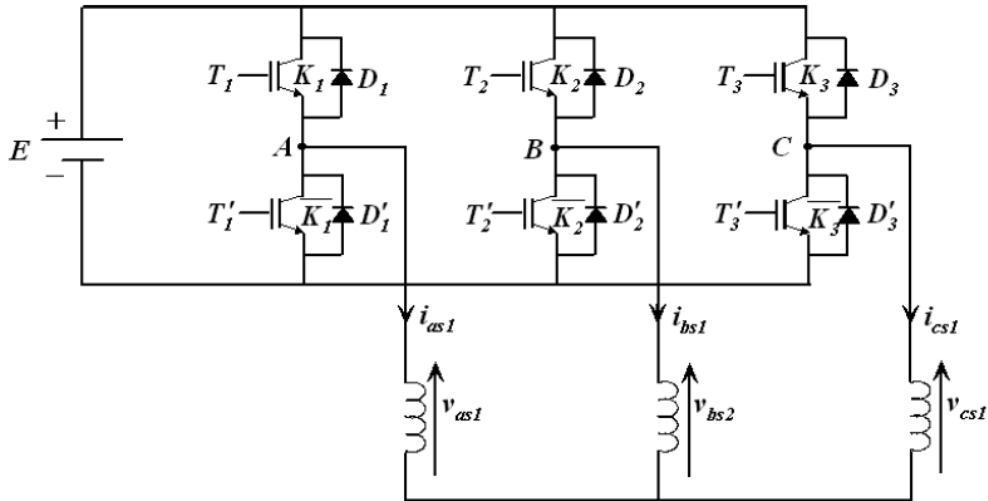


Fig. II.4 Onduleur triphasé

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 :

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

II.4.1 Stratégie de commende sinus-triangle

Dans la méthode de MLI naturelle, les instants d'échantillonnage ainsi que les largeurs des impulsions de commande sont déterminées par la comparaison entre la tension modulante sinusoïdale, appelée « modulatrice » basse fréquence, et une onde triangulaire appelée « porteuse » haute fréquence.

La technique MLI de type triangle-sinusoïdale consiste à générer les six tensions de sortie de fréquence f_r à un signal triangulaire appelé porteuse de fréquence f_p élevée par rapport à la fréquence f_r . cette stratégie est caractérisée par deux paramètres à savoir l'indice de modulation « m » et le taux de modulation « r ».

On définit l'indice de modulation « m » comme étant le rapport de fréquence f_p à la fréquence f_r de la tension de la référence, et le coefficient de réglage en tension « r » égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse définis par :

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

Où :

T_p : Période de la porteuse ;

V_{pm} : Amplitude de la porteuse.

II.4.2 Association de la MASDE-Onduleur de tension à commande MLI

La figure II.5 représente l'association de la MASDE-convertisseurs de tensions de références sinusoïdales sont comparés au signal de la porteuse V_p afin de déduire les instants de commutation des interrupteurs ($\alpha=30^\circ$).

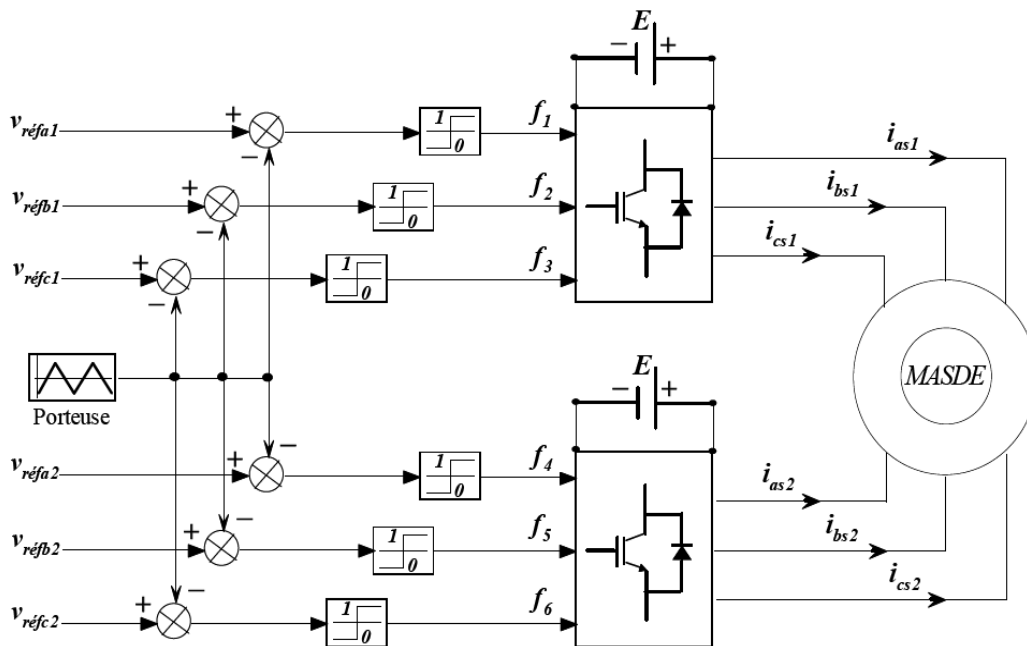


Fig. II.5 Association de la MASDE avec les deux onduleurs MLI

II.5 Modélisation de la charge statique

II.5.1 Charges résistives

Les charges purement résistives (R) sont connectées en étoile aux bornes de la génératrice

$$\begin{aligned}
 i_{dR1} &= v_{d1}/R1 \\
 i_{dR1} &= v_{d1}/R1 \\
 i_{qR2} &= v_{q2}/R2 \\
 i_{qR2} &= v_{q2}/R2
 \end{aligned}
 \tag{II.33}$$

II.6 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, il est donc nécessaire d'avoir le modèle mathématique de ce circuit (figure II 6).

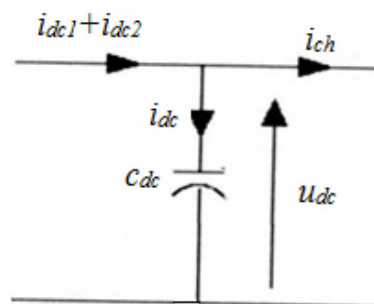


Fig. II.6 Représentation du bus continu

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.

$$\begin{aligned}
 u_{dc} &= \frac{1}{C_{dc}} \cdot \int_0^t i_c \cdot dt \\
 i_c &= i_{dc1} + i_{dc2} - i_{ch} \\
 u_{dc} &= \frac{1}{C_{dc}} \cdot \int_0^t (i_{dc} + i_{dc2} - i_{ch}) \cdot dt
 \end{aligned}
 \tag{II.34}$$

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 [22].

