

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : MACHINES ELECTRIQUES

Présenté par
BOUKAIS Mahrez
ALIOUAT Malik

Thème

Etude et Modélisation d'une Génératrice Asynchrone à Double étoile : Application dans un Système Eolien

Mémoire soutenu publiquement le 17 septembre 2014 devant le jury composé de :

- | | |
|-----------------------------|---|
| M Slimane REZGUI | Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Président |
| M Arzki DICHE | Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Rapporteur |
| M Kaci GHEDAMSI | Maitre de Conférences A, UAMB, Rapporteur |
| M Farid NAMANI | Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Examineur |
| Mme Ferroudja BOUALI | Maitre Assistante Classe A, UMMTO, Examinatrice |

**** Dédicaces ****

Je dédie ce travail à :

- Mes très chers parents.
- Mon frère
- Mes soeurs
- Toute la famille ALIOUAT, et tous mes proches
- Tous mes amis(es)

Malik

**** Dédicaces ****

Je dédie ce modeste travail à :

- Mes très chers parents
- A mes frères
- Mes très chères sœurs
- Toute la famille BOUKAIS, et à tous mes proches
- Tous mes amis(es)

Mahrez

**** REMERCIEMENTS ****

Nous remercions Dieu pour le courage, la patience et la santé qui nous ont été utiles tout au long de notre parcours.

Nous tenons à adresser nos vifs remerciements à Mr K.GHEDAMSI et Mr A.DICHE qui ont proposé et dirigé ce projet et pour leurs entière disponibilité, leurs aides et leurs précieux conseils.

Notre sincère gratitude va aussi aux membres du jury qui ont bien accepté de juger ce présent travail.

Nous tenons à remercier aussi tous les enseignants qui ont contribué à notre formation

Enfin, que toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail, trouve ici l'expression de nos sincères remerciements.

Notations

FOC	Field Oriented Contrôle (Command à flux orienté)
MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile
GASDE	Génératrice Asynchrone Double Etoile
MCC	Machine à Courant Continu
M.L.I	Modulation par Largeur d'Impulsion
PI	Proportionnel- Intégrale
K_p	Gain proportionnel du correcteur
K_i	Gain intégral du correcteur

SOMMAIRE

Introduction générale..... 01

Chapitre I : Généralités sur la machine asynchrone à double étoile

Introduction03

I.1 Histoire des machines électriques.....03

I.2 Description de la machine asynchrone à double étoile..... 04

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile 05

I.4 Applications de la machine asynchrones à double étoile.....06

I.5 Avantages des Machines asynchrones double étoile.....07

I.6 Inconvénients des machines asynchrones double étoile.....08

I.7 Différentes génératrices utilisées dans les systèmes éoliens.....08

 I.7.1 Systèmes éoliens utilisant les génératrices synchrones et celles à aimants permanents (GS et GSAP).....08

 I.7.2 Systèmes éoliens utilisant la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA).....10

 I.7.3 Systèmes éoliens utilisant les génératrices asynchrones à cage (GAS et GASDE) ..12

I.8 Description de la génératrice asynchrone double étoile (GASDE).....14

Conclusion.....15

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à double étoile

Introduction16

II.1 Description de la machine asynchrone à double étoile16

II.2 Hypothèses simplificatrices d'Étude.....18

II.3 Modèle naturel de la machine asynchrone à double étoile.....18

 II.3.1 Équations des tensions19

 II.3.2 Équations des flux19

II.3.3 Équation mécanique.....	21
II.4 Modélisation de la Machine.....	22
II.4.1 Introduction.....	22
II.4.2 Modèle de Park.....	23
II.4.3 Application de la transformation de Park à la MASDE.....	24
II.4.3.1 Équations des tensions.....	24
II.4.3.2 Équations des flux	26
II.4.3.3 Équation mécanique.....	27
II.5 Choix du Référentiel.....	28
II.5.1 Référentiel lié au stator.....	28
II.5.2 Référentiel lié au rotor.....	29
II.5.3 Référentiel lié au champ tournant.....	29
II.6 Modèle de la Machine.....	29
II.6.1 Mise sous forme d'équation d'état.....	30
II.7 Simulation Numérique.....	34
II.7.1 Premier cas : fonctionnement à vide.....	34
II.7.2 Interprétation des résultats.....	36
II.7.3 deuxième cas : fonctionnement en charge.....	36
II.7.4 Interprétation des résultats.....	38
II.8 Modélisation de l'Alimentation de la MASDE.....	39
II.8.1 Introduction.....	39
II.8.2 Modélisation de l'onduleur à commande MLI.....	39
II.9 Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de Tension.....	43
II.9.1 Résultats de simulation.....	43
II.9.2 Interprétations des résultats.....	45
Conclusion.....	45
 Chapitre III : Commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile	
Introduction.....	46

III.1. Principe de la commande vectorielle.....	46
III.2. Procède d'orientation du flux.....	47
III.3 Différents méthodes de la commande vectorielle.....	49
III.3.1. Méthode directe.....	49
III.3.2. Méthode indirecte.....	49
III.4 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse.....	50
III.4.1 Identification des paramètres des régulateurs PI.....	53
III.4.2 Le bloc de la commande FOC appliquée sur la MASDE.....	56
III.5. Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse.....	58
III.5.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse.....	59
III.5.2 Résultats de simulation.....	60
III.5.3 Interprétations des résultats.....	61
III.6 Fonctionnement en génératrice.....	62
III.6.1 Résultats de simulation.....	62
III.6.2 Interprétation des résultats.....	64
Conclusion.....	65
Conclusion générale.....	66
Références bibliographiques	

Annexe

Introduction générale

Actuellement, les machines à courant alternatif occupent une place importante dans la production de l'énergie électrique et les entraînements électriques. Ces machines ont remplacé les machines à courant continu, grâce à leur simplicité de construction.

Les machines asynchrones sont utilisées beaucoup plus en moteur, et les machines synchrones en générateur. Cependant durant ces dernières années, les recherches dans le domaine des énergies renouvelables ont conduit à l'introduction des machines asynchrones comme générateur, pour leurs avantages, notamment en ce qui concerne l'absence du collecteur mécanique.

La croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance, ont conduit à utiliser les machines multi-phasées (dont le nombre de phases est supérieur à trois) pour segmenter la puissance. En plus de cet avantage, les machines multiphasées présentent plusieurs autres avantages tel que l'amélioration de la fiabilité et du facteur de puissance. A travers ces avantages, la machine multiphasée est utilisée dans plusieurs applications surtout dans le domaine des fortes puissances, entre autre, dans la production éolienne d'énergie électrique.[1]

Cependant, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur : la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique sa commande.

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 modernes. 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 industriels de hautes performances. On cite à titre d'exemple la commande vectorielle.

Actuellement les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'étude, l'analyse et la commande des machines multiphasées, en particulier, la machine asynchrone double étoile qui nécessite une double alimentation triphasée statorique.

Notre objectif dans ce mémoire c'est d'étudier et de modéliser la machine asynchrone double étoile afin de lui appliquer les techniques de commande, particulièrement la commande vectorielle. Le but de cette commande est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée

au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. Pour régler la vitesse de la machine indépendamment de la charge appliquée, on fait appel à des régulateurs classiques de type PI. Les performances de ce dernier restent souvent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander (non linéarité, variation des paramètres...).

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons la MASDE, ainsi que ses avantages et ses inconvénients et son domaine d'utilisation, tout en se basant sur les différentes génératrices utilisées dans les systèmes éoliens.

Le second chapitre, est consacré à la modélisation de la MASDE. Après une description de la machine, nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la MASDE, en second lieu le modèle biphasé plus simple basé sur la transformation de Park. Nous commentons enfin les résultats de simulation après illustration et visualisation.

Dans le dernier chapitre, est dédié à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE. Un aperçu sur le principe de la commande vectorielle ainsi qu'un rappel sur ses différentes méthodes. Par la suite, nous passons tout d'abord à l'application de la méthode indirecte avec l'alimentation de la machine par onduleurs de tension à commande M.L.I. Nous commentons enfin les résultats de simulation avec des régulateurs classique PI après l'illustration et la visualisation.

Finalemment, Nous terminons notre travaille par une conclusion générale.

[1] Elkheir Merabet , “ Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile ” Mémoire de Magister en Électrotechnique Université de Batna , Soutenue le : 04 /06 / 2008

[2] M. Bernard, “Historique des machines électromagnétiques et particulièrement les machines a réluctance variable,” Revue 3E.In°3. pp. 3–8, Juin 1995.

[3] D. Hadiouche, ’’contribution à l’étude de la machine asynchrone double étoile modélisation, alimentation et structure’’, Thèse de doctorat de l’Université Henri Poincaré, Nancy-1., soutenue 20 décembre 2001.

[4] D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug, ’’ Modelling of a double-star induction motor with an arbitrary shift angle between its three phase windings ’’, EPE-PEMC2000, Kosice.

[5] H. AMIMEUR, ’’ Contribution à la Commande d’une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement’’, mémoire d’ingénieur, Université de BATNA 2008.

[6] A. Mireki, Etude comparative de chaînes de conversion d’energie dédiées à une éolienne de petite puissance, Thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Avril 2005.

[7] 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.

[8] L. Abdelhamid, R. Abdessemed, H. Amimeur, E. Merabet, “Étude des performances des génératrices utilisées dans les systèmes éoliens,” International Conférence on Renewable Energy ICRE’07, University of Bejaia, pp. 1–6 (CDROM),25–27 November 2007.

[9] S. Kato, N. Hoshi, K. Oguchi, “A low cost system of variable-speed cascaded induction generators for small hydroelectricity,” Conference Record of the IEEE Industriel Applications Conference, pp. 1419–1425, 2001.

- [10] S. Kato, N. Hoshi, K. Oguchi, "Analysis of power electronics systems including cascaded induction machines with modified nodal analysis," IEEE PCC-Osaka, pp. 282–287, 2002.
- [11] F. Poitiers, Étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne, Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, France, 2006.
- [12] O. Ojo, I. E. Davidson, "PWM-VSI inverter-assisted stand-alone dual stator winding induction generator," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 6, pp. 1604–1611, November/December 2000.
- [13] L. Lingshun, H. Yuwen, H. Wenxin, "Optimal design of dual stator-winding induction generator with variable speed based on improved genetic algorithm," Proceedings of the Eighth Conference on Electrical Machines and Systems, pp. 2343–2348, 2005.
- [14] G. K. Singh, K. B. Yadav, R. P. Saini, "Modeling and analysis of multi-phase (six phase) self-excited induction generator," IEEE proceedings, The Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS'2005, China, pp. 1922–1927, 2005.
- [15] G. K. Singh, "Modeling and experimental analysis of a self-excited six-phase induction generator for stand-alone renewable energy generation," Renewable Energy, Article in Press Science Direct, Elsevier Science, pp. 1–17, 2007.
- [16] Hassen Badi, El-Harrach 'Étude du Générateur Asynchrone pour l'utilisation dans la production de l'énergie éolienne , thèse d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique , Ecole Nationale Polytechnique', 10, AV., Algérie, 2007.
- [17] D. Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug, "Study and simulation of space vector PWM control of double-star induction motors," IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico., pp. 42–47, October 2000.
- [18] H. Razik, "Modelling of double star induction motor for diagnosis purpose," In IEEE. pp. 907–912, 2003.

- [19].E. A. Klingshirn, "High phase order induction motors—Part I – Description and theoretical consideration," IEEE Trans Pow App Syst., vol. PAS-102, no. 1, pp 47–53, Jan 1983.
- [20] S. Eric, "Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques polyphasés, généralisation de la méthode des vecteurs d'espace," Thèse de doctorat de l'Université de Lille., Lille, 2000.
- [21] V. Pant, G. K. Singh, S. N. Singh, "Modeling of a multi-phase induction machine under fault condition," IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99., pp. 92–97, Hong Kong, July 1999.
- [22] R. Abdessamed, M. Kadjoudj, "Modélisation des machines électriques", Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [23] B. Hansruedi, "Convertisseurs statiques", Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1991.
- [24]E. Merabet et A. Belayali, "Commande par logique floue d'une machine asynchrone à double stator", mémoire d'ingénieur, université de M'sila, 2005.
- [25]G.K.Singh,K.Nan,S.K.Lim ; " A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine," IEEE Transactions on Industrial Electronics, August 2005.
- [26] CHEKKAL Samira , HAMITOUCHE Kamel "Etude,Identification,Modélisation et commande de la Machine Asynchrone Double Etoile" mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique Université A. Mira – BEJAIA ,2008.

Introduction

Ce chapitre permettra d'une part de présenter l'histoire des machines électriques, les caractéristiques de la machine asynchrone double étoile, ses avantages et inconvénients et son principe de fonctionnement. D'autre part, un aperçu sur les différentes configurations des systèmes de conversion d'énergie éolienne, basées sur les différentes génératrices électriques les plus couramment rencontrées dans la littérature, sont décrites.

I.1 Histoire des machines électriques

En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique, et en 1822 Peter Barlow lui adjoint une roue dentée.

En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. En pareille, le Russe Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène. L'année suivante, Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Paxi, ont réalisé la génératrice à courant continu.

En 1836 l'Anglais Hyde Clarke réalise une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Paxi/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur.

En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable.

En 1848 apparaissaient les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m. Ces moteurs furent utilisés pour les applications industrielles.

En 1860 la compagnie "l'Alliance" fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes.

En 1865 l'Italien Antonio Paccinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré.

En 1888 Nikola Tesla a inventé le premier moteur à courant alternatif, qui a eu un rôle majeur dans le développement de l'industrie électrique. En 1889 l'Allemand Michael Dolivo-Dobrowolski réalise la première machine asynchrone triphasée, cette dernière domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente

par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, la moins couteuse, la moins exigeante en termes d'entretien, présente un taux de défaillance très peu élevé, fabriquée en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances ...etc [2].

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance [3].

I.2 Description de la machine asynchrone à double étoile

La machine asynchrone à double étoile 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 [3].

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:

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (I.1)$$

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de paire de pôles identique à celui du stator.

La structure électrique du rotor est supposée un rotor à cage d'écureuil constitué des barres conductrices court circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques).

Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuse, robuste, facile d'emploi nécessitant un entretien limité.

Le rotor tourne à une vitesse ω différente de ω_s pour cette raison, la cage rotorique devient le siège d'un système des forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes

trois courants rotoriques. Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

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

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (L'étoile 1 alimentée par des courants triphasés et l'étoile 2 alimentée par les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle α). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques « f_s » c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme « ω_s ». Elle est définie comme suit [5].

$$\omega_s = \frac{f_s}{p} [rd/s] \quad (I.2)$$

Ces deux Champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse « ω_r ». Inférieure à celle du synchronisme ($\omega_r < \omega_s$) ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (I.3)$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport:

$$g = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (I.4)$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement :



Fig. (I.1) : Modes de fonctionnement suivant le glissement.

I.4 Applications de la machine asynchrones à double étoile

Généralement les machines asynchrones à double étoile sont utilisées comme des génératrices dans le domaine de la production de l'énergie électrique.

La machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux (Figure. I.2)

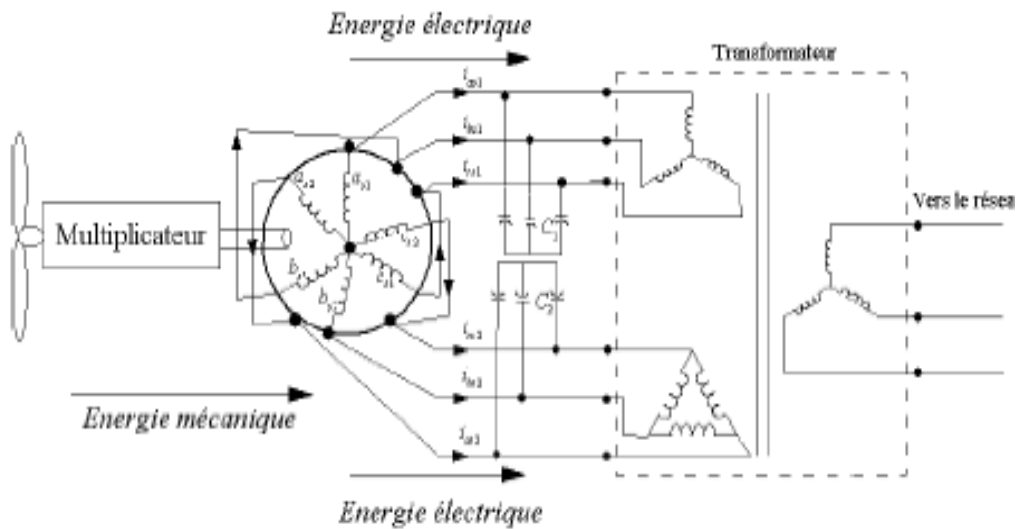


Fig. I.2 Exemple d'application d'une machine asynchrone double étoile.

I.5 Avantages des Machines asynchrones doubles étoiles

La machine asynchrone double étoile présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles parmi ces avantages en site [3] :

➤ ***Segmentation de puissance***

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

La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours [1].

➤ ***Amélioration de la fiabilité***

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

Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à $(n_{ph} - 3)$ phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension équilibré .

Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine [1].

➤ **Minimisation des ondulations des courants et du couple**

Pour pouvoir comparer les harmoniques du couple électromagnétique on considère deux machines l'une conventionnelle et l'autre double étoile alimentées par des tensions non sinusoïdales.

L'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamentale est principalement créée par des harmoniques cinq et sept de temps. Ces harmoniques existent dans la machine triphasée, par contre dans la machine double étoile, ils sont naturellement éliminés [1].