A partir de la valeur de la tension désirée, on détermine l'expression de la puissance de référence (en négligeant les pertes) :

$$P_{ele} = u_{dc} i_c = C_{em} \Omega_{mec}$$

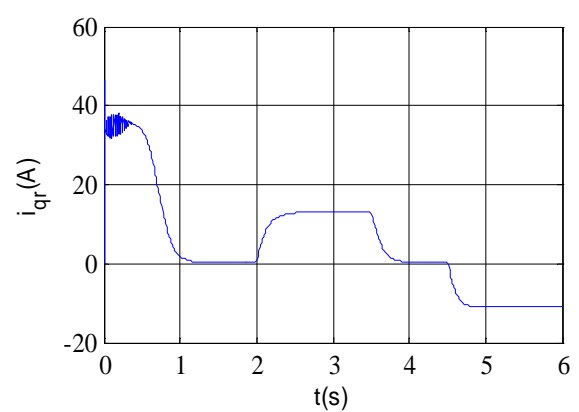
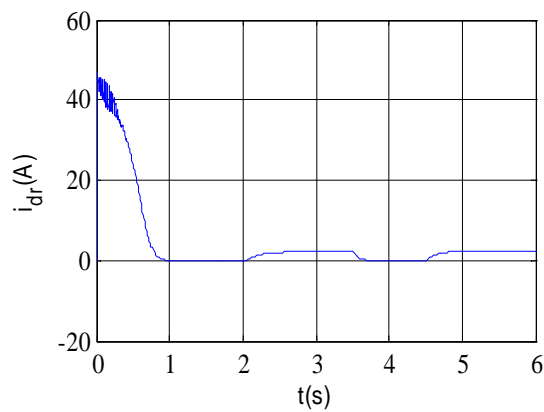
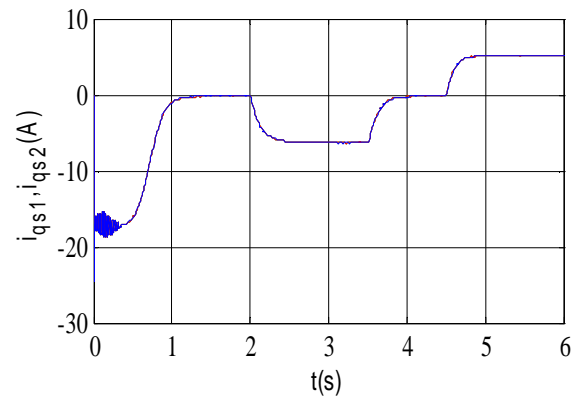
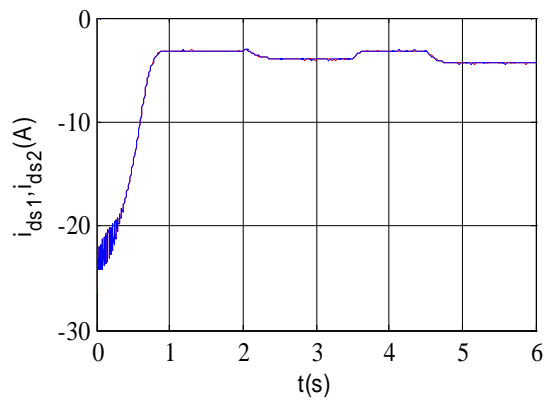
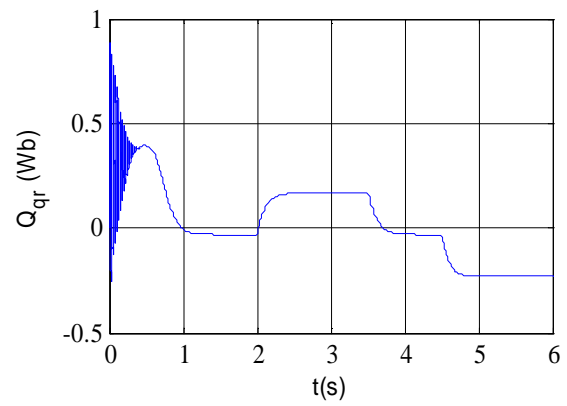
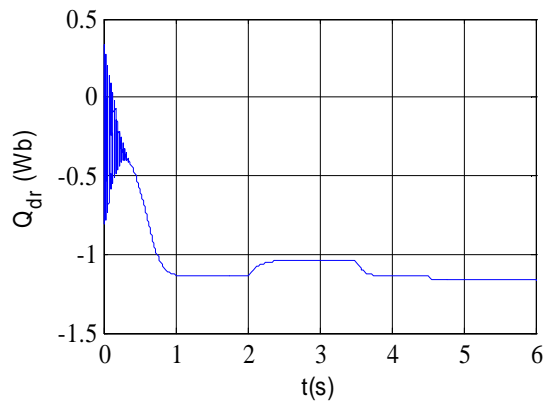
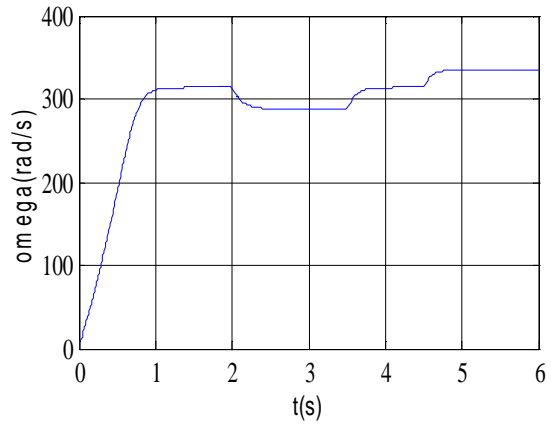
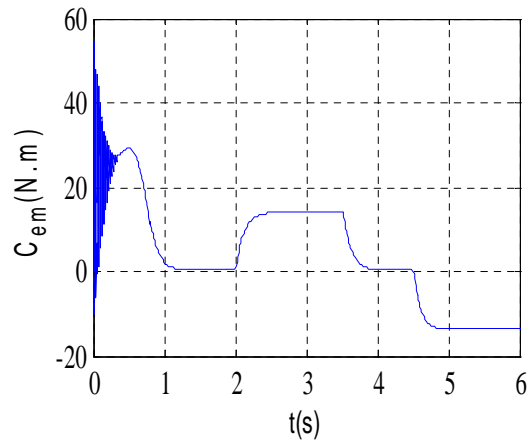
II.7 Simulation et interprétation des résultats

Pour la simulation du système étudié, il suffit d'implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement MATLAB /simulink. La MASDE est alimentée par deux source sinusoïdale, suivi de l'application des charges $C_r=14$ et -14 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t= [2, 3.5]$ et $[4.5, 6]$

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolué d'une manière presque linéaire atteint $t=1s$. Couple électromagnétique au début atteint sa valeur maximale et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.5 s, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale qui est due au frottement.

En appliquant la charge $C_r=14$ N.m couple positive (machine en fonctionnement moteur) à partir de l'instant $t=2s$, on constate que la vitesse et les courants selon (d,q) diminuent et se stabilisent respectivement par contre des augmentations sont observées par le couple électromagnétique. Les courants statoriques (étoile 1 et 2) et par les flux rotoriques selon (d,q) se stabilisent respectivement. Le courant est en retard par rapport à la tension, la MASDE absorbe les puissances active et réactive de la source.

Par contre, l'application de la charge $C_r=-14$ N.m couple négative (machine en fonctionnement génératrice) au-delà l'instant $t=4.5s$, on constate que la vitesse augmente et les courants statoriques selon l'axe en quadratures se stabilisent respectivement par contre des diminutions sont observés par le couple électromagnétique. Les courants statoriques selon l'axe direct et par les flux suivant les deux axes (d, q) stabilisent respectivement. Le produit du courant et de la tension est négative ce qui signifie que la MASDE fournit de la puissance active et absorbe une quantité de la puissance réactive pour sa magnétisation.