I.6 Inconvénients des machines asynchrone double étoile

La machine asynchrone double étoile présente des inconvénients tels que [5] :

-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.7 Différentes génératrices utilisées dans les systèmes éoliens

I.7.1 Systèmes éoliens utilisant les génératrices synchrones et celles à aimants permanents (GS et GSAP)

Les machines synchrones sont connues pour offrir des couples très importants à dimensions géométriques convenables. Elles peuvent être utilisées en entraînement direct sur les turbines éoliennes. Néanmoins, les systèmes de ce type possèdent aussi leurs défauts. Les machines synchrones à rotor bobiné demandent un entretien régulier du système bagues et

balais. Le circuit d'excitation de l'inducteur demande la présence du réseau et une fourniture de la puissance réactive (figure I.3) [26].

Les machines synchrones à aimants permanents sont à grand nombre de pôles et permettent de développer des couples mécaniques considérables (figure I.4).

Les systèmes de ce type ont un taux de défaillance jugé faible grâce à la suppression de certaines sources de défaut : suppression du multiplicateur mécanique de vitesse et du système bagues et balais pour les GSAP. La présence obligatoire de l'électronique de puissance permet une régulation simple de la vitesse de rotation et donc une optimisation énergétique efficace [6].

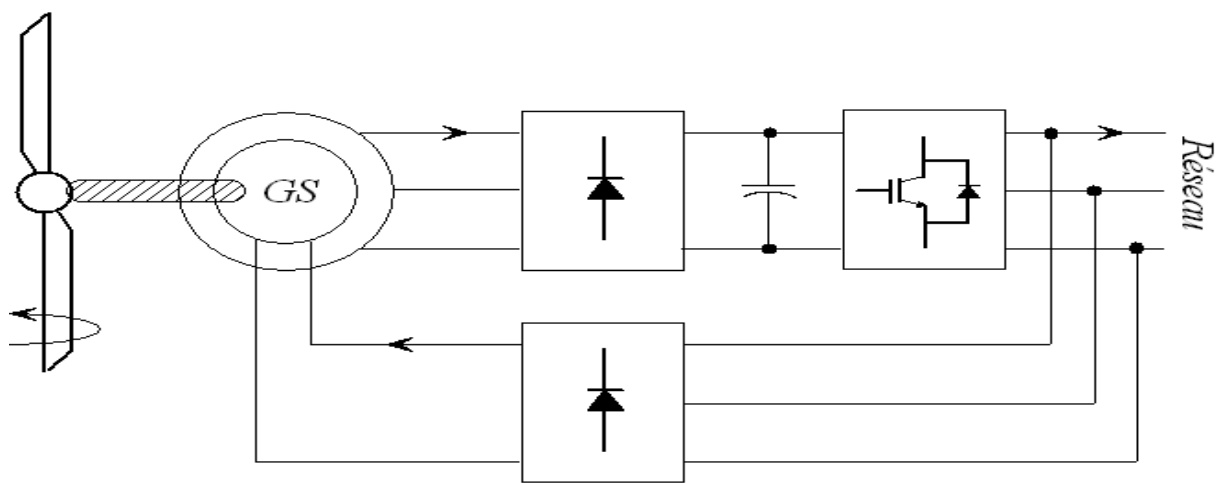


Fig. I.3 – Système éolien basé sur la GS

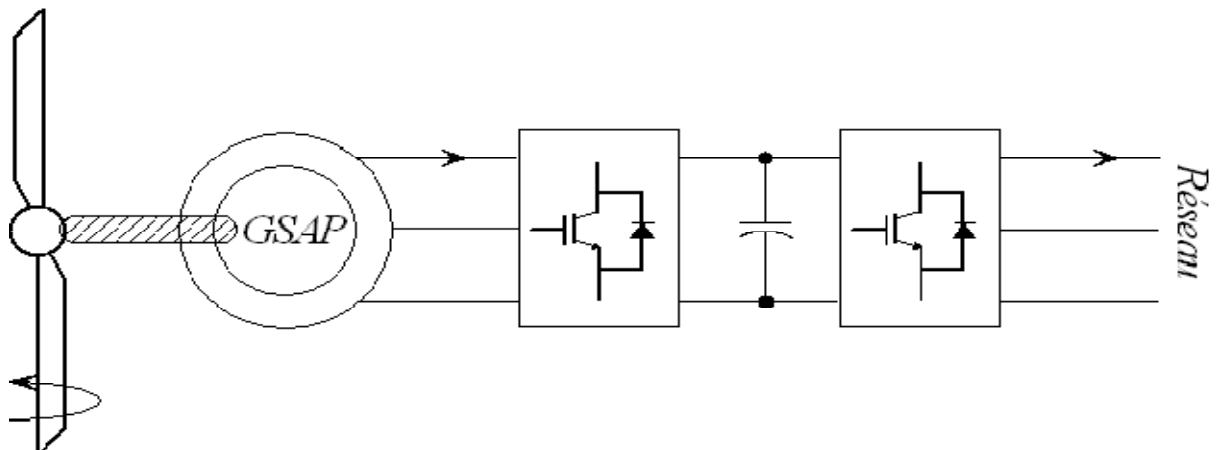


Fig. I.4– Système éolien basé sur la GSAP

I.7.2 Systèmes éoliens utilisant la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA)

Les éoliennes à vitesse variable à couplage électronique par le rotor (figure I.5) sont connectées au réseau par une GADA (rotor bobiné). Le couplage entre l'aéroturbine et la génératrice se fait par le biais d'un multiplicateur mécanique de vitesse. Toutefois, sa robustesse est légèrement diminuée par la présence du système bagues et balais.

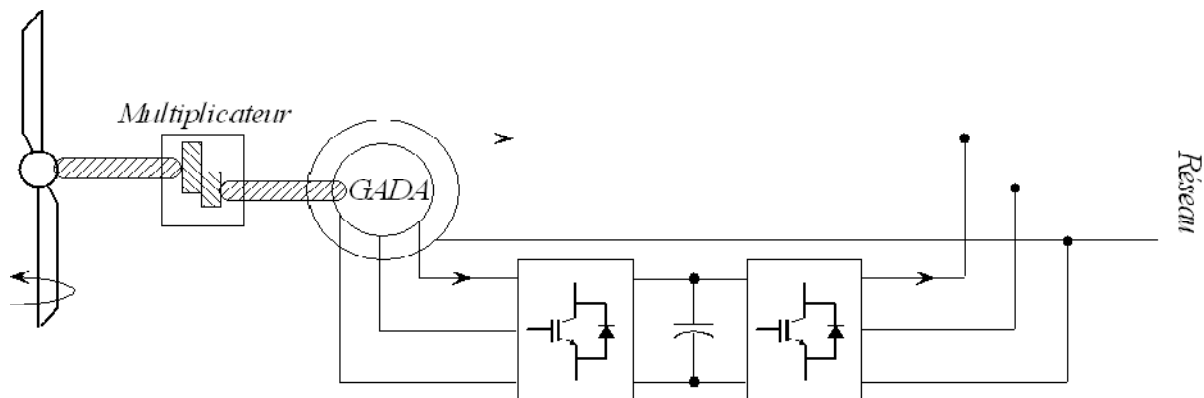


Fig. I.5 – Système éolien basé sur la GADA à couplage électronique par le rotor

La figure 1.6 montre la technologie qui permet une variation limitée de la vitesse à environ de 10% autour de celle de synchronisme par le changement de la résistance rotorique. Outre la plage de variation de vitesse limitée, l'inconvénient de cette solution est la dissipation de la puissance rotorique dans les éléments résistifs [7], [8].

Les travaux de recherche [9] et [10] ont été effectués sur le couplage de deux générateurs. Cependant, la première solution consiste en deux GADA de nombre de paires de pôles P_1 et P_2 couplées mécaniquement et électriquement (figure I.7). Le stator du premier générateur est directement connecté au réseau, alors que l'autre est connecté à ce dernier par l'intermédiaire d'un onduleur.

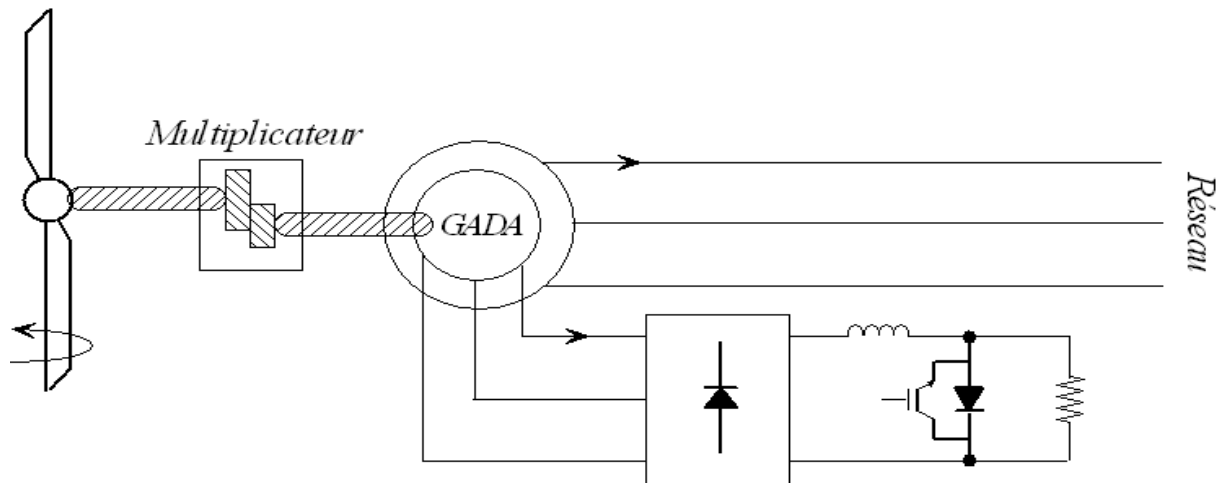


Fig. 1.6 Système éolien basé sur la GADA avec contrôle du glissement par la dissipation de la puissance

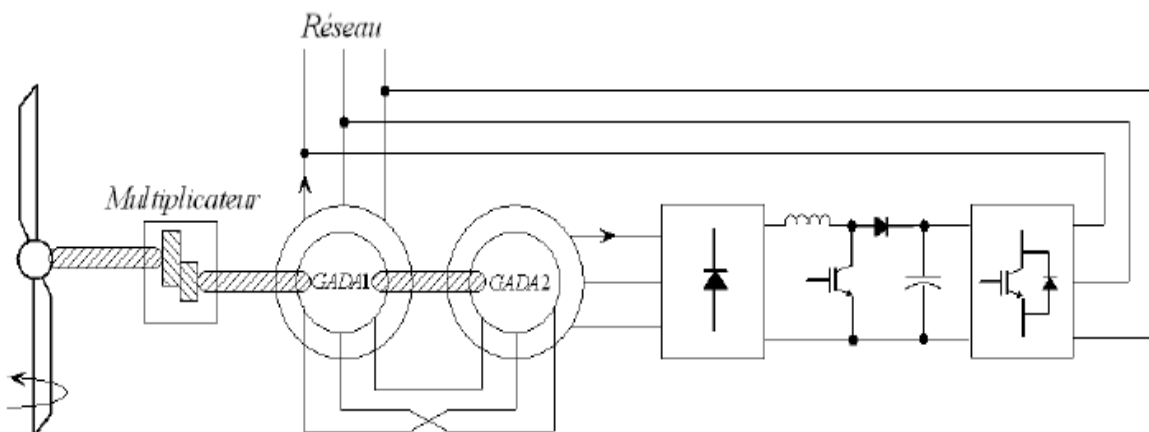


Fig. 1.7 – Système éolien basé sur le couplage en cascade de deux GADA

Une autre solution est celle de coupler deux machines identiques, tout en modifiant la construction de la deuxième en une autre portant deux étoiles décalées d'un angle électrique $\alpha = 30^\circ$, au niveau de son stator (figure I.8).

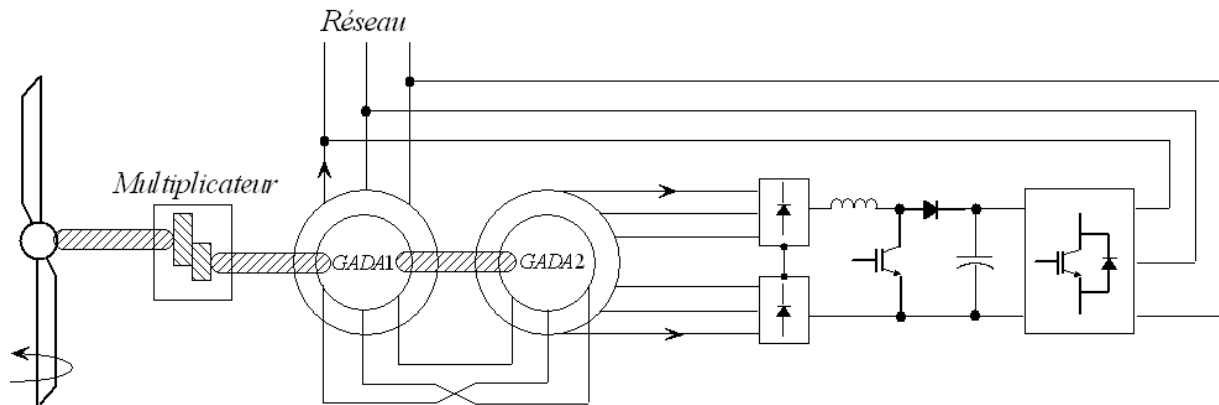


Fig. I.8 Système éolien basé sur le couplage en cascade de deux GADA, la première à une étoile et la seconde à double étoile.

I.7.3 Systèmes éoliens utilisant les génératrices asynchrones à cage (GAS et GASDE)

Les machines électriques asynchrones à cage sont les plus simples à fabriquer et moins coûteuses. Elles ont l'avantage d'être standardisées, fabriquées en grande quantité et dans une très grande échelle de puissance. Elles sont aussi les moins exigeantes en termes d'entretien et présentent un taux de défaillance très peu élevé [6].

Les éoliennes à vitesse fixe sont couplées au réseau via les GAS. Le couplage entre l'aéro-turbine et le générateur se fait aussi par le biais d'un multiplicateur mécanique de vitesse (figure 1.8). Ce système à vitesse fixe, malgré sa simplicité n'exploite pas toute la puissance disponible pour des vitesses de vents élevées. Il est aussi bruyant à cause du système d'orientation des pales qui est souvent en action pour palier les variations de vitesses du vent.

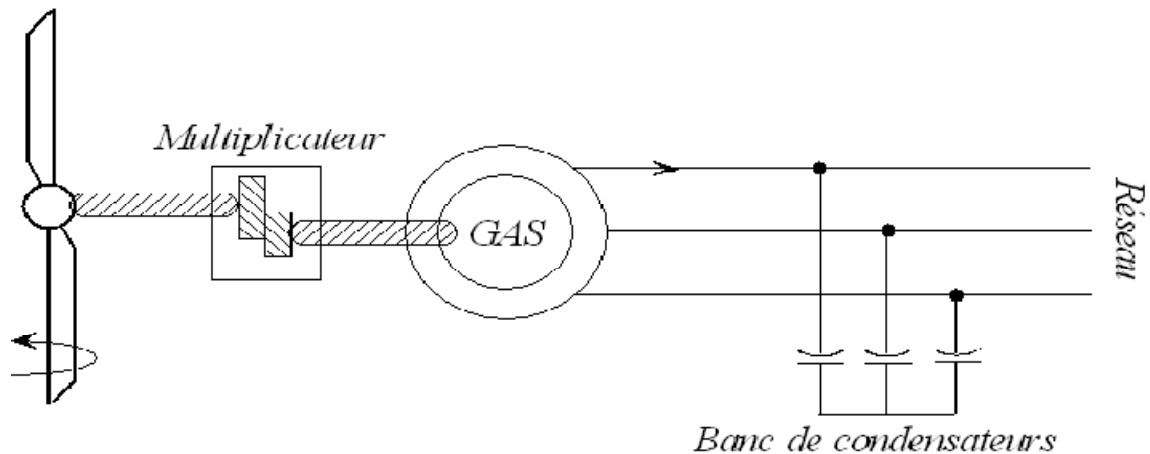


Fig. I.9 Système éolien à couplage direct et à vitesse fixe basé sur la GAS

Une autre solution consiste à utiliser un variateur de fréquence, mais celle-ci est coûteuse du fait qu'elle exige la présence d'un multiplicateur mécanique de vitesse et d'un variateur de fréquence. L'inconvénient du point de vue prix n'a pas permis le développement industriel important de ce type de configuration, cette dernière est rarement utilisée malgré qu'elle autorise un fonctionnement à vitesse variable (figure I.10) [8].

Afin d'améliorer le rendement du système présenté par la figure I.9, certains constructeurs utilisent un autre à base de la GASDE (figure I.11) :

- Une étoile de forte puissance à grand nombre de paires de pôle pour les petites vitesses de vent.
- Une étoile de faible puissance à faible nombre de paires de pôles permettant de fonctionner aux vitesses de vent élevées.

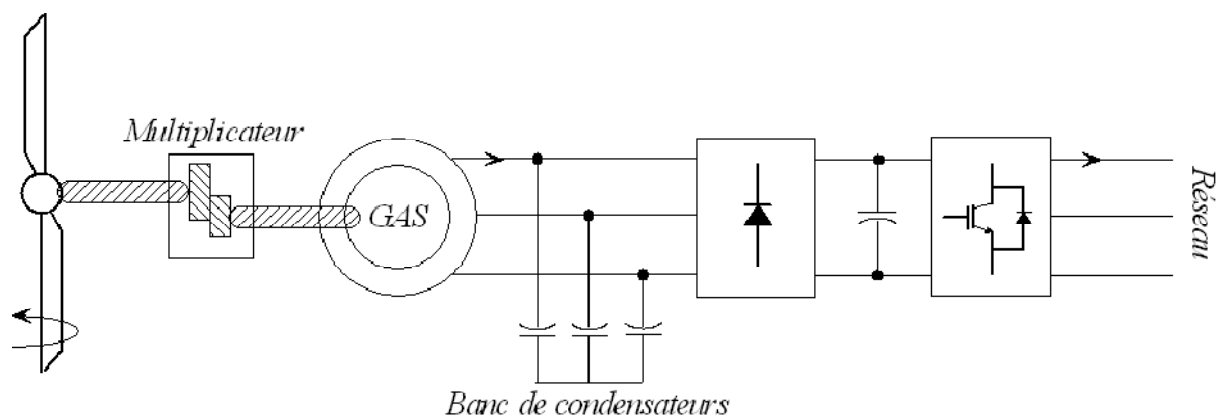


Fig. I.10 Système éolien à couplage électronique et à vitesse variable basé sur la GAS

Ce système (figure I.11) reste intrinsèquement un dispositif à vitesse fixe mais possède deux points de fonctionnements différents. Le bruit ainsi engendré par l'éolienne est alors plus faible pour les petites vitesses de vent car l'angle de calage nécessaire à l'orientation des pales atteint des valeurs moins élevées. La présence d'une deuxième étoile rend la conception de la machine particulière et augmente le cout et le diamètre de façon non négligeable, ce qui représente une augmentation du poids et de l'encombrement de l'ensemble.

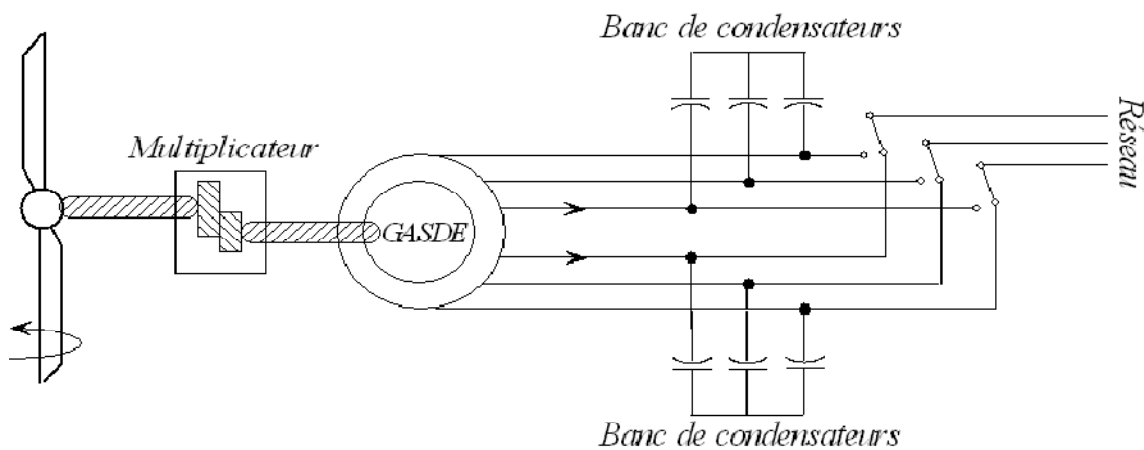


Fig. I.11 Système éolien à vitesse fixe basé sur la GASDE

D'autres travaux de recherche tels que les références [12], [13] et [14], ont étudié et même réalisé expérimentalement par [15] la GAS à deux étoiles (GASDE) de puissance identique.

I.8 Description de la génératrice asynchrone double étoile (GASDE)

La génératrice asynchrone double étoile (GASDE) comme la génératrice asynchrone à cage (GAS), si la vitesse de rotation du rotor est légèrement supérieure à celle du champ magnétique du stator, elle se développe alors une force électromagnétique similaire à celle qui obtenue avec un générateur synchrone, la machine n'engendre pas sa propre énergie d'excitation. Pour cela, il faudra lui apporter cette énergie et stabiliser sa tension de sortie et sa fréquence à travers des condensateurs connectés à la borne du stator [16].

Conclusion

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

Introduction

La modélisation d'un système quelconque est indispensable pour l'étude et la maîtrise de son fonctionnement d'une part, d'autre part lorsqu'on souhaite lui appliquer une commande particulière.

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale de son développement.

Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Ainsi, la modélisation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes. En outre elle est d'un apport précieux en permettant d'une part, de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part, de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

L'étude de la modélisation des machines électriques présente un grand intérêt en raison des impératifs techniques et économiques, conduit à concevoir et à exploiter le matériel au voisinage de ses limites technologiques.

Le modèle de la machine asynchrone double étoile est un système de dix équations Différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation des changements convenables des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone à double étoile (MASDE) basée sur la résolution des équations régissant son fonctionnement en régime dynamique, ainsi que la modélisation du système d'alimentation.

II.1 Description de la machine asynchrone à double étoile

La machine asynchrone double étoile comporte dans le stator deux systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle électrique (dans cette modélisation on prend $\alpha = 30^\circ$) et un rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil. Pour simplifier l'étude, nous considérons les circuits électriques du rotor comme équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit.

La (Figure. II.1) donne la position des axes d'enroulement des neuf phases constituant la machine. Six phases pour le stator et trois phases pour le rotor.

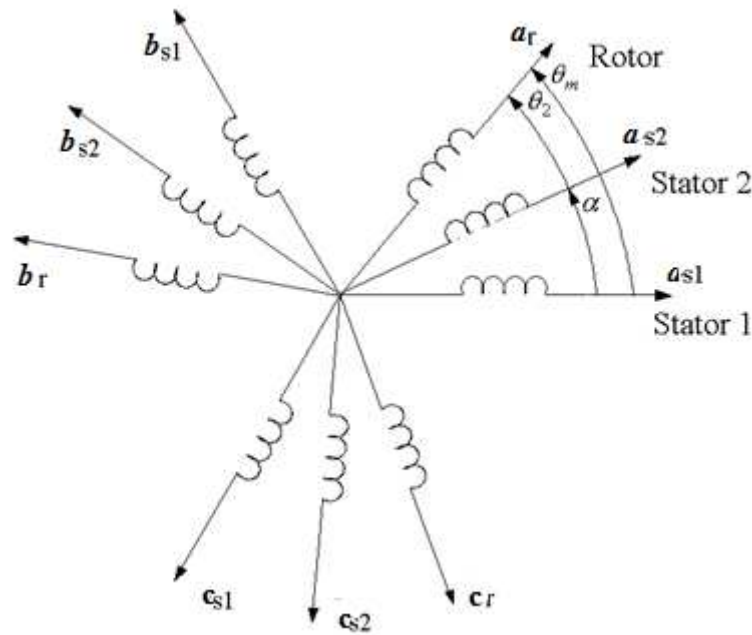


Fig. II.1 – Représentation des enroulements de la MASDE

On notera par l'indice S1 les grandeurs relatives à la première étoile (stator 1) et par l'indice S2 celles relatives à la deuxième étoile (stator 2).

Les phases de la première étoile A_{s1}, B_{s1}, C_{s1} et les phases de la deuxième étoile prennent, A_{s2}, B_{s2}, C_{s2} , les phases rotoriques sont notées par A_r, B_r, C_r

L'angle de décalage entre les deux étoiles est α .

* θ_m Exprime la position du rotor (phase A_r) par rapport à l'étoile 1 (phase A_{s1}).

* θ_2 La position du rotor par rapport à l'étoile 2, ces angles sont définis par les équations suivantes :

$$\theta_m = \Omega_m t + \theta_0 \tag{II.1}$$

$$\theta_2 = \theta_m - \alpha \tag{II.2}$$

Avec Ω_m : la vitesse mécanique du rotor, θ_0 : la position initiale du rotor par rapport au l'étoile 1.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré des courants entrainant la création d'un champ tournant le long de l'entrefer.

Le rapport $g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$ est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator.

La pulsation des courants rotoriques est alors $\omega_r = g\omega_s$

La relation de la vitesse mécanique du rotor Ω_m en fonction de la vitesse de synchronisme Ω_s et du nombre de paires de pôles p de la machine est exprimée comme suit :

$$\Omega_m = (1 - g) \frac{\Omega_s}{p} \quad (II.3)$$

II.2 Hypothèses Simplificatrices d'Étude

Avant de commencer la modélisation de la machine, on prend quelques hypothèses simplificatrices pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la machine à étudier. Ces hypothèses sont données par [17][18].

- Le fonctionnement de la machine est supposé sans saturation du circuit magnétique et on néglige l'effet d'hystérésis ;
- La construction de la machine est supposée homogène c'est-à-dire : la longueur de l'entrefer est constante ;
- Nous admettons de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale ;
- On admettra que les deux enroulements triphasés statoriques sont équilibrés et identiques.

II.3 Modèle Naturel de la machine asynchrone à double étoile

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des vecteurs des grandeurs tension, courant et flux, on peut écrire pour :

Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont :

$$\text{Pour l'étoile } I : \begin{cases} V_{S1} = [v_{as1} \ v_{bs1} \ v_{cs1}]^T \\ I_{S1} = [I_{as1} \ I_{bs1} \ I_{cs1}]^T \\ \phi_{S1} = [\phi_{as1} \ \phi_{bs1} \ \phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (II.4)$$

$$\text{Pour l'\'etoile 2 : } \begin{cases} V_{S2} = [v_{as2} \ v_{bs2} \ v_{cs2}]^T \\ I_{S2} = [I_{as2} \ I_{bs2} \ I_{cs2}]^T \\ \phi_{S2} = [\phi_{as2} \ \phi_{bs2} \ \phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (II.5)$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques sont :

$$\begin{cases} V_r = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^T \\ I_r = [I_{ar} \ I_{br} \ I_{cr}]^T \\ \phi_r = [\phi_{ar} \ \phi_{br} \ \phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (II.6)$$

II.3.1 Équations des tensions

La combinaison de la loi d'Ohm et de la loi de Lenz permet d'\'ecrire les relations suivantes

$$[V_{S1}] = [R_{S1}] [I_{S1}] + \frac{d}{dt} [\phi_{S1}] \quad (II.7)$$

$$[V_{S2}] = [R_{S2}] [I_{S2}] + \frac{d}{dt} [\phi_{S2}] \quad (II.8)$$

$$[V_r] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (II.9)$$

II.3.2 Équations des flux

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

$$[\phi_{S1}] = [L_{S1,S1}][I_{S1}] + [M_{S1,S2}][I_{S2}] + [M_{S1,r}][I_r] \quad (II.10)$$

$$[\phi_{S2}] = [L_{S2,S2}][I_{S2}] + [M_{S2,S1}][I_{S1}] + [M_{S2,r}][I_r] \quad (II.11)$$

$$[\phi_r] = [M_{r,S1}][I_{S1}] + [M_{r,S2}][I_{S2}] + [L_{r,r}][I_r] \quad (II.12)$$

$[R_{s1}]$, $[R_{s2}]$, $[R_r]$: les matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques respectivement :

$$\begin{cases} [R_{s1}] = R_{s1}[ID]_{3 \times 3} \\ [R_{s2}] = R_{s2}[ID]_{3 \times 3} \\ [R_r] = R_r[ID]_{3 \times 3} \end{cases} \quad (II.13)$$

Avec :

$[ID]_{3 \times 3}$: La matrice identité d'ordre 3 ;

R_{s1} : La résistance d'une phase de la 1ere étoile ;

R_{s2} : La résistance d'une phase de la 2eme étoile ;

R_r : La résistance d'une phase du rotor.

Les sous matrices des inductances dans les équations (II.10), (II.11) et (II.12) sont exprimés comme suit :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (II.14)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (II.15)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (II.17)$$

$$[M_{S1,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + 2\pi/3) & \cos(\theta_m + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_m + 4\pi/3) & \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_m + 2\pi/3) & \cos(\theta_m + 4\pi/3) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

$$[M_{S2,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + 2\pi/3) & \cos(\theta_2 + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_2 + 4\pi/3) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_2 + 2\pi/3) & \cos(\theta_2 + 4\pi/3) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (II.19)$$

$$[M_{S2,S1}] = [M_{S1,S2}]^T ; [M_{Sr,S1}] = [M_{S1,r}]^T ; [M_{r,S2}] = [M_{S2,r}]^T$$

Avec :

L_{S1} : L'inductance propre de la 1^{er} étoile.

L_{S2} : L'inductance propre de la 2^{eme} étoile.

L_r : L'inductance propre d'une phase du rotor .

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

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

M_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

II.3.3 Équation mécanique

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

$$\frac{d}{dt} \Omega_m = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - k_f \Omega_m) \quad (II.20)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \Omega_m \quad (II.21)$$

Avec :

J : le moment d'inertie de la machine

C_{em} : le couple électromagnétique ;

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

k_f : le coefficient de frottement.

Couple électromagnétique

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

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_{S1}]^T \\ [I_{S2}]^T \\ [I_r]^T \end{bmatrix} \left[\frac{\delta}{\delta \theta_m} \begin{bmatrix} [L_{S1,S1}] & [M_{S1,S2}] & [M_{S1,r}] \\ [M_{S2,S1}] & [L_{S2,S2}] & [M_{S2,r}] \\ [M_{r,S1}] & [M_{r,S2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \right] \begin{bmatrix} [I_{S1}] \\ [I_{S2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (II.22)$$

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes :

$[M_{S1,r}]$ et $[M_{S2,r}]$ dépendent de θ_m ce qui donne une expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation (II.22).

$$C_{em} = [I_{S1}]^T \frac{\delta}{\delta \theta_m} \{ [M_{S1,r}] [I_r] \} + [I_{S2}]^T \frac{\delta}{\delta \theta_m} \{ [M_{S2,r}] [I_r] \} \quad (II.23)$$

Les équations (II.7), (II.8), (II.9), (II.10), (II.11), (II.12), (II.20), (II.21) et (II.23), forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées.

II.4 Modélisation de la Machine

II.4.1 Introduction

Le modèle de la MASDE établi précédemment ne nous permet pas d'étudier les régimes transitoires de la MASDE cette partie a l'objet d'étudier ces régimes. Plusieurs modèles ont été écrit dans ce contexte. On cite le modèle avec l'utilisation des composantes symétriques [19], de la théorie du vecteur d'espace [20] et du modèle de Park [21].

Ces modèles ont pour objet de réduire le modèle naturel en un modèle simple qui traduit le fonctionnement de la machine. Dans cette étude on applique le modèle de Park.

II.4.2 Modèle de Park

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

Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé à celui du biphasé ou inversement [22].

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (od, oq). La (Figure. II.2) représente la transformation d'un système triphasé à un système biphasé.

Dans la transformation algébrique, on utilise la matrice suivante pour le passage du système triphasé au système biphasé (II.24) et pour le passage inverse on utilise (II.25).

$$[A_P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.24)$$

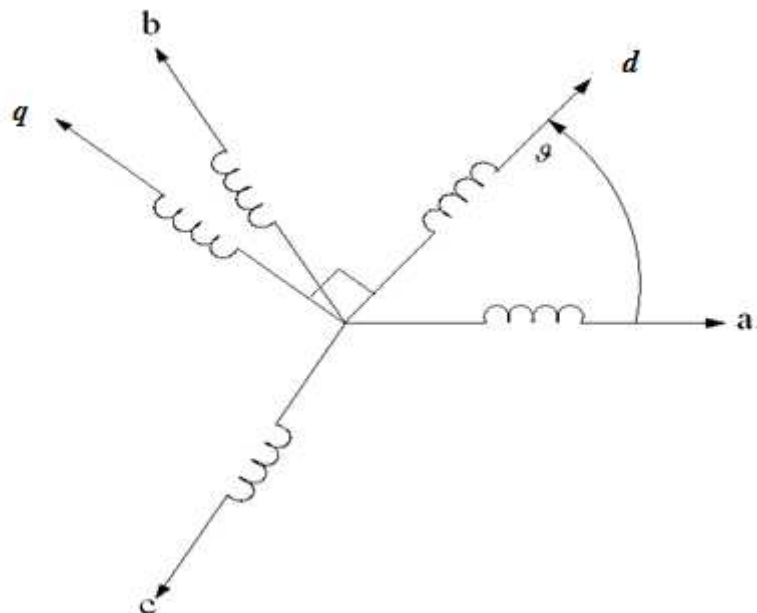


Fig. II.2 : Transformation de Park.

$$[A_P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.25)$$

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[G_{dqo}] = [A_P] [G_{abc}] \quad (II.26)$$

$$[G_{abc}] = [A_P]^{-1} [G_{dqo}] \quad (II.27)$$

Avec : $[G_{abc}]$ est le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré, $[G_{dqo}]$ le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé.

II.4.3 Application de la transformation de Park à la MASDE

II.4.3.1 Équations des tensions

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions (II.7), (II.8) et (II.9), on obtient :

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{coord}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{S2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{(coord-\alpha)}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (II.29)$$

Pour le rotor :

Le rotor étant en court-circuit c'est-à-dire que $V_{ar} = V_{br} = V_{cr} = 0$.

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{Sr} & 0 & 0 \\ 0 & R_{Sr} & 0 \\ 0 & 0 & R_{Sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{rcoor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

Avec :

θ_{coor} : L'angle constitué par les axes A_{s1} , d.