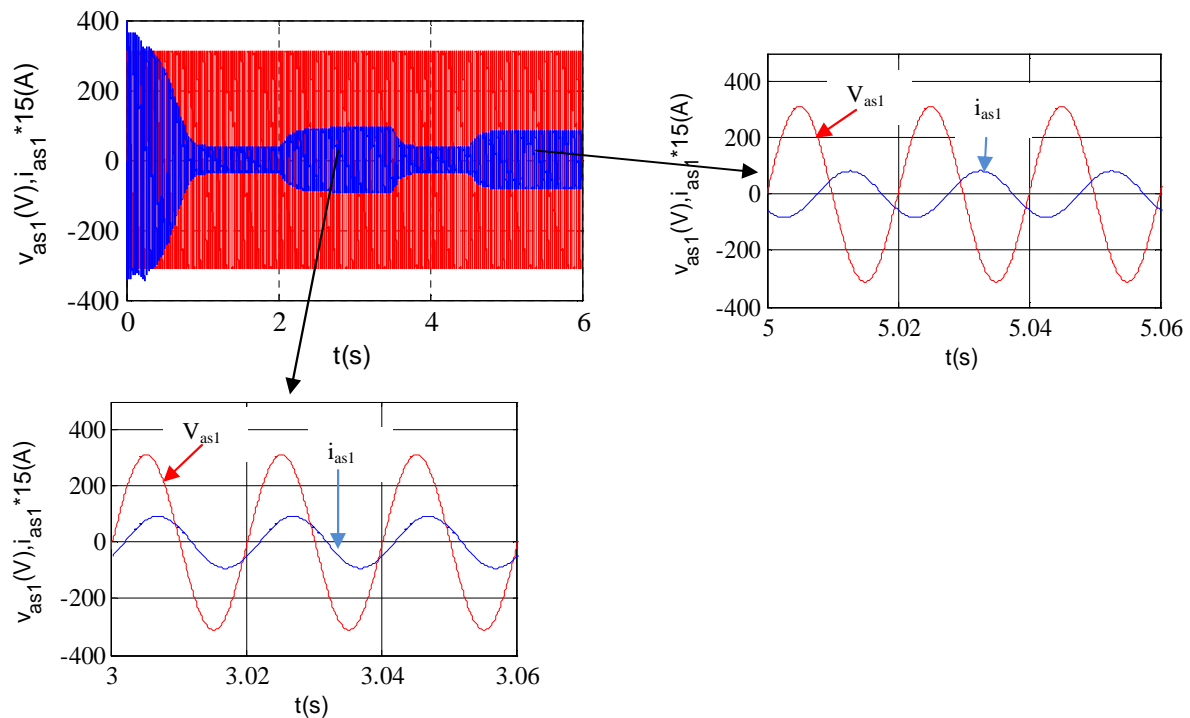


Fig. II.7 Evolution des caractéristiques de la MASDE alimenté par deux sources sinusoïdales, suivie de l’application d’un couple résistant $C_r=14$ et -14 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t= [2,3.5]$ et $[4.5, 6]$

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une description des éléments de la chaîne de conversion en commençant par la modélisation de la machine asynchrone double étoile, après on a fait l’objet de l’établissement d’un modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile basé sur la théorie unifiée des machines électriques tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices, et on as terminé par la modélisation de l’onduleur et de la charge.

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

CHAPITRE III :

*Commande Vectorielle de
la GASDE*

Chapitre III

Commande vectorielle de la génératrice asynchrone double étoile

III.1 Introduction

La commande vectorielle a été initialement introduite par Kovac en 1959 cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonction trigonométrique, des intégrations etc. Ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique.

L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle à flux orienté (Flux Oriented Control), introduite par Kovac en 1959 et reprise par Blascke en 1972, après une dizaine d'années. Elle a connu un développement important.

Ce chapitre sera consacré à l'étude du principe de la commande vectorielle d'une machine asynchrone double étoile par orientation de flux, on supposera par la suite les différentes méthodes de la commande à savoir les méthodes directe et indirecte.

III.2 Principe de la commande vectorielle

Pour la machine asynchrone (MAS), le principe d'orientation du flux a été développé par Blaschke au début des années soixante dix. Il consiste à orienter le vecteur flux suivant l'un des axes du repère (d, q), afin de rendre le comportement de cette machine similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple.

La commande d'une machine à courant continu est effectuée simplement en pilotant deux courants continus. Par contre, le cas d'une machine asynchrone double étoile est beaucoup plus compliqué car il faut piloter cinq grandeurs à savoir, quatre courants (directe et quadrature) et la fréquence de ces signaux.

Lors de la modélisation de la machine asynchrone double étoile dans un référentiel lié au champ tournant, le référentiel $d-q$ et les champs statorique, rotorique et d'entrefer de la machine tournant à la même vitesse, l'orientation l'un de ces trois champs suivant l'axe d du référentiel constitué. Le principe de base de la commande par orientation du flux (commande vectorielle). Cette transformation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique à une forme similaire à celle de la machine à courant continu.

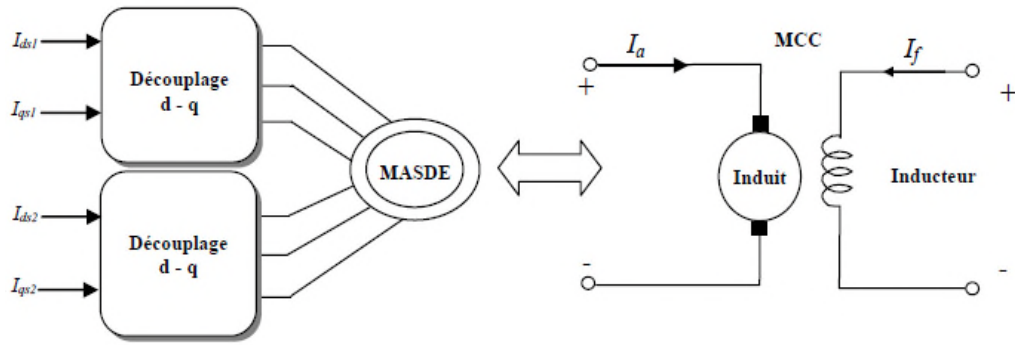


Fig.III.1 Principe de pilotage vectoriel de la MSADE et de la MCC

Dans la littérature, nous trouvons plusieurs types d'orientation, à savoir l'orientation du flux rotorique, l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer. Dans notre travail nous nous intéressons à l'orientation du flux rotorique vus qu'elle est la plus simple a utiliser. ($\Phi_{dr} = \phi_r ; \Phi_{qr} = 0$)

De l'équation (II.31) on aura la forme du couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Phi_r (i_{s1q} + i_{s2q})] = k \Phi_r i_{sq} \tag{III.1}$$

Avec :

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

$$i_{sq} = (i_{s1q} + i_{s2q})$$

De l'équation (III.1), on constate que l'expression du couple de la MASDE est similaire à celle de la MCC à excitation séparée, donc le couple et le flux de la MASDE sont contrôlables séparément.

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 accomplie, 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 [23] :

- flux rotorique :

$$\Phi_{dr} = \phi_r ; \Phi_{qr} = 0. \tag{III.2}$$

- flux statoriques :

$$\Phi_{ds} = \phi_s ; \Phi_{qs} = 0 \tag{III.3}$$

- flux d'entrefer :

$$\Phi_{dg} = \phi_g ; \Phi_{qg} = 0 \tag{III.4}$$

Pour la MASDE, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (III.2), car cela permet d'obtenir 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

On peut réaliser la commande vectorielle de MASDE par deux méthodes, méthode directe a été initié par F. Blaschke, la deuxième connu sous le nom méthode indirecte a été introduit par K.Hasse.

III.4.1 Méthode directe

Le flux est régulé par une contre-réaction. Il doit être soit :

- Mesuré directement en plaçant une spire sous un pôle de chaque phase. Mais, la fragilité et les problèmes de fiabilité limitent sa mise en œuvre.
- Estimé et reconstitué à partir des équations de la machine et de la mesure des tensions et des courants statoriques.

III.4.2 Méthode indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotoriques mais seulement sa position. Dans ce cas le flux est contrôlé en boucle ouverte.

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.

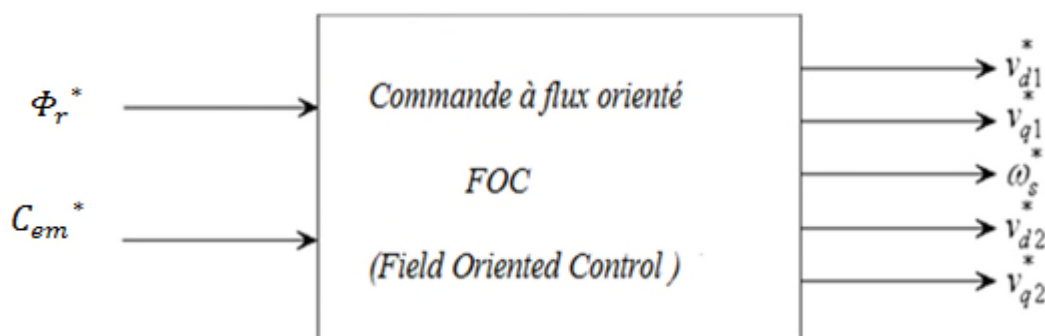


Fig. III.2 Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)

En considérant comme grandeurs de références le flux rotorique Φ_r^* et le couple C_{em}^* , et en

$$\text{exprimant que } \begin{cases} \Phi_r = \Phi_r^* \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

On remplaçant les équations de systèmes (III.5) dans les équations des tensions rotoriques (II.21) on obtient :

$$R_r i_{rd} = 0 \implies i_{rd} = 0 \quad (\text{III.6})$$

$$R_r i_{rq} + \omega_{gl}^* \Phi_r^* = 0 \implies i_{rq} = -\frac{\omega_{gl}^* \Phi_r^*}{R_r} \quad (\text{III.7})$$

Et à partir des équations de (II.30) et (II.31), on trouve :

$$i_{rd} = \frac{\Phi_r^*}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{s1d} + i_{s2d}) \quad (\text{III.8})$$

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{s1q} + i_{s2q}) \quad (\text{III.9})$$

En introduisant (III.8) et (III.9) dans le système d'équations des flux statoriques (II.23), on aura :

$$\begin{cases} \Phi_{s1d} = (L_{s1} + \frac{L_m}{L_r + L_m}) i_{s1d} + (\frac{L_r L_m}{L_r + L_m}) i_{s2d} + \frac{L_m}{L_r + L_m} \Phi_r^* \\ \Phi_{s1q} = (L_{s1} + \frac{L_m}{L_r + L_m}) i_{s1q} + (\frac{L_r L_m}{L_r + L_m}) i_{s2q} \\ \Phi_{s2d} = (L_{s2} + \frac{L_m}{L_r + L_m}) i_{s2d} + (\frac{L_r L_m}{L_r + L_m}) i_{s1d} + \frac{L_m}{L_r + L_m} \Phi_r^* \\ \Phi_{s2q} = (L_{s2} + \frac{L_m}{L_r + L_m}) i_{s2q} + (\frac{L_r L_m}{L_r + L_m}) i_{s1q} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

On remplaçant (III.6) dans (III.8) on tire :

$$\Phi_r^* = L_m (i_{s1d} + i_{s2d}) \quad (\text{III.11})$$

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

$$L_m (i_{s1q} + i_{s2q}) = -(L_m + L_r) i_{qr} \quad (\text{III.12})$$

En remplaçant (III.10)-(III.12) dans le système d'équations des tensions statoriques on obtient :

$$\begin{cases} v_{s1d}^* = R_{s1} i_{s1d} + L_{s1} p i_{s1d} - \omega_s^* (L_{s1} i_{s1q} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{s1q}^* = R_{s1} i_{s1q} + L_{s1} p i_{s1q} + \omega_s^* (L_{s1} i_{s1d} + \Phi_r^*) \\ v_{s2d}^* = R_{s2} i_{s2d} + L_{s2} p i_{s2d} - \omega_s^* (L_{s2} i_{s2q} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{s2q}^* = R_{s2} i_{s2q} + L_{s2} p i_{s2q} + \omega_s^* (L_{s2} i_{s2d} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

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 :

$$i_{s1d}^* + i_{s2d}^* = \frac{(L_r + L_m)}{p L_m \Phi_r^*} C_{em}^* \quad (\text{III.14})$$

Et aussi en remplaçant l'équation (III.9) dans l'équation (III.7), on tire :

$$\Phi_r^* = \left(\frac{L_m R_r}{L_r + L_m} \right) (i_{s1q}^* + i_{s2q}^*) \quad (\text{III.15})$$

On remarque que dans le système électrique (III.13), 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 :

$$\begin{cases} v_{s1dr} = R_{s1}i_{s1d} + L_{s1}P i_{s1d} \\ v_{s1qr} = R_{s1}i_{s1q} + L_{s1}P i_{s1q} \\ v_{s2dr} = R_{s1d}i_{s2d} + L_{s2}P i_{s2d} \\ v_{s2qr} = R_{s1}i_{s2q} + L_{s2}P i_{s2q} \end{cases} \quad (III.16)$$

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

$$\begin{cases} v_{s1d}^* = v_{s1dr} - v_{s1dc} \\ v_{s1q}^* = v_{s1qr} - v_{s1qc} \\ v_{s2d}^* = v_{s2dr} - v_{s2dc} \\ v_{s2q}^* = v_{s2qr} - v_{s2qc} \end{cases} \quad (III.17)$$

Avec

$$\begin{cases} v_{s1dc} = \omega_s^* (L_{s1}i_{s1q} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{s1qc} = \omega_s^* (L_{s1}i_{s1d} + \Phi_r^*) \\ v_{s2dc} = \omega_s^* (L_{s2}i_{s2q} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{s2qc} = \omega_s^* (L_{s2}i_{s2d} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (III.18)$$

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 :

$$H(p) = \frac{1}{ap + b} \quad (III.19)$$

Se fait d'une manière générale comme suit :

La fonction de transfert du PI est :

$$C(p) = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (III.20)$$

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 III.3.