$\theta_{rcoor} = \theta_{coor} - \theta_m$: L'angle constitué par les axes A_r , d (Fig. II.3) .

$\frac{d}{dt} \theta_{coor} = \omega_{coor}$: La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1 ;

$\frac{d}{dt} \theta_{rcoor} = \omega_{rcoor}$: la vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor.

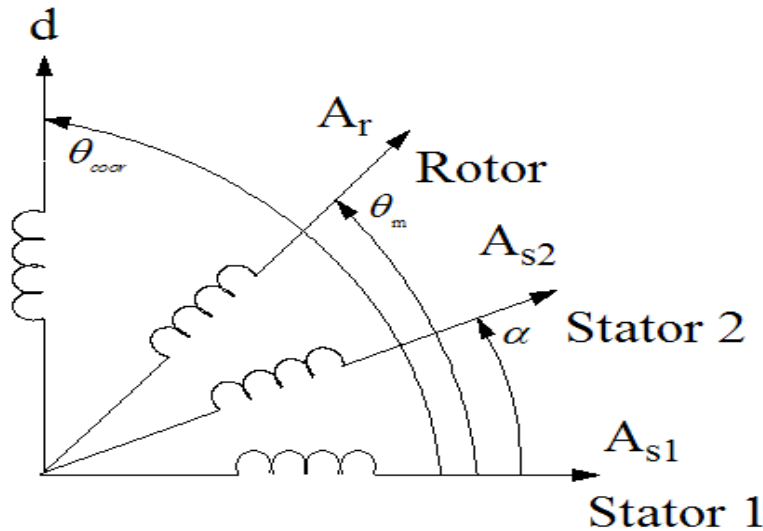


Fig. II.3 : Représentation des axes en transformation de Park.

Sous forme d'équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1} = R_s i_{ds1} + \frac{d}{dt} \phi_{ds1} - \omega_{coor} \phi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_s i_{qs1} + \frac{d}{dt} \phi_{qs1} + \omega_{coor} \phi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_s i_{ds2} + \frac{d}{dt} \phi_{ds2} - \omega_{coor} \phi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_s i_{qs2} + \frac{d}{dt} \phi_{qs2} + \omega_{coor} \phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (II.31)$$

II.4.3.2 Équations des flux

Comme pour l'application de transformation de Park sur les équations des tensions, on applique cette transformation sur les équations des flux, on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2} M_{sr}i_{dr} \\ \phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2} M_{sr}i_{qr} \\ \phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr}i_{dr} \\ \phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr}i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2} L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2} M_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr}i_{ds2} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2} M_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr}i_{qs2} \end{array} \right. \quad (II.32)$$

On a:

$$\frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{mr} = \frac{3}{2} M_{sr} = L_m \quad (II.33)$$

L_m : L'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor. Le système d'équations (II.32) est réécrit comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds2} + i_{ds1} + i_{dr}) \\ \phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs2} + i_{qs1} + i_{qr}) \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (II.34)$$

Avec :

$L_{s1} + L_m$: L'inductance propre cyclique de l'étoile 1 ;

$L_{s2} + L_m$: L'inductance propre cyclique que de l'étoile 2 ;

$L_r + L_m$: L'inductance propre cyclique du rotor.

II.4.3.3 Équation mécanique

Lors de changement du repère, il faut trouver l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère.

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante :

$$P_{abs}=[V_{S1}]^T [I_{S1}]+[V_{S2}]^T [I_{S2}] \tag{II.35}$$

Ce qui donne :

$$P_{abs}=V_{as1}i_{as1}+V_{bs1}i_{bs1}+V_{cs1}i_{cs1}+V_{as2}i_{as2}+V_{bs2}i_{bs2}+V_{cs2}i_{cs2} \tag{II.36}$$

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire alors :

$$P_{abs}=V_{ds1}i_{ds1}+V_{qs1}i_{qs1}+V_{ds2}i_{ds2}+V_{qs2}i_{qs2} \tag{II.37}$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans le système d'équations (II.37) par leurs expressions dans l'équation (II.31), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$\begin{aligned}
 P_{abs} &= \underbrace{R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2}_{\text{terme1}} \\
 &+ \omega_{\text{coor}} \underbrace{(\phi_{ds1}i_{qs1} - \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs2}i_{ds2})}_{\text{terme2}} \\
 &+ \underbrace{\frac{d\phi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt}i_{qs2}}_{\text{terme3}}
 \end{aligned} \tag{II.38}$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- Le premier terme est identifiable aux pertes Joules ;
- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance Mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme universelle :

$$P_{em} = \Omega C_{em}$$

Avec

Ω : La vitesse de rotation mécanique du rotor.

C_{em} : Le couple électromagnétique développé.

On a dans l'expression de la puissance absorbée (II.38) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \omega_{\text{coor}} (\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (II.39)$$

D'après l'équation (II.39) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante

$$C_{em} = p (\phi_{ds1} i_{qs1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs1} i_{ds1} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (II.40)$$

Avec: p est le nombre de paires de pôles de la machine

II.5 Choix du Référentiel

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

II.5.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{\text{coor}} = 0$). Dans ce cas, la phase A_{s1} et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne et de ne pas nécessiter une transformation vers le système réel.

L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

II.5.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r donc ($\omega_{\text{coor}} = \omega_r$).

L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor.

II.5.3 Référentiel lié au champ tournant

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

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

II.6 Modèle de la Machine

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

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\phi_{ds1} - \omega_s\phi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\phi_{qs1} + \omega_s\phi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\phi_{ds2} - \omega_s\phi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\phi_{qs2} + \omega_s\phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r)\phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r)\phi_{dr} \end{array} \right. \quad (II.41)$$

II.6.1 Mise sous forme d'équation d'état

Le flux magnétisant ϕ_m est la somme des deux flux magnétisants direct ϕ_{md} et quadratique ϕ_{mq} d'ou :

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{md}^2 + \phi_{mq}^2} \tag{II.42}$$

Les deux expressions des flux magnétisants en fonction des courants statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{cases} \phi_{md} = L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{mq} = L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \tag{II.43}$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (II.43) dans le système d'équations (II.34), on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \phi_{md} \\ \phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \phi_{mq} \\ \phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \phi_{md} \\ \phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + \phi_{mq} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + \phi_{md} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + \phi_{mq} \end{cases} \tag{II.44}$$

A partir de l'équation (II.44) on tire :

$$\begin{cases} i_{ds1} = (\phi_{ds1} - \phi_{md}) / L_{s1} \\ i_{qs1} = (\phi_{qs1} - \phi_{mq}) / L_{s1} \\ i_{ds2} = (\phi_{ds2} - \phi_{md}) / L_{s2} \\ i_{qs2} = (\phi_{qs2} - \phi_{mq}) / L_{s2} \\ i_{dr} = (\phi_{dr} - \phi_{md}) / L_r \\ i_{qr} = (\phi_{qr} - \phi_{mq}) / L_r \end{cases} \tag{II.45}$$

En remplaçant les courants du système d'équations (II.45) par leur expression dans le système d'équations (II.41), on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} = v_{ds1} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} (\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} = v_{qs1} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} (\phi_{qs1} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{ds1} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} = v_{ds2} - \frac{R_{S2}}{L_{S2}} (\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs2} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} = v_{qs2} - \frac{R_{S2}}{L_{S2}} (\phi_{qs2} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \phi_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{dr} - \phi_{md}) + \omega_{gl} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{qr} - \phi_{mq}) - \omega_{gl} \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (II.46)$$

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

A partir de l'équation (II.34), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{md} = L_a (\phi_{ds1}/L_{S1} + \phi_{ds2}/L_{S2} + \phi_{dr}/L_r) \\ \phi_{mq} = L_a (\phi_{qs1}/L_{S1} + \phi_{qs2}/L_{S2} + \phi_{qr}/L_r) \end{array} \right. \quad (II.47)$$

Ou :

$$L_a = \frac{1}{\left(\frac{1}{L_{S1}}\right) + \left(\frac{1}{L_{S2}}\right) + \left(\frac{1}{L_r}\right) + \left(\frac{1}{L_m}\right)} \quad (II.48)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (II.34) dans (II.40), on obtient :

$$C_{em} = PL_m [(i_{qs1} + i_{qs2}) i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) i_{qr}] \quad (II.49)$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (II.34). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (II.50)$$

Les courants rotoriques sont

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_m+L_r} [\phi_{dr} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = \frac{1}{L_m+L_r} [\phi_{qr} - L_m(i_{qs1} + i_{qs2})] \end{cases} \quad (II.51)$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (II.49), on aura :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m+L_r} [\phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (II.52)$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants ($\phi_{md}, \phi_{mq},$) dans (II.46) et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équation

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} = v_{ds1} + \frac{L_a - L_{S1}}{T_{S1}L_{S1}} \phi_{ds1} + \omega_s \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{S1}L_{S1}} \phi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{S1}L_r} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} = v_{qs1} - \omega_s \phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{S1}}{T_{S1}L_{S1}} \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{S1}L_{S1}} \phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{S1}L_r} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} = v_{ds2} + \frac{L_a - L_{S1}}{T_{S1}L_{S1}} \phi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{S2}L_{S1}} \phi_{ds1} + \omega_s \phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{S2}L_r} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} = v_{qs2} - \omega_s \phi_{ds2} + \frac{L_a - L_{S2}}{T_{S2}L_{S2}} \phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{S2}L_{S1}} \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{S2}L_r} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{dr} = \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \phi_{dr} + \frac{L_a}{T_r L_{S1}} \phi_{ds1} + \frac{L_a}{T_r L_{S2}} \phi_{ds2} - \omega_{gl} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} = \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \phi_{qr} + \frac{L_a}{T_r L_{S1}} \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_r L_{S2}} \phi_{qs2} - \omega_{gl} \phi_{dr} \end{cases} \quad (II.53)$$

En mettant le système d'équations (II.53) sous forme d'équations d'état.

$$\dot{X} = AX + BU \quad (II.54)$$

$X = [\phi_{ds1} \ \phi_{qs1} \ \phi_{ds2} \ \phi_{qs2} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]^T$: Vecteur d'état ;

$U = [v_{ds1} \ v_{qs1} \ v_{ds2} \ v_{qs2}]^T$: Vecteur de commande (vecteur d'entrée).

D'après le calcul matriciel, nous aboutissons aux matrices suivantes :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_{S1}}{T_{S1}L_{S1}} \omega_s & \frac{L_a}{T_{S1}L_{S2}} 0 & \frac{L_a}{T_{S1}L_r} 0 \\ -\omega_s \frac{L_a - L_{S1}}{T_{S1}L_{S1}} & 0 \frac{L_a}{T_{S2}L_{S1}} & 0 \frac{L_a}{T_{S1}L_r} \\ \frac{L_a}{T_{S2}L_{S1}} 0 & \frac{L_a - L_{S2}}{T_{S2}L_{S2}} \omega_s & \frac{L_a}{T_{S2}L_{S1}} 0 \\ 0 \frac{L_a}{T_{S2}L_{S1}} & -\omega_s \frac{L_a - L_{S2}}{T_{S2}L_{S2}} & 0 \frac{L_a}{T_{S2}L_r} \\ \frac{L_a}{T_rL_{S1}} 0 & \frac{L_a}{T_rL_{S1}} 0 & \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} W_{gl} \\ 0 \frac{L_a}{T_rL_{S1}} & 0 \frac{L_a}{T_rL_{S2}} & -\omega_{gl} \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} \end{bmatrix} \quad (II.55)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.56)$$

Avec :

$T_{S1} = \frac{L_{S1}}{R_{S1}}$: Constante de temps statorique de la première étoile

$T_{S2} = \frac{L_{S2}}{R_{S2}}$: Constante de temps statorique de la deuxième étoile ;

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

II.7 Simulation Numérique

La résolution numérique des équations différentielles (II.53), (II.20) et (II.52) a été faite à l'aide d'une programmation sous l'environnement Matlab.

Les paramètres de la machine utilisée (les deux étoiles sont indiquées). Annexe (A).

L'étude des performances de la machine alimentée directement par un réseau triphasé a été faite pour deux cas : à vide et en charge.

II.7.1 Premier cas :

- fonctionnement à vide

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement à vide $C_r = 0$.

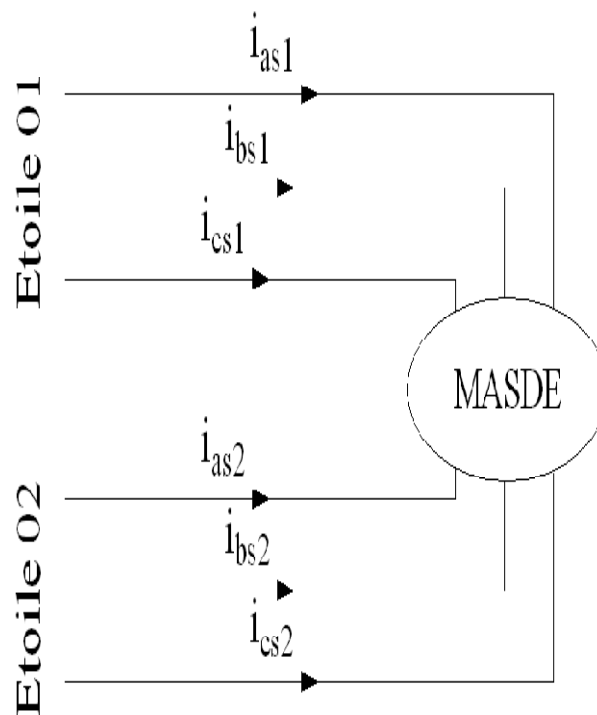


Fig. II.4 : L'alimentation directe de la MASDE.

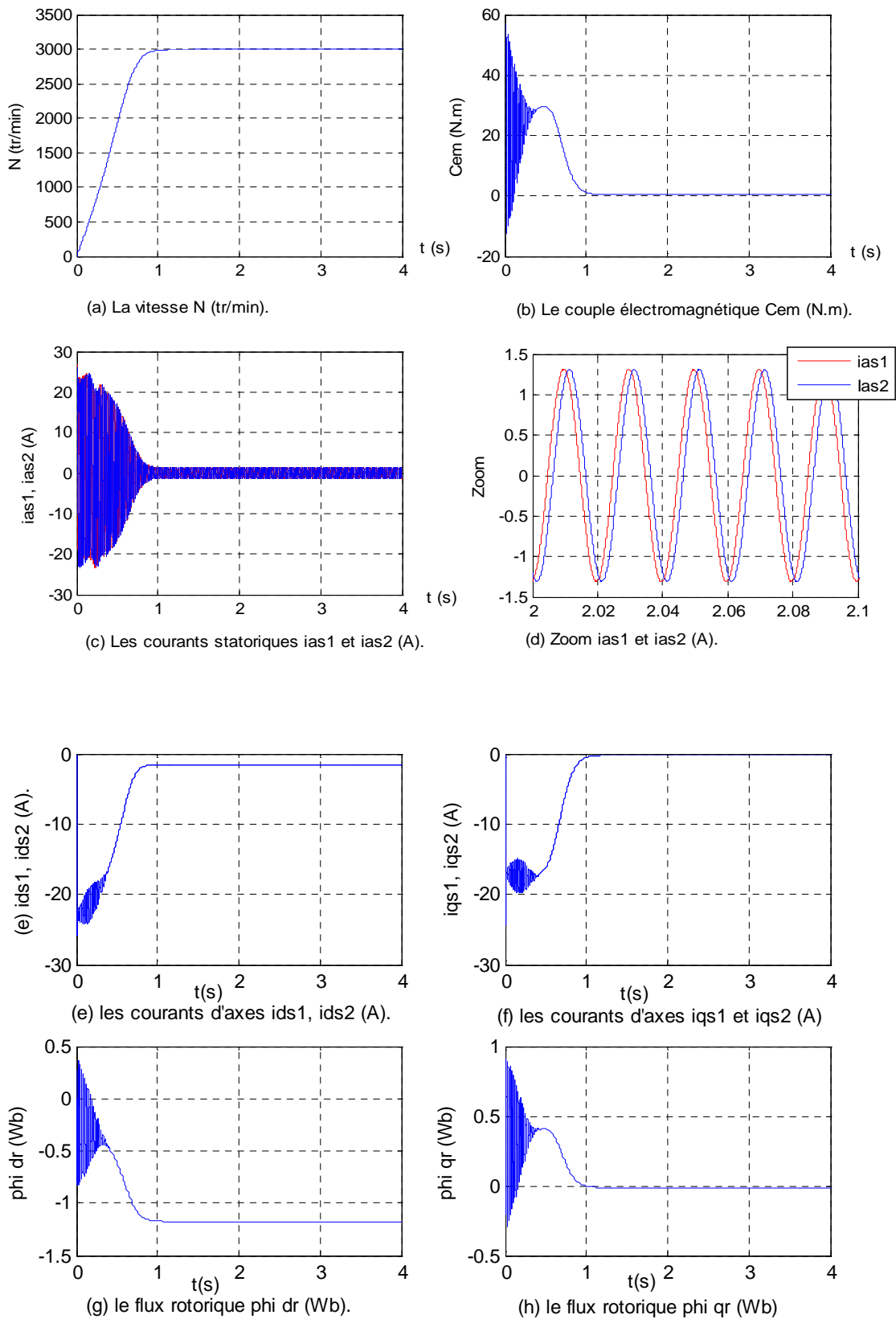


Fig. II.5 – Performances de la MASDE à vide.

II.7.2 Interprétation des résultats

Les performances de la conduite de la machine asynchrone double étoile en fonctionnement à vide montrent que :

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse figure (II.5.a) augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint presque 2995 tr/min très proche de celle du synchronisme à $t= 1.1s$ début du régime permanent.