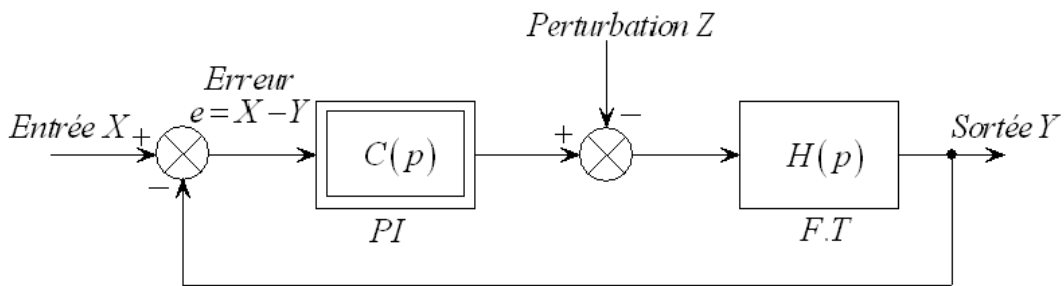


Fig. III.3 Schéma d'un système asservi du premier ordre réglé par un PI

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

$$T(p) = C(p) H(p) = \frac{k_p p + k_i}{ap^2 + bp} \tag{III.21}$$

En boucle fermée, on obtient :

$$F(p) = \frac{T(p)}{1+T(p)} = \frac{k_p p + k_i}{ap^2 + (b+k_p)p + k_i} \tag{III.22}$$

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

$$G(p) = \frac{1}{T_p p + 1} \tag{III.23}$$

Il suffit d'identifier (III.23) à (III.22) comme suit :

$$\frac{k_p p + k_i}{ap^2 + (b+k_p)p + k_i} = \frac{1}{T_p p + 1} \tag{III.24}$$

Ce qui donne :

$$k_p T_p^2 + (k_i T_p + k_p) p + k_i = ap^2 + (b + k_p)p + k_i$$

D'ou :

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

La figure (III.4) représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques (étoiles 1 et 2).

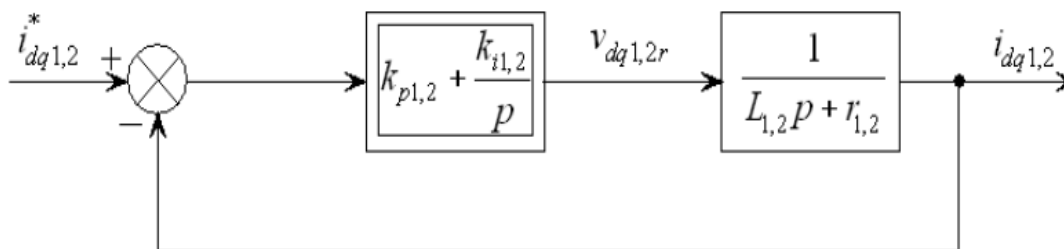


Fig. III.4 Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques

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 montré dans la figure (III.5).

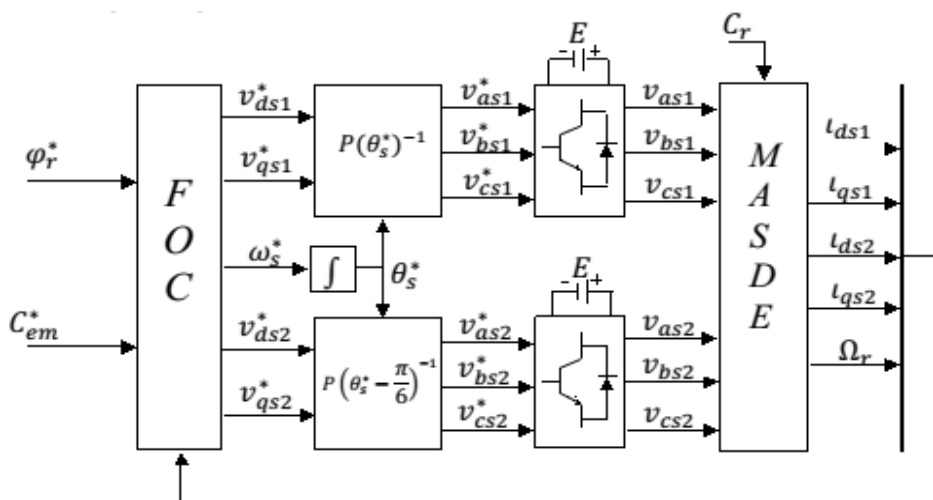


Fig. III.5 Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE

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 :

$$\begin{cases} \Phi_r^* = \Phi_n & \text{si } |\Omega_r| \leq |\Omega_n| \\ \Phi_r^* = \Phi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega_r|} & \text{si } |\Omega_r| > |\Omega_n| \end{cases} \quad (III.25)$$

Et schématisé par la figure (III.6).

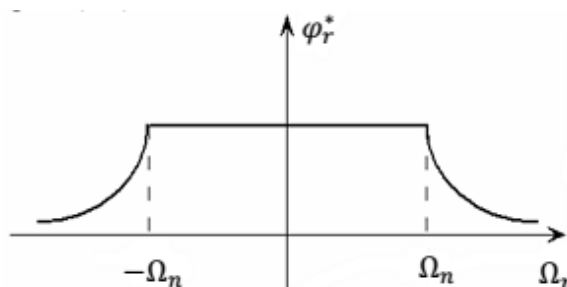


Fig. III.6 Schéma de défluxage

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 et éviter la saturation magnétique.

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la figure (III.7).

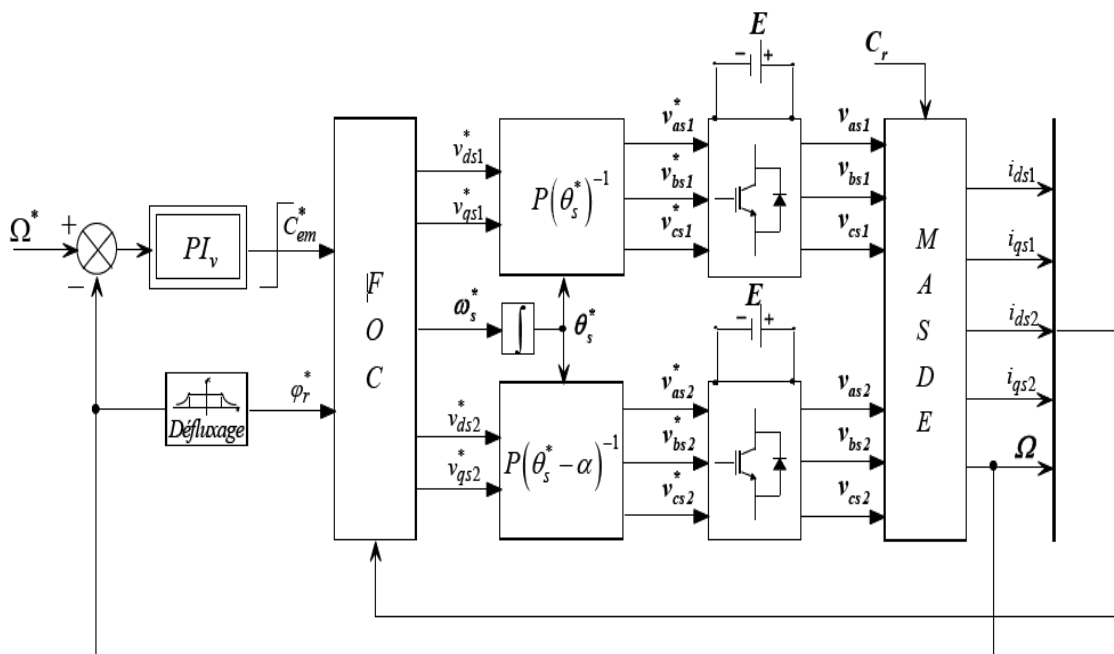


Fig. III.7 Schéma de la commande FOC avec régulation de vitesse

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).

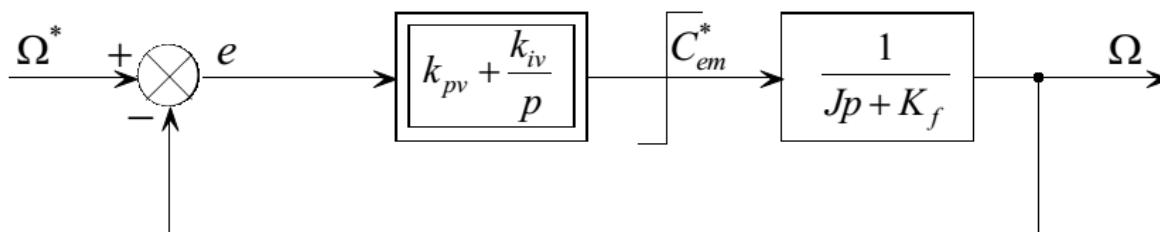


Fig.III.8 Boucle de régulation de vitesse

L'identification nous donne :

$$\begin{cases} k_{pv} = \frac{J}{\tau} \\ k_{iv} = \frac{K_f}{\tau} \end{cases} \quad (III.26)$$

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

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

$$C_{em}^*(lim) = \begin{cases} C_{em} & \text{si } |C_{em}^*| \leq C_{emMax} \\ C_{emMax} \text{sign}(C_{em}^*) & \text{si } |C_{em}^*| \geq C_{emMax} \end{cases} \quad (III.27)$$

III.7 Algorithme de commande

Dans ce paragraphe, on s'intéresse la commande de la GASDE à un bus continu à la sortie des deux redresseurs. La tension de référence est de 560V

La commande vectorielle a pour objectif de maintenir la tension à la sortie des deux redresseurs constante quelque soient la charge dans une plage de faisabilité figure (III.9).

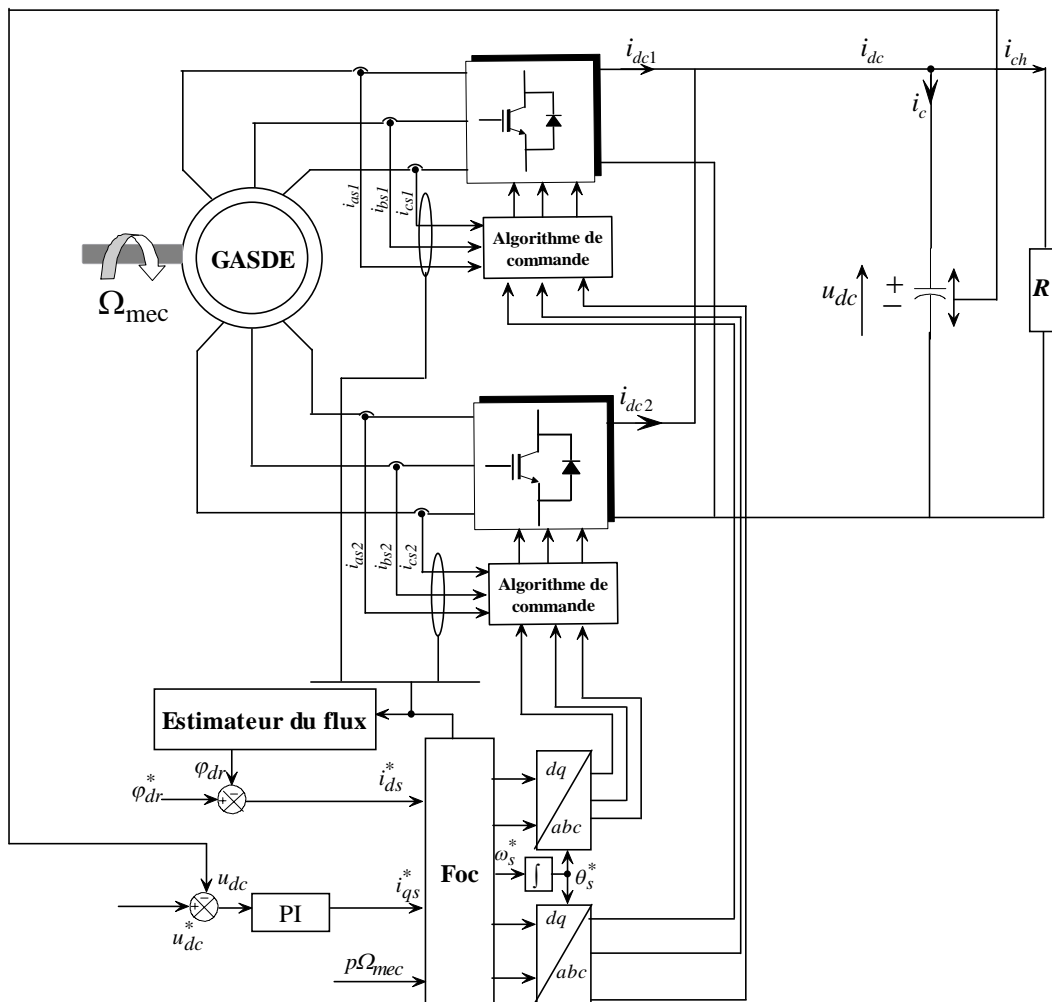


Fig.III.9 Algorithme de la commande vectorielle de la GASDE

III.8 Simulation et interprétation des résultats

Les résultats de simulation du système étudiée basé sur la génératrice asynchrone double étoile (dont les paramètres sont données en Annexe), obtenus sous l'environnement MATLAB/Simulink sont représentés et commentés. Ces derniers vont permettre de dresser un bilan des performances et des limites d'utilisation de la GASDE en fonctionnement autonome.

La vitesse d'entraînement est fixée à 314rad/s, à l'instant $t = 1s$, on insère une charge résistive de 50% de la charge nominale et à l'instant $t = 3s$. une autre charge de même caractéristique que la première de 100% de la charge nominale. On constate une bonne réponse de la commande.

La tension de bus continu suit la référence comme montré dans la figure III.10 (a, b).

La figure III.11 illustre l'allure de la puissance active qui atteint sa valeur nominale ce qui est l'avantage principal de la structure étudiée, la puissance répond aux différentes charges appliquées tout en suivant sa référence.

L'analyse des figures III.12– III.14 a permis de voir le comportement du courant, de la tension et du couple électromagnétique en fonction de la variation de la charge, où on constate que la tension est insensible à cette variation, contrairement au courant et au couple électromagnétique qui sont influencés sur la variation de la charge. On note que le couple est toujours dans la plage de fonctionnement nominal.