Le couple électromagnétique figure (II.5.b), au début atteint sa valeur maximale de 57.07N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.5s où il rejoint 29.75N.m, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à $t= 1.2s$ a sa valeur minimale de 0.313N.m, qui est due aux frottements.

Les courants statoriques i_{as1} et i_{as2} (étoiles 1 et 2) figure (II.5.c) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 ou 5 fois le courant nominal, leurs valeurs sont de l'ordre de 26 A pour permettre au couple électromagnétique de varier l'inertie de la machine, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante d'une valeur de 1.3A figure (II.5.d) au régime permanent

Les deux courants d'axe d ont la même forme (les deux étoiles sont identiques). Ces courants sont de signe négatif et se stabilise à la valeur -1.5 A figure (II.5.e).

Même chose pour les deux courants d'axe q, sauf que la valeur de courant en régime établi est presque nulle figure (II.5.f). On remarque de faible oscillations au niveau de ces derniers durant approximativement 0.4s.

L'évolution des flux rotoriques figure (II.5.g) et figure(II.5.h) est presque identique à celle du couple électromagnétique, en fin du régime transitoire, les flux selon les deux axes (d, q) se stabilisent respectivement à $-1.17Wb$ et à $-0.013Wb$ (tend vers une valeur nulle).

II.7.3 deuxième cas :**- fonctionnement en charge**

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'une application d'un couple résistant $C_r=14$ à l'instant $t=2s$.

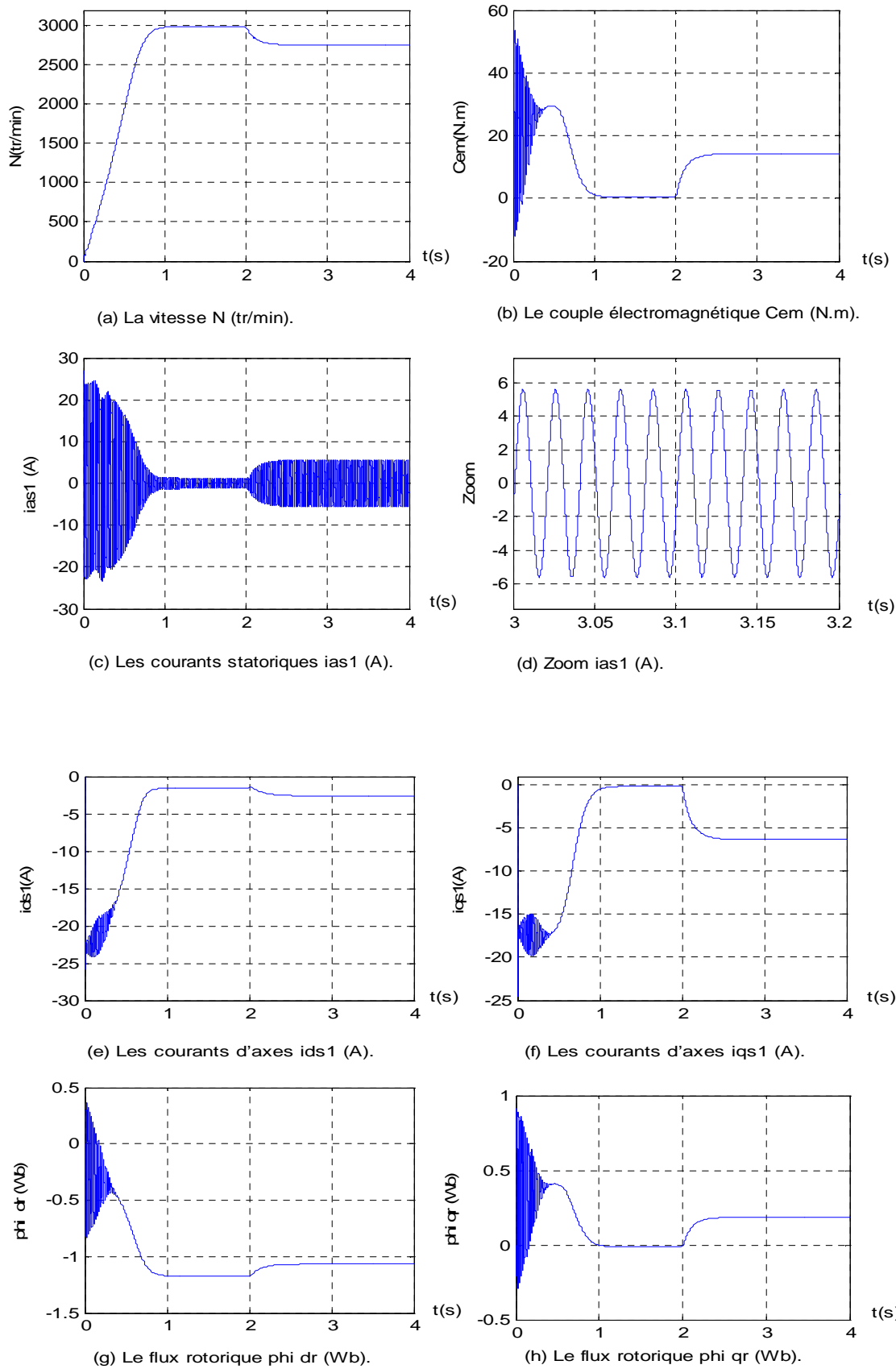


Fig. II.6 – Performances de la MASDE en charge.

II.7.4 Interprétation des résultats

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

On constate les mêmes performances qu'au démarrage.

La vitesse de rotation chute jusqu'à atteindre la valeur $N = 2753 \text{ tr/min}$ vitesse nominale figure(II.6.a).

Le couple électromagnétique compense le couple de charge et aussi les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de 14.28 N.m légèrement supérieur au couple de charge, figure (II.6.b).

Le courant de l'étoile 1 i_{as1} atteint au démarrage la même valeur qu'en fonctionnement à vide ; à l'insertion de la charge, le courant augmente et atteint une valeur crête 5.6 A , figure(II.6.c), figure (II.6.d).

Les courants d'axes i_{ds1} et i_{qs1} à l'instant $t = 2 \text{ s}$ diminuent.

Le courant i_{ds1} atteint la valeur -2.6 A , alors que i_{qs1} atteint la valeur -6.35 A , figure (II.6.e) figure (II.6.f).

Le flux ϕ_{dr} lors de l'application de la charge, augmente de -1.17 Wb à -1.06 Wb figure (II.6.g), alors que le flux ϕ_{qr} augmente de -0.29 Wb à 0.18 Wb figure (II.6.h).

Pour maintenir la vitesse de rotation constante indépendamment de la charge appliquée, on applique une commande particulière.

Le réglage de la vitesse du rotor de la MASDE se réalise logiquement par une action simultanée sur la fréquence et sur la tension statorique.

Par conséquent, pour se donner les moyens à cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée.

II.8 Modélisation de l’Alimentation de la MASDE**II.8.1 Introduction**

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

II.8.2 Modélisation de l’onduleur à commande MLI

Les onduleurs deviennent de plus en plus importants dans le domaine de l’électronique de puissance. Les entraînements électriques à vitesse variable font également de plus en plus appel aux onduleurs.

L’onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation. Pour les puissances élevées, on utilise les transistors ou les thyristors GTO surtout dans le domaine des entraînements électriques à vitesse variable et pour les puissances moins élevées on utilise les transistors à commutation.

Pour alimenter la MASDE, on utilise deux onduleurs triphasés symétriques (Fig. II.7).

Pour modéliser l’onduleur, on doit distinguer d’une part les tensions de branches v_{10} , v_{20} et v_{30} mesurées par rapport à la borne (-) de la tension continue E , la tension d’entrée de l’onduleur. D’autres part, il y a les tensions de phases v_a , v_b et v_c mesurées par rapport au neutre N . Ces dernières sont formées par une charge triphasée symétrique, (les enroulements statoriques étoile 1 de la MASDE par exemple).

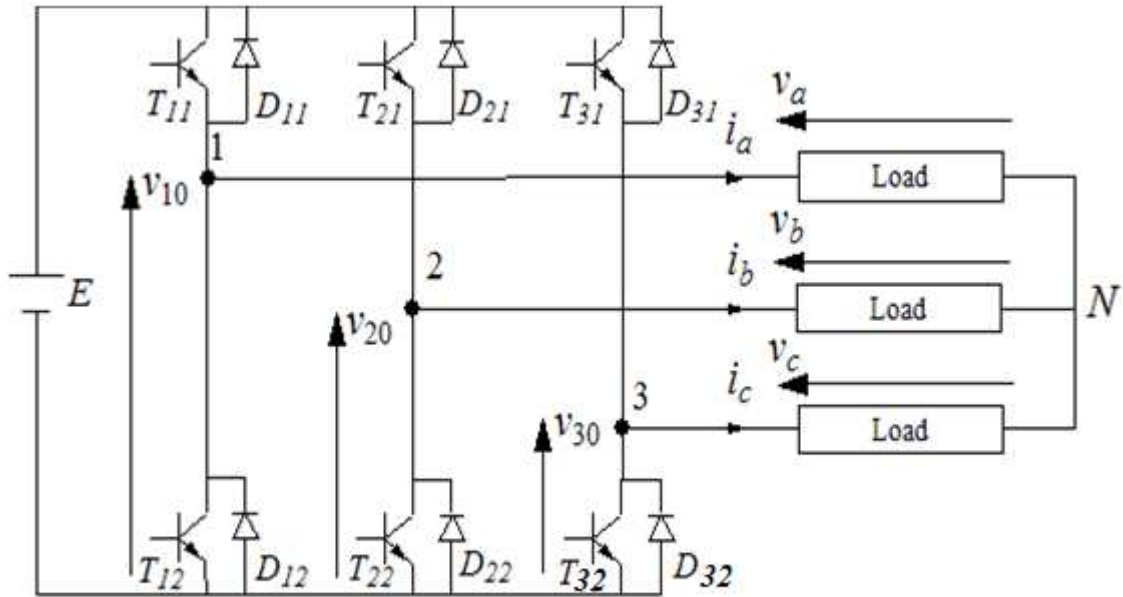


Fig. II.7 – Schéma de principe de l’onduleur triphasé.

Chaque interrupteur (transistor + diode) (Fig. II.7), (K_{ij} $i = 1, 2$ ou 3 $j = 1$ ou 2), supposé idéaliser. On peut établir les relations :

$$\begin{cases} V_{10} - V_a + V_b - V_{20} = 0 \\ V_{10} - V_a + V_c - V_{30} = 0 \end{cases} \quad (II.57)$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2V_{10} - 2V_a + V_b + V_c - V_{20} - V_{30} = 0 \quad (II.58)$$

Dans une charge triphasée équilibré la somme des courants i_a , i_b et i_c doit être nulle. Même chose pour les tensions des phases. Il existe donc la condition

$$V_a + V_b + V_c = 0$$

Dans (II.58), on peut remplacer $V_b + V_c$ par $-V_a$ et on tire.

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(2V_{10} - V_{20} - V_{30}) \\ V_b = \frac{1}{3}(-V_{10} + 2V_{20} - V_{30}) \\ V_c = \frac{1}{3}(-V_{10} - V_{20} + V_{30}) \end{cases} \quad (II.59)$$

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs K_{ij} les tensions de branche v_{j0} peuvent être égales à E ou à 0. On introduit d'autres variables $f_{11}, f_{21},$ et $f_{31},$ qui prennent 1 (fermée) ou 0 (bloquée) pour les interrupteur K_{i1} respectivement. L'équation (II.59) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (II.60)$$

Stratégie de commande

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs , on fait appel à la technique **MLI** (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et d'une tension de modulation triangulaire.

Les six signaux des références pour les deux onduleurs sont donnés par les équations suivantes :

$$v_{ks1ref} = V_m \sin[2\pi ft - 2(j - 1)\pi/3] \quad \text{Pour l'onduleur 1} \quad (II.61)$$

$$v_{ks2ref} = V_m \sin[2\pi ft - 2(j - 1)\pi/3 - \alpha] \quad \text{Pour l'onduleur 2}$$

Avec: $k = a, b$ ou $c, j = 1, 2$ ou $3.$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$v_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \frac{t}{T_P} - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_P}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \frac{t}{T_P} + 3 \right] & \text{si } \frac{T_P}{2} < t \leq \frac{T_P}{2} \end{cases} \quad (II.62)$$

La commande **MLI** de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres suivants :

L'indice de modulation "m" est égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$)

Le coefficient de réglage en tension "r" est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{V_m}{V_{pm}}$).

La technique **MLI** est basée sur la comparaison des signaux de références avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

Pour l'onduleur N°1

$$\begin{aligned} \text{Si } V_{as1ref} \geq v_p(t) & \quad f_{11} = 1 \quad \text{sinon} \quad f_{11} = 0 \\ \text{Si } V_{bs1ref} \geq v_p(t) & \quad f_{21} = 1 \quad \text{sinon} \quad f_{21} = 0 \\ \text{Si } V_{cs1ref} \geq v_p(t) & \quad f_{31} = 1 \quad \text{sinon} \quad f_{31} = 0 \end{aligned} \quad (II.63)$$

Pour l'onduleur N°2

$$\begin{aligned} \text{Si } V_{as2ref} \geq v_p(t) & \quad f_{12} = 1 \quad \text{sinon} \quad f_{12} = 0 \\ \text{Si } V_{bs2ref} \geq v_p(t) & \quad f_{22} = 1 \quad \text{sinon} \quad f_{22} = 0 \\ \text{Si } V_{cs2ref} \geq v_p(t) & \quad f_{32} = 1 \quad \text{sinon} \quad f_{32} = 0 \end{aligned} \quad (II.64)$$

II.9- Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension

La (Figure. II.8) représente l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension Triphasés à commande MLI, les tensions de référence sont purement sinusoïdales.

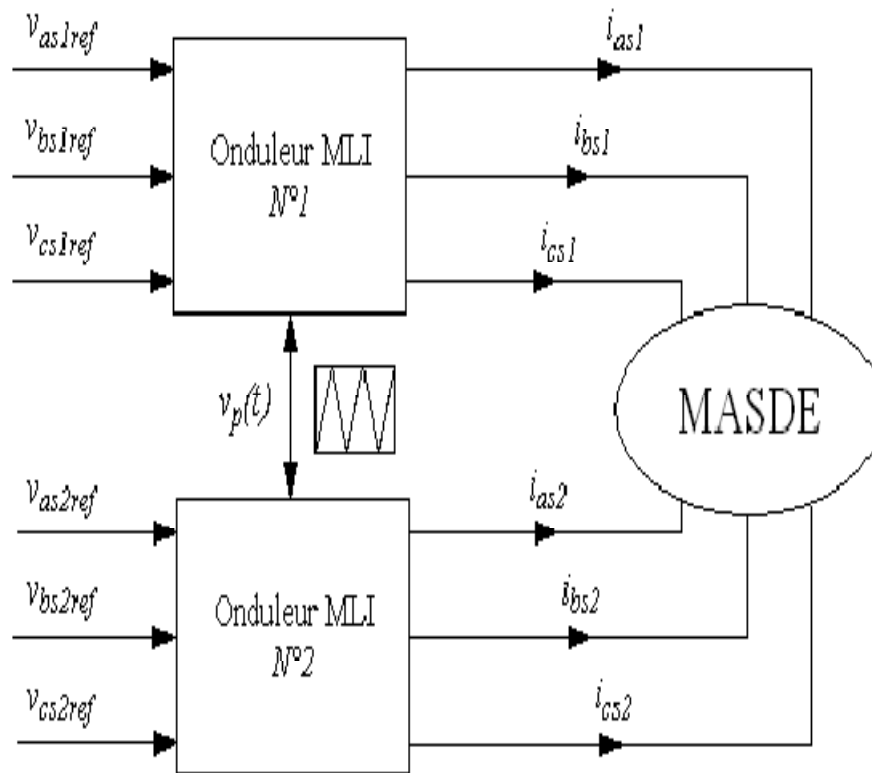


Fig. II.8 – Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.

II.9.1 Résultats de simulation

La simulation numérique est effectuée pour l'indice de modulation $m = 21$ et le coefficient de réglage en tension $r = 0,8$. Le fonctionnement est en charge avec $Cr = 14 \text{ N.m}$.