Les figures III.13 représentent les courants statoriques des deux étoiles, on remarque que la 2ème étoile est décalée d'un $\alpha=30^\circ$ par rapport à la 1ère étoile.

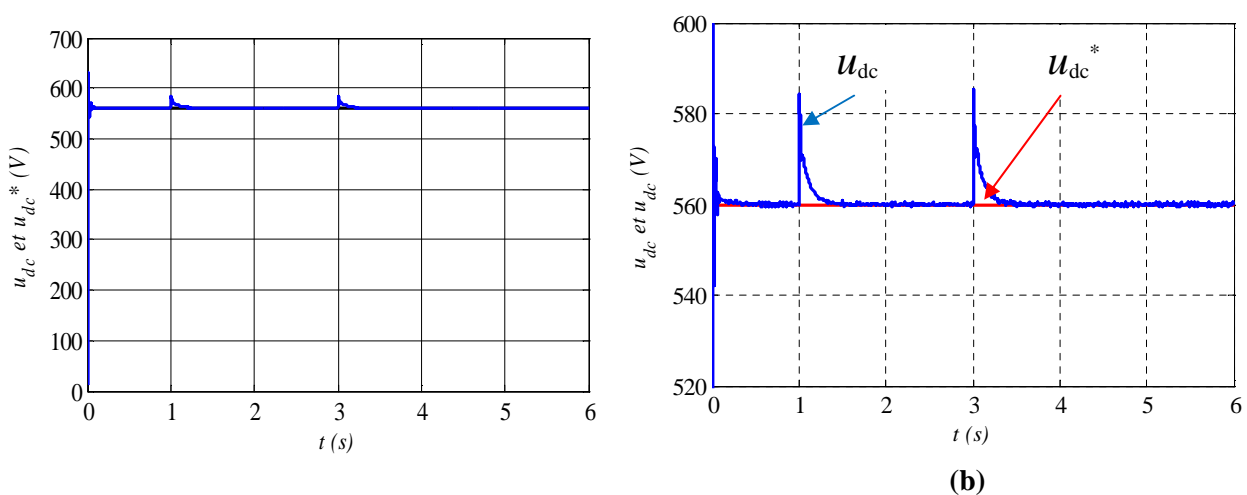


Fig.III.10 Allure de la tension du bus continu

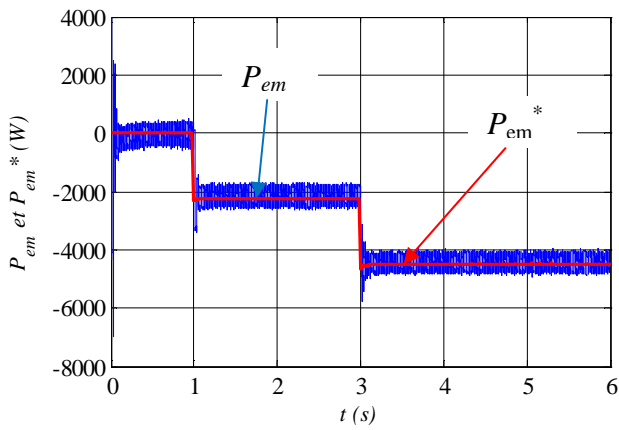


Fig.III.11 Allure de la puissance électromagnétique et sa référence

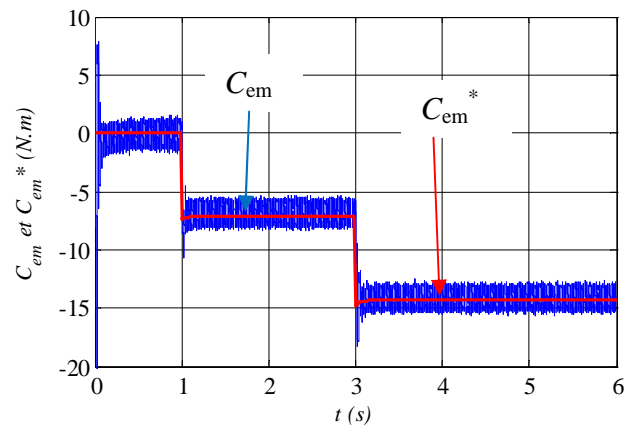
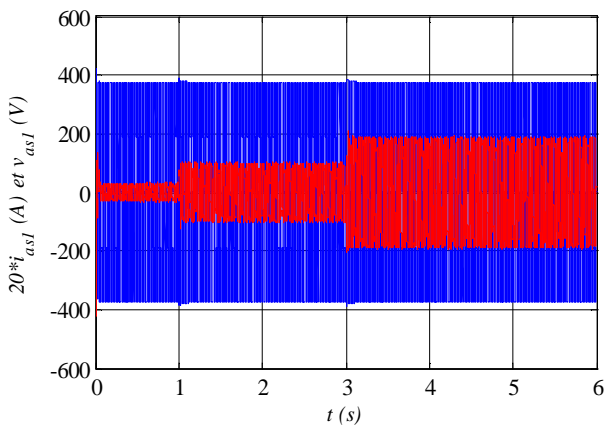
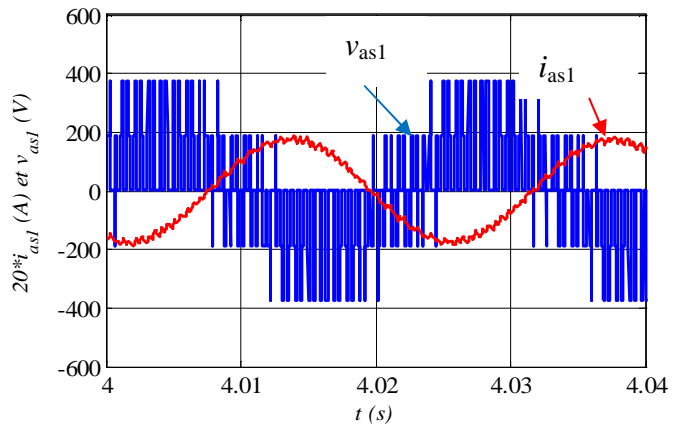


Fig.III.12 Allure du couple électromagnétique

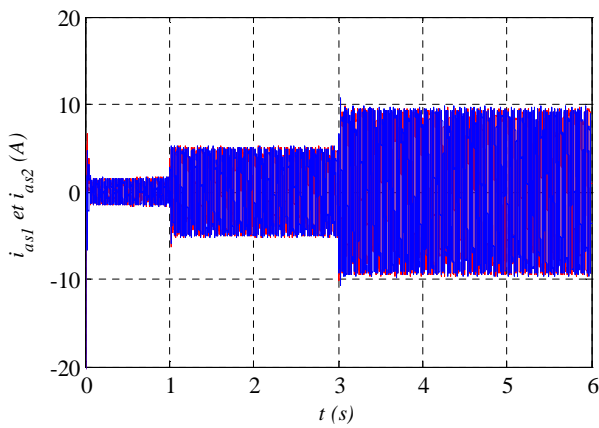


(a)

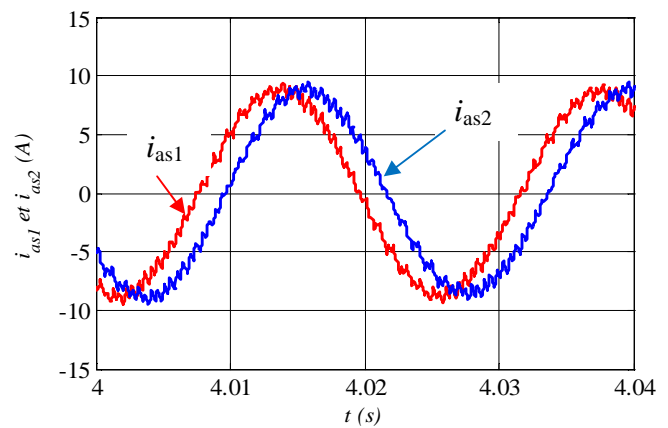


(b)

Fig.III.13 Allure des courants et tensions statoriques de l'étoile 1



(a)



(b)

Fig.III.14 Allure des courants statoriques des deux étoiles

III.9 Conclusion

Ce chapitre est consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la GASDE, on s'intéresse au comportement de la génératrice tout en faisant varier la charge en sachant que on a fixé sa vitesse de rotation et la tension de bus continu (charge la batterie).

On a identifié les paramètres du régulateur de vitesse puis nous avons interprété et commenté les résultats obtenues.

Conclusion
Générale

Conclusion général

Ce travail est consacré à la contribution à la commande de la machine asynchrone double étoile, alimentée par deux onduleurs de tension contrôlés par la technique M.L.I, et commandée par orientation du flux rotorique, suivi par la modélisation et l'analyse de la machine en régime générateur en fonctionnement autonome, dont le but de mieux exploiter cette dernière dans les systèmes de génération de l'énergie électrique.

Dans le premier chapitre nous nous sommes intéressés aux systèmes autonomes et les différents réseaux et générateurs existants dans ces systèmes comme on a donné quelques définitions des machines électriques utilisées dans les systèmes autonomes tout en les classifiant selon le critère ; avec ou sans contact glissant, puis on a cité quelques avantages et inconvénients des machines multiphasées.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de différentes parties de la chaîne de conversion, on a commencé par la machine asynchrone double étoile, le modèle développé décrivant les équations de la machine dans un système orthogonal grâce à la matrice de transformation de Park que nous avons développée, et on a terminé avec la modélisation des deux onduleurs et de la charge.

Le troisième chapitre est dédié à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, qui a un principe similaire à celui de la M.C.C à excitation séparée. La commande est effectuée en alimentant la machine par deux onduleurs tout en fixant la vitesse et la tension et en faisant varier la charge. Les résultats de la simulation de la commande vectorielle indirecte appliquée montrent de bonnes performances dynamiques.

Le travail présenté, ce rapport mène à soulever les perspectives de recherche suivantes :

- Application de la commande vectorielle directe à la GASDE ;
- Étudier le comportement de la GASDE en faisant varier sa vitesse de rotation.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] B. Wafa « Modélisation et Simulation d'un Système Photovoltaïque Adaptée par une Commande MPPT », Mémoire de Master, Université Kasdi Merbeh Ouargla 2012.
- [2] K. Idjdarene « Contribution à l'étude et la Commande d'une Génératrice Asynchrone à Cage Dédiées à des Centrales Electriques Eoliennes Autonomes », Thèse Doctorat, université A.Mira de Béjaia 2010.
- [3] A. Yahdou « Commande et Observation par Mode Glissant d'une MASDE Sans Capteur Mécanique », Mémoire Magister, Université Hassiba Benbouali Chlef 2008.
- [4] S.Arzeki, « Contribution à l'étude et la Commande d'une Machines Asynchrones Double Etoile alimenté par Onduleurs Multi-niveaux », Mémoire de Magister, Université Houari Boumediene, Alger, 2005
- [5] K.Dahmane, « Contribution à la Modélisation et à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile alimenté par Convertisseur Matricielle », Mémoire de Magister, ENP Alger, 2004
- [6] N. Rentière, « Modéliser Et Concevoir les Réseaux d'énergie électrique, Habilitation A Diriger Des Recherches », UJF, Novembre 2003
- [7] A. Emadi, M.Ehsani, M.Miller, « Vehicular Electric Power Systems » Ed Marcel Dekker , December 2003.
- [8] G. Filliau, A. Bondu, L. Mazodier, « Le Navire Tout Electrique, Propulsion Et Production d'énergie, Technique de l'ingénieur », D 5 610, novembre 2000.
- [9] D.Gondouin, F. Menneron, « Nouvelles Topologies de Systèmes de Propulsion Electrique de Navires », Octobre 2000.
- [10] JP. Sorrel, « Architecture, Conception et Protection des Réseaux de Distribution », Octobre 2000.
- [11], « The Avionics Handbook», CrC Press, 2001. Ed. Cary R. Spitzer Boca Raton.
- [12] O. Langlois, E. Foch, X. Roboam, H. Piquet, « de l'avion plus Electrique à l'avion tout Electrique : Etat de L'art et Prospective sur les Réseaux de Bord » club EEA 2004 Cergy-Pontoise.
- [13] L.Bonenfant, « Modélisation et Simulation du Réseau Electrique d'un Avion. Application aux Airbus A330, A340 et A3XX », Thèse INPT, 1998.

- [14] R.Lazhar, « Modélisation et Commande de la Génératrice à Induction Double Alimentée Couplée sur un Réseau Electrique », Ingénieure d'état en Electrotechnique, Université de Batna, 2012.
- [15] A. Abdelli, « Optimisation Multicritère d'une Chaîne Eolienne Passive » Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse 2007.
- [16] L. Baghli, « Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et les algorithmes génétiques » Thèse de Doctorat, université Henri Poincaré, Nancy-I.France, 1999.
- [17] D.Hadiouche « Contribution à l'étude de la Machine Asynchrone Double Etoile Modélisation, alimentation et Structure » Thèse Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I France 2001.
- [18] H.Amimeur « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement » Magister en Electrotechnique, université de Batna ,2008.
- [19] H. Hammache, « Etude et Réalisation d'une Machine Asynchrone Double Etoile : Conception, Alimentation et Commande », Mémoire de Magister de l'Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Algérie, Janvier 2007
- [20] P. Vidal, Commande non-linéaire d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2004.
- [21] R. Abdessemed, M. Kadjoudj, « Modélisation des Machines Electriques, Presses de L'Université de Batna », Algérie, 1997.
- [22] S.Chekkal « Evaluation des Performances de l'Aérogénérateur à Base de la Machine Asynchrone Double Etoile Connecté au Réseau Electrique », mémoire Magister, Université de Béjaia ,2011.
- [23] S.Chekkal, K.Hamitouche « Etude, Identification, Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone Double Etoile », Mémoire d'ingénieure, Université de Béjaia, 2008.

Annexes

Annexe

Les paramètres de la GASDE

Puissance nominale	$P_n = 4,5 \text{ KW}$
Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
Courant nominale	$I_n = 6,5 \text{ A}$
Resistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 3,72 \Omega$
Resistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3,72 \Omega$
Resistance rotorique	$R_r = 2.12 \Omega$
Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1} = 0,022 \text{ H}$
Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2} = 0,02 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0,006 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0,3672 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0,0662 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0,001 \text{ N.m.s /rad}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$P = 1$