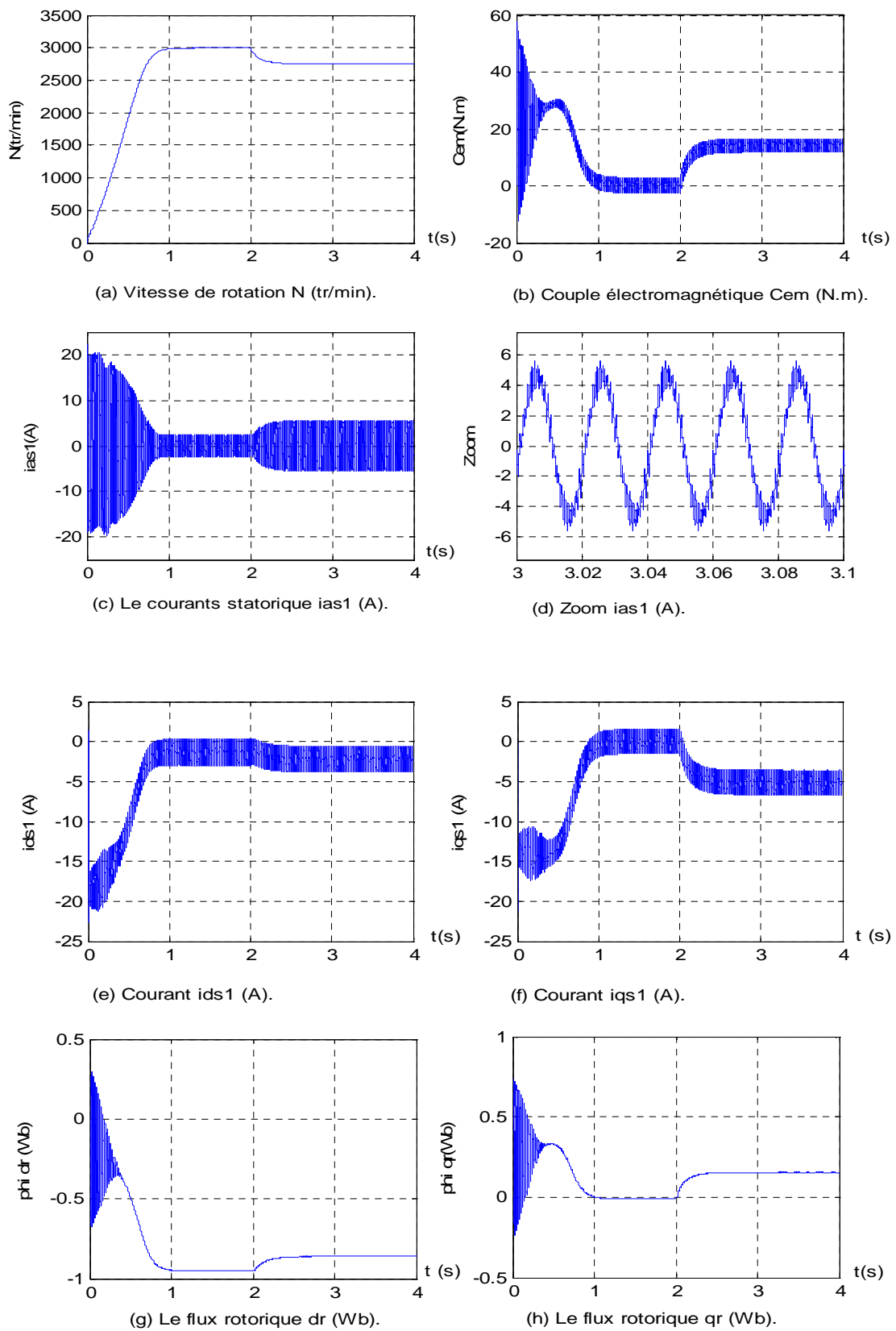


Fig. II.9 – Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge.

II.9.2 Interprétations des résultats

Les résultats de simulation sont similaires aux résultats de paragraphe (II.8.3), en termes de valeurs des différentes grandeurs (courant en charge, couple et vitesse en régime établi etc.), mais avec la présence d'harmoniques au niveau du courant i_{as1} , du couple électromagnétique C_{em} , des courants des axes i_{ds1} et i_{qs1} et au niveau des flux rotoriques d'axes d et q ϕ_{dr} et ϕ_{qr} .

Ces harmoniques sont dus à la présence des onduleurs de tension.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone double étoile en utilisant la transformation de Park, de même que la modélisation de l'alimentation présentée par deux onduleurs de tension à deux niveau commandés par la stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Les résultats de simulation numérique montrent la nécessité de réguler la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée.

L'objectif du chapitre suivant est la régulation de vitesse par la commande vectorielle.

Introduction

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ou la position. Parmi les commandes scalaires proposées pour la commande de la machine on cite la commande $\frac{v}{f}$ constante qui consiste à contrôler le couple par le glissement fréquentiel et le flux par le rapport de la tension d'alimentation à la fréquence. Toutefois, ce type de commande ne peut pas donner des performances dynamiques appréciables à basse vitesse.

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

Dans le présent chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sur la MASDE. Cependant, nous présentons en premier lieu un rappel sur son principe et les différentes méthodes de la commande vectorielle, nous donnons ensuite l'application de ces dernières sur la MASDE, et nous allons enfin commenter les performances apportées par ce type de réglage après l'obtention et l'illustration des résultats de simulation.

III.1. Principe de la commande vectorielle

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

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine Asynchrone double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée figure (III.1).

En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit I_a contrôle le couple et le courant inducteur I_f contrôle le flux.

L'expression du couple électromagnétique de la machine a courant continu est donné par :

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

Avec :

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

I_a : Courant d'induit.

K, K' : Constantes.

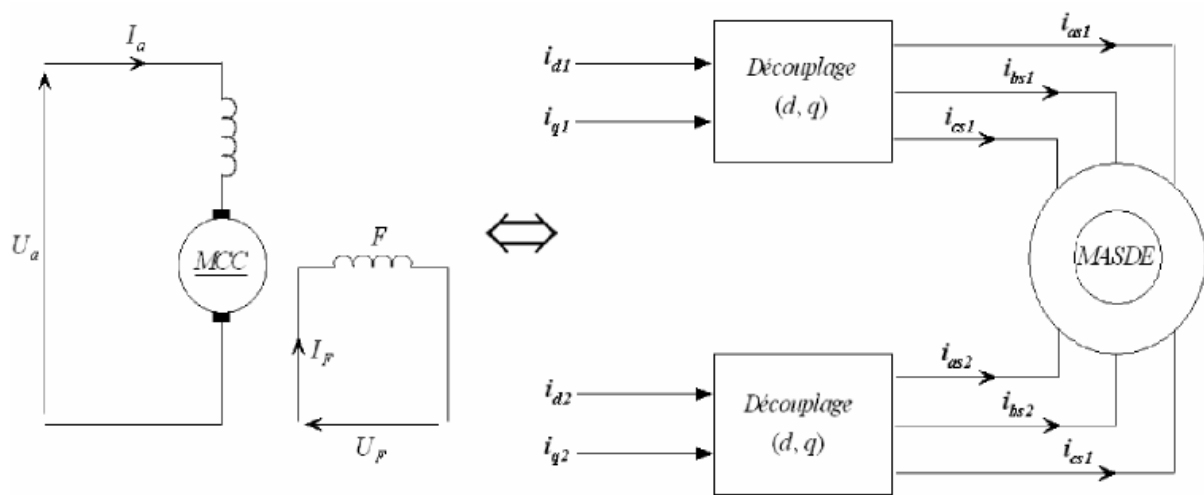


Figure (III.1) : Le principe de la commande vectorielle.

III.2. Procède 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) . Nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction désirée du flux (statorique, rotorique ou entrefer). Il existe trois types de référentiel :

1. Orientation du flux rotorique: $\phi_{dr} = \phi_r \phi_{qr} = 0$ (III.2)

1. Orientation du flux statorique: $\phi_{ds} = \phi_s \phi_{qs} = 0$ (III.3)

1. Orientation du flux d'entrefer: $\phi_{dm} = \phi_m \phi_{qm} = 0$ (III.4)

Chapitre III Commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile

L'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone à double étoile est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (III.5)$$

Avec :

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

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

$$\phi_{dr} = \phi_r$$

$$\phi_{qr} = 0$$

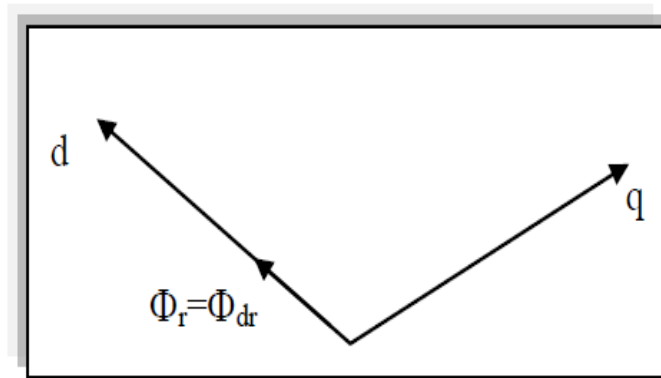


Figure (III.2) : L'orientation du flux rotorique sur l'axe d.

L'équation (III.5) devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2})] = K \phi_r i_{qs} \quad (III.6)$$

Avec :

$$K = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad \text{et} \quad i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}$$

D'après l'équation (III.6) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée.

On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone à double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

III.3 Différentes méthodes de la commande vectorielle

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone à double étoile, il existe deux méthodes : directe et indirecte.

III.3.1. Méthode directe

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quel que soit le régime de fonctionnement.

Pour cela deux procédés sont utilisés :

1. la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur, l'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles.
2. l'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [24]

III.3.2. Méthode indirecte

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

III.4 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 où la position du flux est déduite de la relation donnant la vitesse du glissement. La figure III.3 représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.

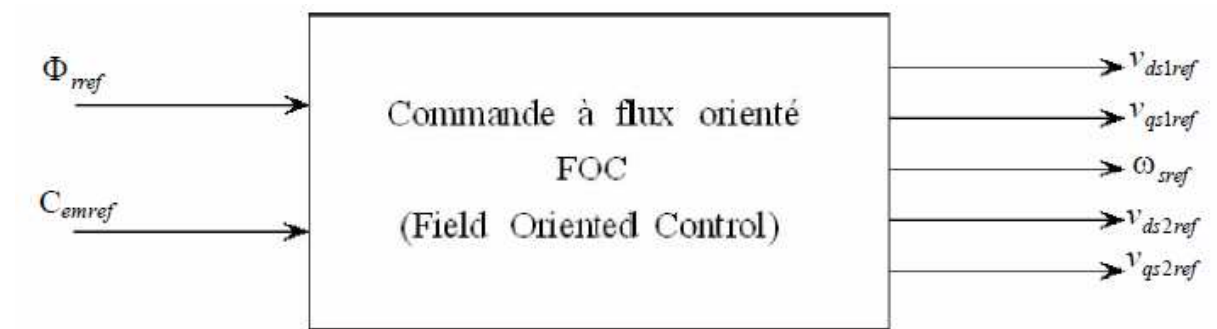


Fig.III.3 Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)

En considérant comme grandeurs de références de flux rotorique ϕ_r , et le couple C_{emref} , et en exprimant que :

$$\phi_{dr} = \phi_{rref} \quad (III.7)$$

$$\phi_{qr} = 0 \quad (III.8)$$

$$p\phi_{rref} = 0 \quad (III.9)$$

Avec :

$$p = \frac{d}{dt} \text{ Opérateur de la place}$$

En remplaçant (III.7) et (III.9) dans les équations des tensions rotoriques (II.41), on obtient :

$$R_r i_{dr} = 0 \rightarrow i_{dr} = 0 \quad (III.10)$$

$$R_r i_{qr} + \omega_{glref} \phi_{rref} = 0 \rightarrow i_{qr} = -\frac{\omega_{glref} \phi_{rref}}{R_r} \quad (III.11)$$

Et à partir des équations (II.51), on trouve :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{rref} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (\text{III.12})$$

$$i_{qr} = - \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})] \quad (\text{III.13})$$

En introduisant (III.12) et (III.13) dans le système d'équations des flux statoriques (II.34), on aura [24] :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \phi_{rref} \\ \phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \phi_{rref} \\ \phi_{qs2} = \lambda_1 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

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

En substituant (III.10) dans (III.12), on tire :

$$\phi_{rref} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (\text{III.15})$$

A partir de l'équation (III.2) on trouve

$$L_m (i_{qs1} + i_{qs2}) = - (L_m + L_r) i_{qr} \quad (\text{III.16})$$

En remplaçant (III, 14) et (III, 16) dans le système d'équations des tensions statoriques on obtient :

$$\begin{cases} v_{ds1ref} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} p i_{ds1} - \omega_{sref} (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \\ v_{qs1ref} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} p i_{ds1} + \omega_{sref} (L_{s1} i_{ds1} + \phi_{rref}) \\ v_{ds2ref} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} p i_{ds2} - \omega_{sref} (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \\ v_{qs2ref} = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} p i_{ds2} + \omega_{sref} (L_{s2} i_{ds2} + \phi_{rref}) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Avec:

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{et} \quad \omega_{glref} = \omega_{sref} - \omega_r$$

Chapitre III Commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile

En introduisant l'équation (III.13) dans (III.11), on tire :

$$\omega_{glref} = \frac{R_r L_m (i_{qs1} + i_{qs2})}{\phi_{rref} (L_m + L_r)} \quad (III.18)$$

A partir de la relation (III.2), on trouve :

$$(i_{qs1} + i_{qs2}) = \frac{C_{emref} (L_m + L_r)}{\phi_{rref} p L_m} \quad (III.19)$$

Le système d'équations électriques (III.17) montre que les tensions ($v_{ds1ref}, v_{qs1ref}, v_{ds2ref}$) et v_{qs2ref} influent en même temps sur les composantes des courants statoriques direct et en quadratures ($i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}$) donc sur le flux et sur le couple tels que :

$$\begin{cases} v_{ds1r} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} p i_{ds1} \\ v_{qs1r} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} p i_{qs1} \\ v_{ds2r} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} p i_{ds2} \\ v_{qs2r} = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} p i_{qs2} \end{cases} \quad (III.20)$$

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

$$\begin{cases} v_{ds1ref} = v_{ds1r} - v_{ds1c} \\ v_{qs1ref} = v_{qs1r} + v_{qs1c} \\ v_{ds2ref} = v_{ds2r} - v_{ds2c} \\ v_{qs2ref} = v_{qs2r} + v_{qs2c} \end{cases} \quad (III.21)$$

$$\begin{cases} v_{ds1c} = \omega_{sref} (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \\ v_{qs1c} = \omega_{sref} (L_{s1} i_{ds1} + \phi_{rref}) \\ v_{ds2c} = \omega_{sref} (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \\ v_{qs2c} = \omega_{sref} (L_{s2} i_{ds2} + \phi_{rref}) \end{cases} \quad (III.22)$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques ($i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}$) et on obtient à leurs sorties les tensions ($v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2},$) et v_{qs2} .

III.4.1 Identification des paramètres des régulateurs PI

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

$$H(P) = \frac{1}{aP+b} \quad (III.23)$$

Se fait d'une manière générale comme suit :

La fonction de transfert du PI est :

$$C(p) = K_P + \frac{K_i}{P} \quad (III.24)$$

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.4)

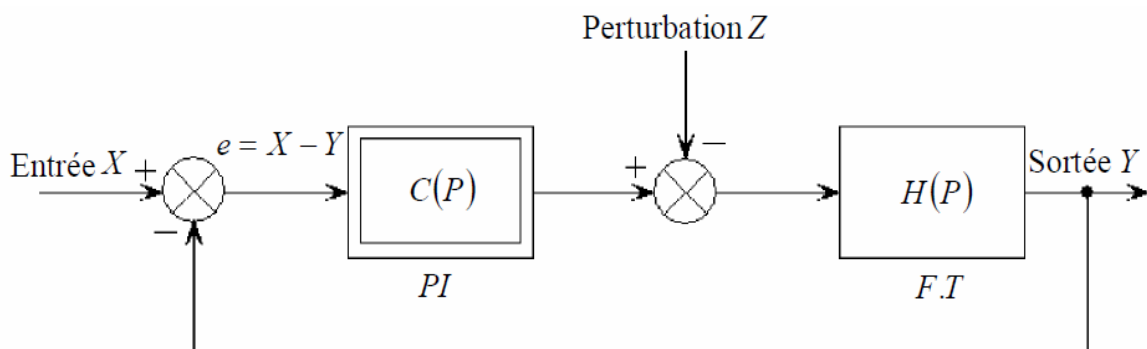


Fig.III.4 Schéma d'un système asservi du premier ordre régulé par un PI

Chapitre III Commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile

La perturbation est négligée dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi est :

$$T(p) = C(P)H(P) = \frac{K_P P + K_i}{ap^2 + bP} \quad (\text{III.25})$$

En boucle fermée, on obtient :

$$F(p) = \frac{T(P)}{1+T(P)} = \frac{K_P P + K_i}{ap^2 + (b+K_P)P + K_i} \quad (\text{III.26})$$

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

$$G(P) = \frac{1}{TP+1} \quad (\text{III.27})$$

Il suffit d'identifier (III.26) à (III.27) comme suit

$$\frac{K_P P + K_i}{ap^2 + (b+K_P)P + K_i} = \frac{1}{TP+1} \quad (\text{III.28})$$

Ce qui donne :

$$K_P TP^2 + (K_i T + K_P)P + K_i = aP^2 + (b + K_P)P + K_i \quad (\text{III.29})$$

D'où :

$$\begin{cases} K_P = \frac{a}{T} \\ K_i = \frac{b}{T} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Chapitre III Commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile

La figure (III.5) représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques (étoiles).

Avec :

$$\begin{cases} K_{PS1} = \frac{L_{S1}}{T} \\ K_{iS1} = \frac{R_{S1}}{T} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} K_{PS2} = \frac{L_{S2}}{T} \\ K_{iS2} = \frac{R_{S2}}{T} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

On prend pour $T = \frac{\tau_r}{6}$ avoir une dynamique du processus rapide, avec $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps électrique (rotorique) du système.

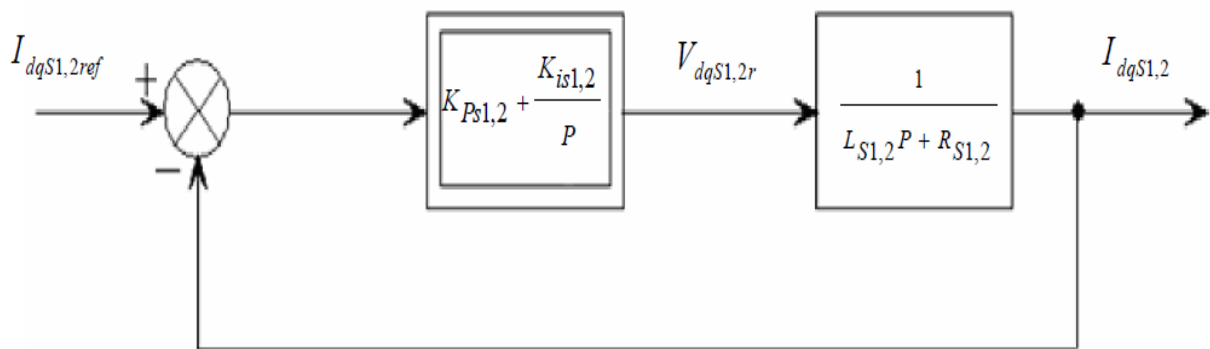


Fig.III.5 Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques

III.4.2 Le bloc de la commande (FOC) appliquée sur la MASDE

Le schéma de la commande vectorielle indirecte sans le réglage de vitesse sur la machine asynchrone à double étoile est illustré par la figure (III.6)

Le schéma du bloc de découplage FOC est représenté par la figure (III.7), sachant que

$$i_{ds1ref} = i_{qs1ref} \text{ et } i_{ds2ref} = i_{qs2ref}$$

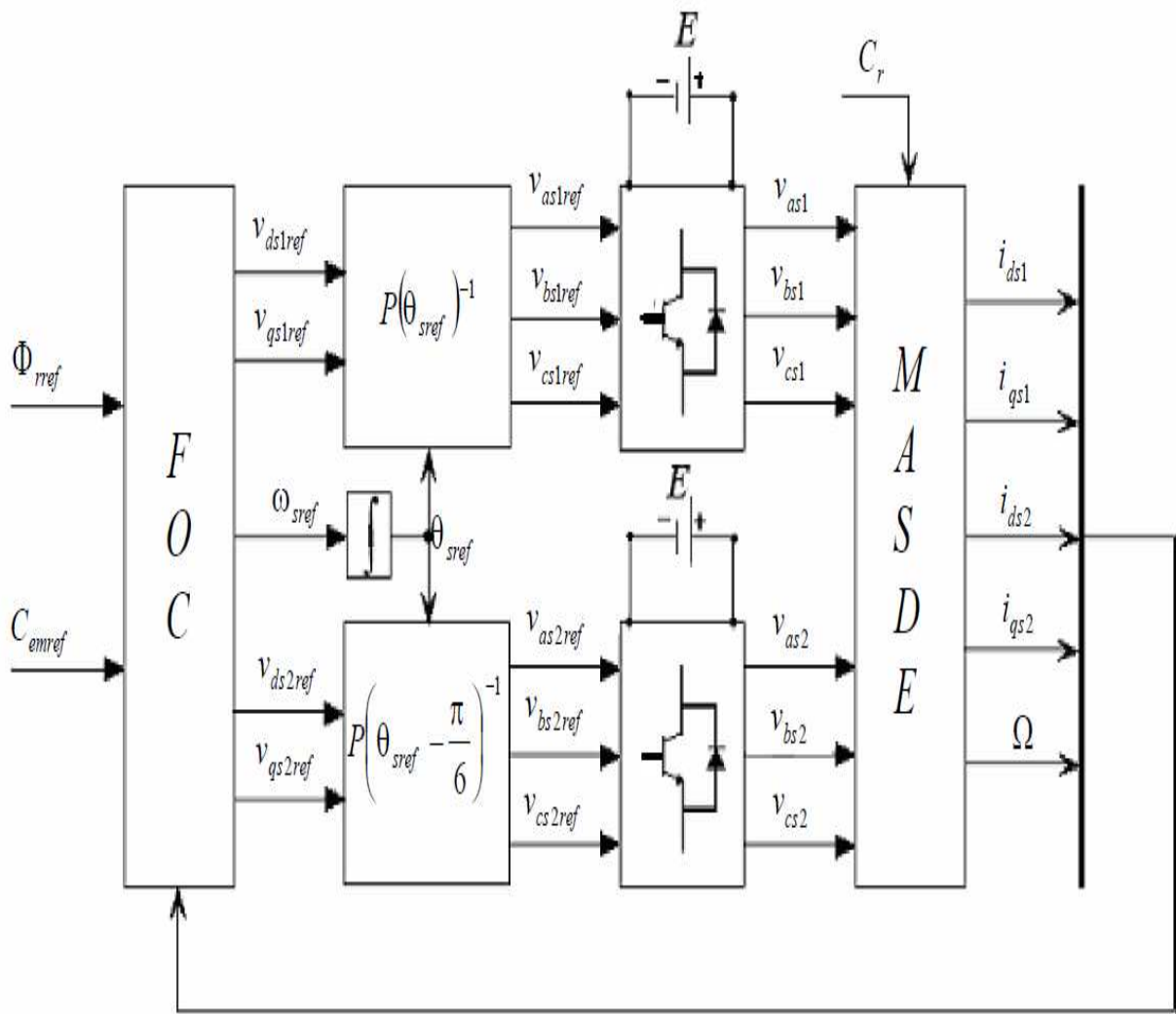


Fig.III.6 Représentation schématique de la commande (FOC) sur la MASDE

Chapitre III Commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile

Le schéma bloc de découplage en tension (Field oriented control : FOC) est représenté sur la figure III.7.

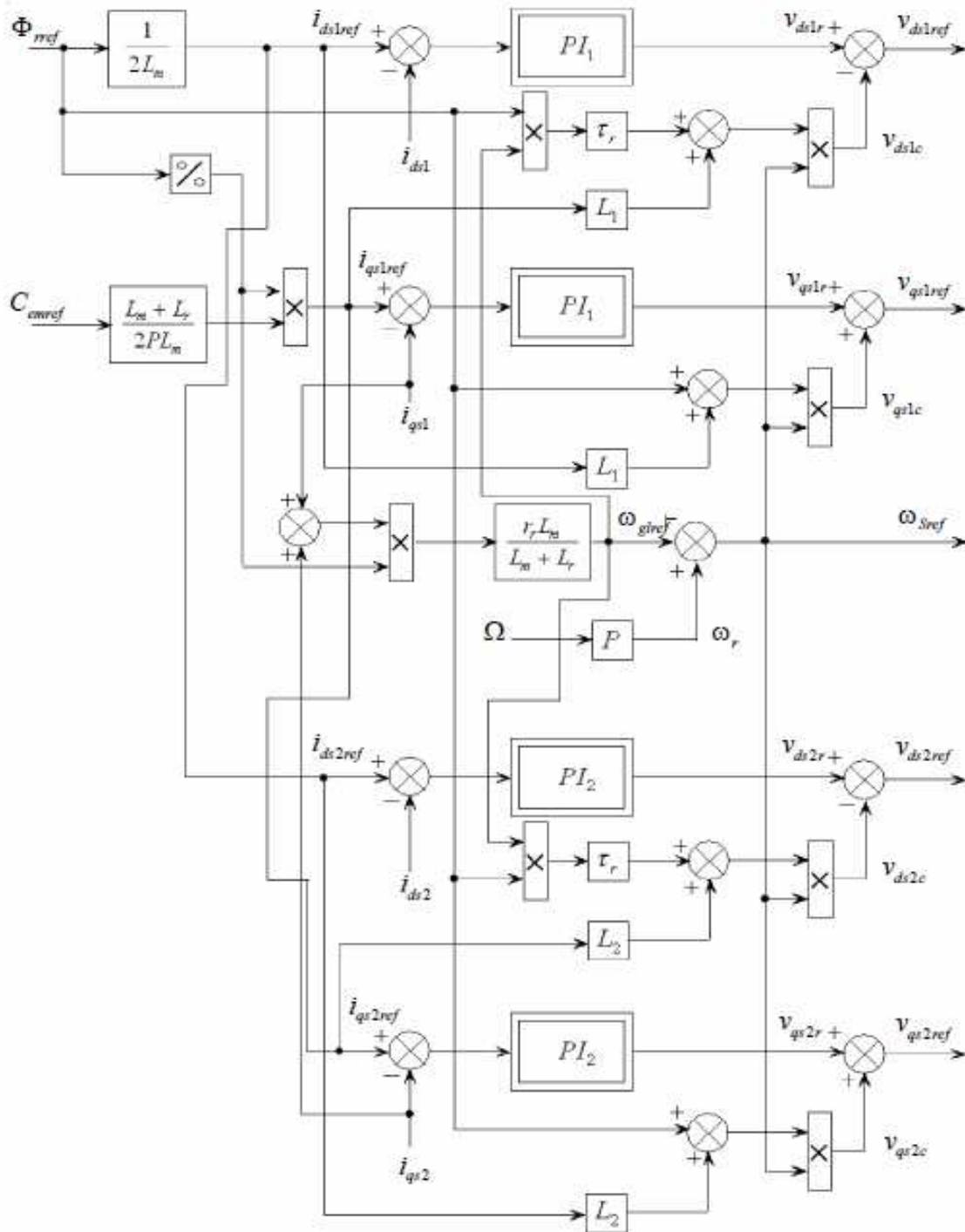


Fig.III.7 Représentation schématique du bloc de découplage FOC

III.5. 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 pour un bloc de défluxage défini par la fonction non linéaire suivante [26].

$$\begin{cases} \phi_{ref} = \phi_n & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \phi_{ref} = \phi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| \geq \Omega_n \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Et schématisé par la figure suivante :

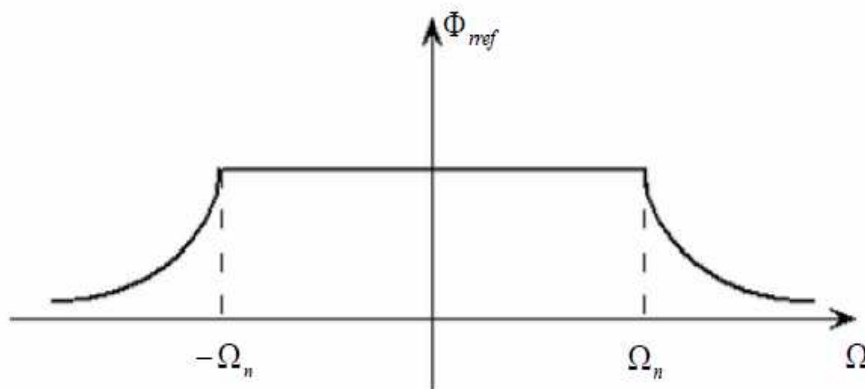


Fig.III.8 Schéma de défluxage

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale, pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine ω_n , pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine.

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la figure suivante :

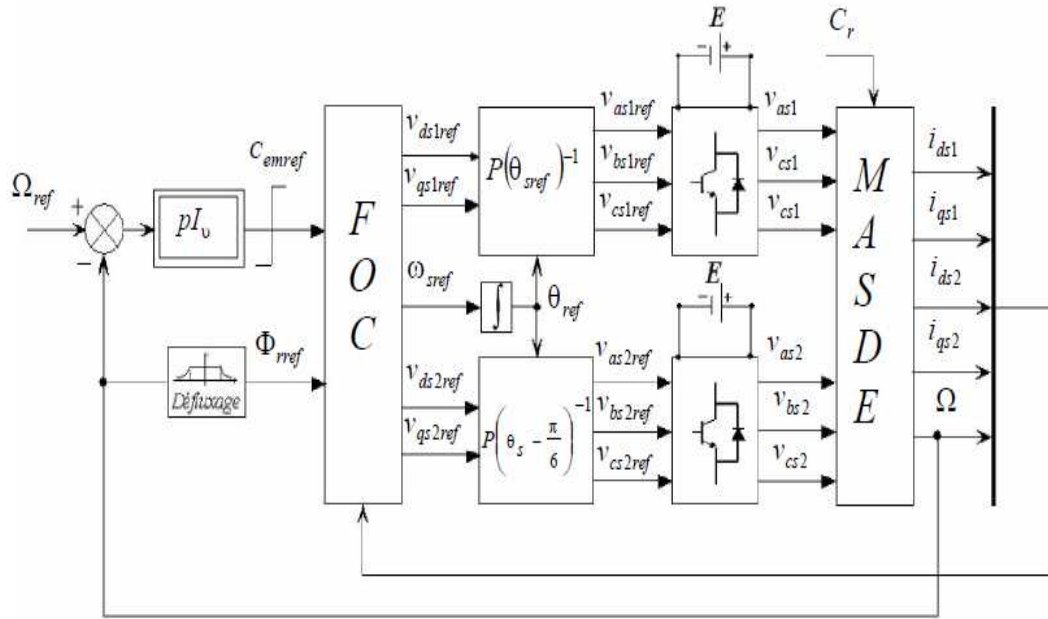


Fig.III.9 Schéma de la commande FOC avec régulation de vitesse

III.5.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse

Le schéma de la boucle de régulation de vitesse est donné par la figure (III.10) :

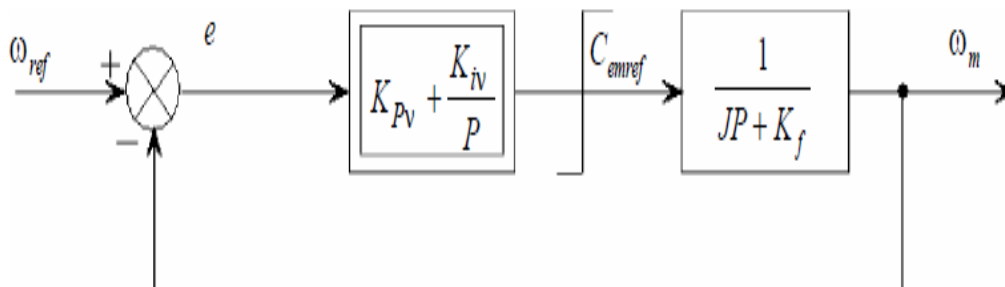


Fig.III.10 Boucle de régulation de vitesse.

L'identification nous donne :

$$\begin{cases} K_{Pv} = \frac{J}{\tau} \\ K_{iv} = \frac{K_f}{\tau} \end{cases} \quad (III.33)$$

On prend : $\tau = \tau_r$

$$C_{emref}(Lim) = \begin{cases} C_{emref} & \text{si } |C_{emref}| \leq C_{emmax} \\ C_{emmax} \text{sign}(C_{emref}) & \text{si } |C_{emref}| \geq C_{emmax} \end{cases}$$

III.5.2 Résultat de simulation

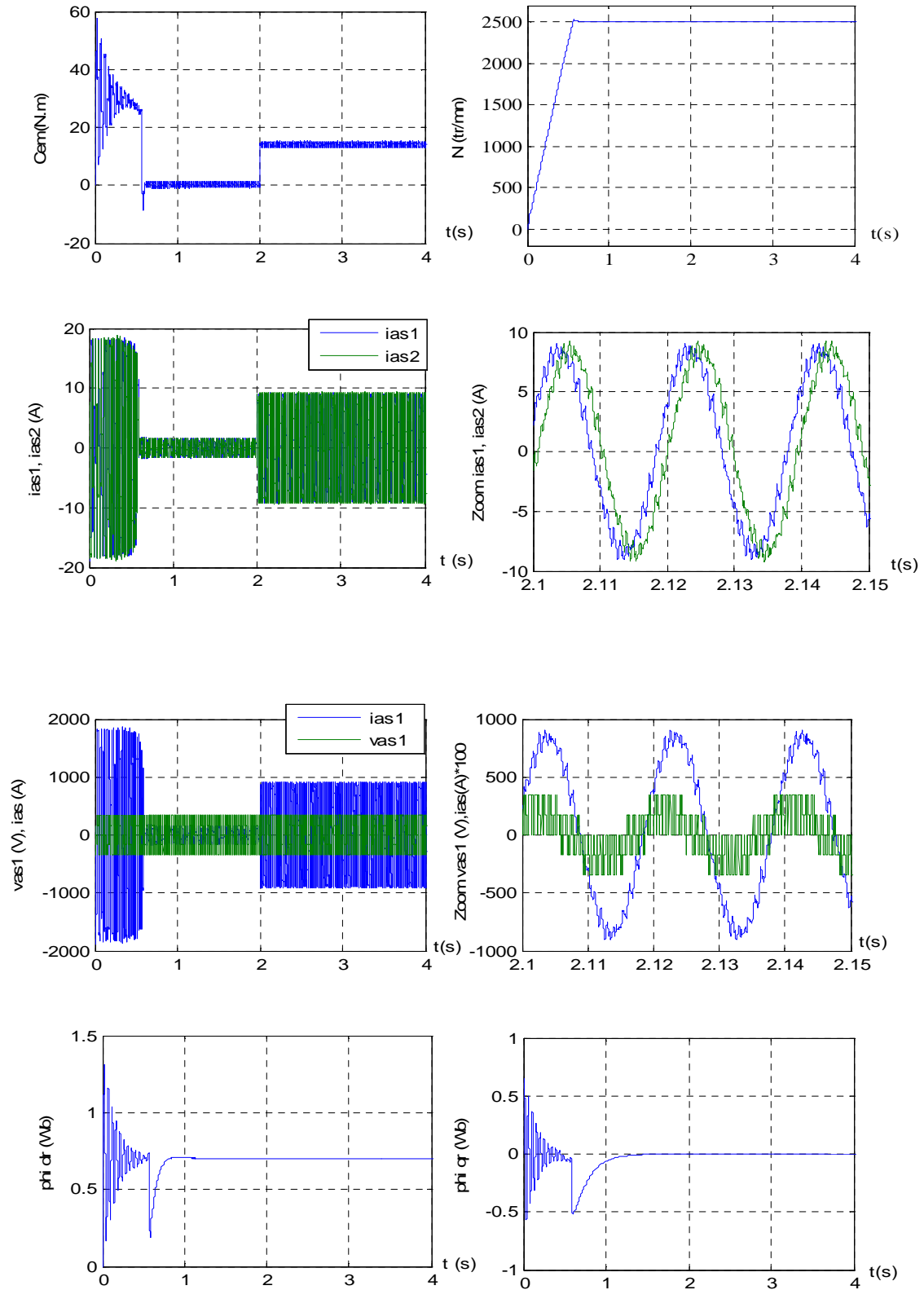


Figure III.11 Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application de charge $C_r=14$ N.m à $t= 2$ s.

II.5.3 Interprétations des résultats

La figure III.11 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application de la charge $C_r=14$ N.m en imposant la vitesse de référence $N^*=2500$ tr/mn.

La vitesse du rotor atteint la vitesse de référence au bout de $t=0.57$ s et présente un dépassement de 2.4%. L'application de la charge engendre une faible atténuation de la vitesse durant un court temps 0.04s puis elle reprend la valeur de la vitesse de référence 2500 tr/mn.

Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie dans le régime transitoire avec une valeur au démarrage égale à 58 N.m. Lorsque la vitesse atteint la valeur de consigne le couple oscille autour de zéro. Après l'instant de la charge, le couple électromagnétique compense le couple de charge et les frottements.

Les courants statoriques i_{as1} , i_{as2} observent un courant d'appel d'environ 3 fois le courant nominal, puis ils se stabilisent durant le régime permanent pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante, en la présence de la charge, les courants atteignent une valeur de crête 8 A.

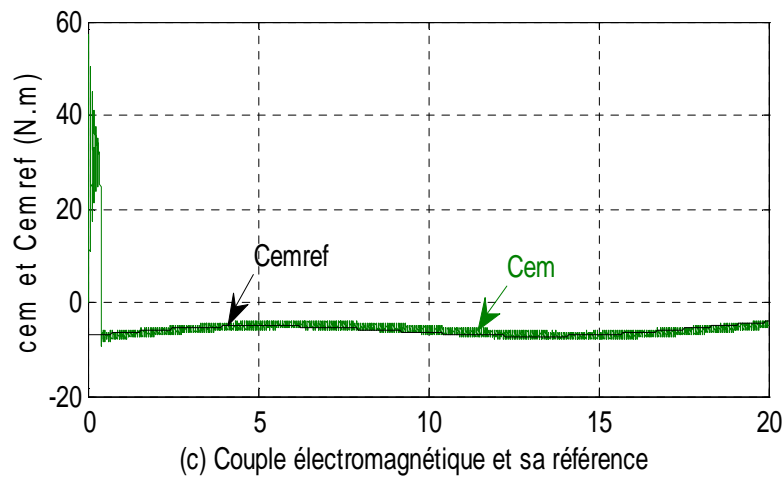
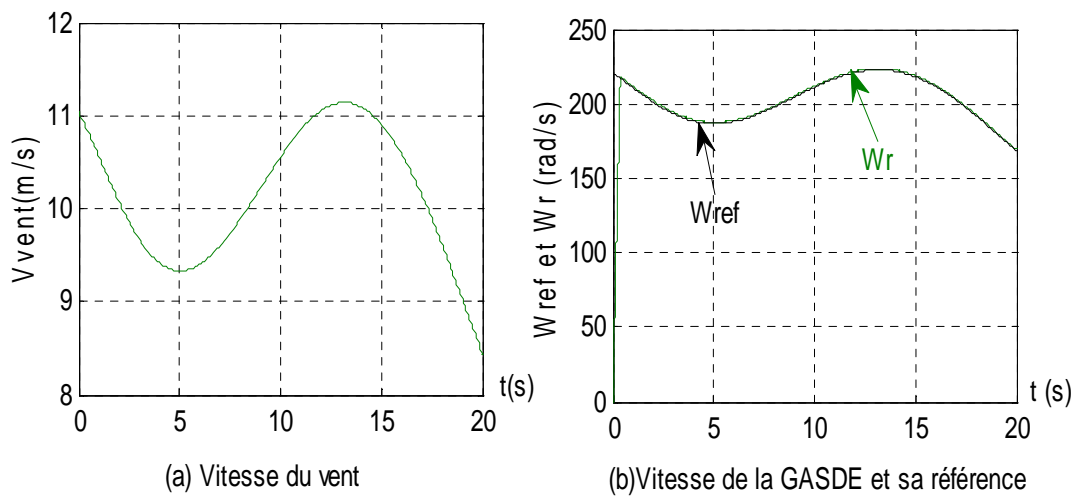
Les deux flux rotoriques d'axe d et q suivent les valeurs imposées en régime totalement établi ($\phi_{dr}=0.7$ Wb, $\phi_{qr}=0$ Wb) et indépendamment de la charge appliquée. On dit que le découplage est parfait.

Cependant, en fonctionnement moteur la tension (v_{as1} (V)) et le courant (i_{as1} (A)) sont presque en phase et de même signe, ce qui veut dire que la puissance est de signe positif, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive de la source, nécessaire pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation, ce qui se traduit encore par le déphasage en arrière (effet inductif) du courant par rapport à la tension.

III.6 Fonctionnement en génératrice

En fait introduire à la machine asynchrone à double étoile un profile de vent pour voir ses performances en fonctionnement génératrice.

III.6.1 Résultats de simulation



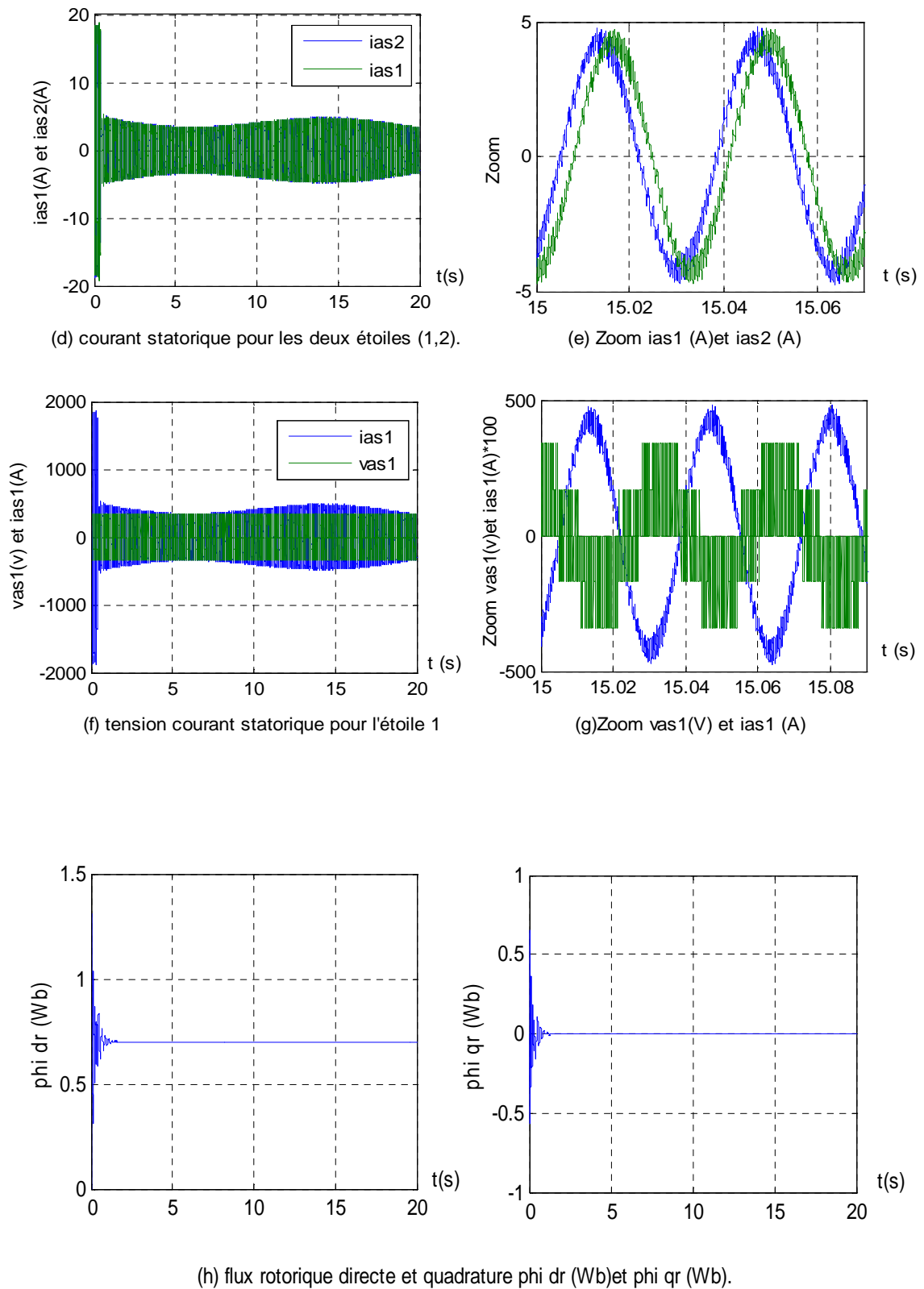


Figure III.12 Evolution des caractéristiques de la génératrice asynchrone a double étoile

III.6.2 Interprétation des résultats

Les résultats des différentes simulations de la chaîne de conversion réalisées sous l'environnement Matlab/Simulink ont permis d'évaluer les performances du système proposé dont les paramètres sont donnés dans l'annexe A.

La figure (III .12 (a)) représente l'allure du profil du vent imposé aléatoirement, on peut remarquer que la vitesse de rotation suit parfaitement sa référence, qui est variable selon le profil du vent imposé figure (III.12. (b)).

Les allures du couple de référence et du couple électromagnétique de la génératrice sont illustrées par la figure (III.12. (c)) on remarque que ce dernier suit sa référence.

Les composantes des flux rotoriques de la MASDE sur l'axe direct et quadratique sont illustrées sur la figure (III.12.(h)) ; le flux rotorique sur l'axe en quadrature est nul, cela justifie la commande à flux rotorique orienté.

Les figures (III.12.(d),(e)), représente les courants statoriques des deux étoiles, on remarque que la 2^{ème} étoile est décalée d'un angle électrique $\alpha=30^\circ$ par rapport à la 1^{ère} étoile.

Les figures (III.12.(f),(g)) en fonctionnement génératrice, la machine fournit à la source de l'énergie active et absorbe une portion de l'énergie réactive, ce qui se traduit par le déphasages entre la tension et le courant de presque 180° , ce qui signifie que la puissance produite est de signe négatif (sens de transition de l'énergie).

Conclusion

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

La régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte présente de meilleures performances par rapport à l'alimentation sans régulation, et cela en terme de précision et de stabilité.

Les algorithmes de réglages classiques tels que les régulateurs PI peuvent s'avérer suffisant si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop exigeantes.

Conclusion

Ce mémoire est consacré à la modélisation et la commande de la machine asynchrone à double étoile alimenté par deux onduleurs de tension, Nous avons tout d'abord présenté quelques généralités sur les machines multiphasées et multi-étoiles et ce qu'elles pouvaient apporter de plus que les machines triphasées et les différentes génératrices utilisées dans les systèmes éoliens, par la suite, on a présenté l'étude d'un modèle mathématique de la MASDE dans les axes réels (a, b, c) et dans les axes directs et en quadrature (d, q), en se basant sur la transformation de Park, et en adoptant certaines hypothèses simplificatrices cela permis de valider le modèle de la MASDE proposé en fonctionnement moteur et en fonctionnement génératrice.

Après on a donné les différents paramètres de la MASDE, des simulations ont été faite par l'alimentation directe du réseau, puis par l'association avec deux onduleurs de tension commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion M.L.I en utilisant la stratégie sinus-triangle, les résultats obtenus montrent le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique, ceci nous a conduit a introduire une commande découplant, il s'agit de la commande par orientation de flux rotorique, les résultats de simulations de la commande vectorielle indirecte appliqué pour la régulation de vitesse montre de bonnes performances dynamiques (le découplage entre le couple et le flux est maintenu, le temps de réponse du système est amélioré,...).

Et a la fin pour le fonctionnement en génératrice, on a injecté un profil de vent pour la MASDE, les résultats de simulation montrent de bonnes performances pour la GASDE.

En perspectives, ce mémoire ouvre des axes de travail pour améliorer l'étude et la commande de la machine asynchrone à double étoile; en l'occurrence, la réalisation pratique du prototype constitue une plate forme pour différents essais et études, cette machine peut être exploitée pour mener des travaux sur :

- ❖ L'étude des pertes en exploitant les capteurs intégrés pour l'analyse de la forme du flux magnétique.

- ❖ Application expérimentale de divers type de commande telle que la commande vectorielle directe.

- ❖ L'alimentation par des convertisseurs multi niveaux.

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

- [1] Elkheir Merabet , “ Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile ” Mémoire de Magister en Électrotechnique Université de Batna , Soutenue le : 04 /06 / 2008
- [2] M. Bernard, “Historique des machines électromagnétiques et particulièrement les machines a réluctance variable,” Revue 3E.In°3. pp. 3–8, Juin 1995.
- [3] D. Hadiouche, ”contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile modélisation, alimentation et structure”, Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1., soutenue 20 décembre 2001.
- [4] D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug, ” Modelling of a double-star induction motor with an arbitrary shift angle between its three phase windings ”, EPE-PEMC2000, Kosice.
- [5] H. AMIMEUR, ” Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement”, mémoire d'ingénieur, Université de BATNA 2008.
- [6] A. Mireki, Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Avril 2005.
- [7] 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.
- [8] L. Abdelhamid, R. Abdessemed, H. Amimeur, E. Merabet, “Étude des performances des génératrices utilisées dans les systèmes éoliens,” International Conférence on Renewable Energy ICRE'07, University of Bejaia, pp. 1–6 (CDROM), 25–27 November 2007.
- [9] S. Kato, N. Hoshi, K. Oguchi, “A low cost system of variable-speed cascaded induction generators for small hydroelectricity,” Conference Record of the IEEE Industrial Applications Conference, pp. 1419–1425, 2001.

- [10] S. Kato, N. Hoshi, K. Oguchi, "Analysis of power electronics systems including cascaded induction machines with modified nodal analysis," IEEE PCC-Osaka, pp. 282–287, 2002.
- [11] F. Poitiers, *Étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne*, Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, France, 2006.
- [12] O. Ojo, I. E. Davidson, "PWM-VSI inverter-assisted stand-alone dual stator winding induction generator," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 6, pp. 1604–1611, November/December 2000.
- [13] L. Lingshun, H. Yuwen, H. Wenxin, "Optimal design of dual stator-winding induction generator with variable speed based on improved genetic algorithm," Proceedings of the Eighth Conference on Electrical Machines and Systems, pp. 2343–2348, 2005.
- [14] G. K. Singh, K. B. Yadav, R. P. Saini, "Modeling and analysis of multi-phase (six phase) self-excited induction generator," IEEE proceedings, The Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS'2005, China, pp. 1922–1927, 2005.
- [15] G. K. Singh, "Modeling and experimental analysis of a self-excited six-phase induction generator for stand-alone renewable energy generation," Renewable Energy, Article in Press Science Direct, Elsevier Science, pp. 1–17, 2007.
- [16] Hassen Badi, El-Harrach 'Étude du Générateur Asynchrone pour l'utilisation dans la production de l'énergie éolienne , thèse d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique , Ecole Nationale Polytechnique', 10, AV., Algérie, 2007.
- [17] D. Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug, "Study and simulation of space vector PWM control of double-star induction motors," IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico., pp. 42–47, October 2000.
- [18] H. Razik, "Modelling of double star induction motor for diagnosis purpose," In IEEE. pp. 907–912, 2003.

- [19].E. A. Klingshirn, "High phase order induction motors—Part I – Description and theoretical consideration," IEEE Trans Pow App Syst., vol. PAS-102, no. 1, pp 47–53, Jan 1983.
- [20] S. Eric, "Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques polyphasés, généralisation de la méthode des vecteurs d'espace," Thèse de doctorat de l'Université de Lille., Lille, 2000.
- [21] V. Pant, G. K. Singh, S. N. Singh, "Modeling of a multi-phase induction machine under fault condition," IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99., pp. 92–97, Hong Kong, July 1999.
- [22] R. Abdessamed, M. Kadjoudj, "Modélisation des machines électriques", Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [23] B. Hansruedi, "Convertisseurs statiques", Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1991.
- [24]E. Merabet et A. Belayali, "Commande par logique floue d'une machine asynchrone à double stator", mémoire d'ingénieur, université de M'sila, 2005.
- [25]G.K.Singh,K.Nan,S.K.Lim ; " A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine," IEEE Transactions on Industrial Electronics, August 2005.
- [26] CHEKKAL Samira , HAMITOUCHE Kamel "Etude,Identification,Modélisation et commande de la Machine Asynchrone Double Etoile" mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique Université A. Mira – BEJAIA ,2008.

Annexe

➤ Paramètres de Moteur Asynchrone Double Etoile

- Les paramètres de la MASDE utilisée sont :

Puissance nominale	$p_n = 4,5 \text{ kW}$
Tension nominale	$v_n = 220/380 \text{ V}$
Courant nominal	$I_n = 5,6 \text{ A}$
Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 3,72 \text{ } \Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3,72 \text{ } \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2,12 \text{ } \Omega$
Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1} = 0,022 \text{ H}$
Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2} = 0,022 \text{ H}$
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	$p = 1$