

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU

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



THESE DE DOCTORAT EN SCIENCES EN ELECTROTECHNIQUE

Présentée par

M^{me} LOUNNAS Fatma épouse LOUNIS

Ingénieur d'Etat, Magister, Université Mouloud Mammeri, Tizi Ouzou

Contribution à la modélisation et à la commande d'un système de conversion de l'énergie éolienne à base d'une machine asynchrone à double stator

Thèse soutenue publiquement le **21/01/2021** devant le jury d'examen composé de :

M^r MOUDOUD Mustapha	Professeur, Université Mouloud Mammeri, Tizi Ouzou	Président
M^r HADDAD Salah	Professeur, Université Mouloud Mammeri, Tizi Ouzou	Rapporteur
M^r REKIOUA Toufik	Professeur, Université A.MIRA, Béjaia	Examineur
M^{me} BITAM-MEGHERBI Ferroudja	Professeur, Université Mouloud Mammeri, Tizi Ouzou	Examinatrice
M^r GHEDAMSI Kaci	Professeur, Université A.MIRA, Béjaia	Examineur
M^r OUARI Kamel	MCA, Université A.MIRA, Béjaia	Examineur

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été réalisés au laboratoire de Technologies Avancées en Génie Electrique (LATAGE) de l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.

*Mes vifs remerciements sont destinés en premier lieu à Mr **HADDAD Salah**, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, pour avoir proposé et dirigé ce travail et pour son encadrement exemplaire lors de la préparation de cette thèse ainsi que de mes mémoires de Magister et d'Ingénieur. Je tiens aussi à lui exprimer ma profonde reconnaissance pour ses conseils, ses orientations scientifiques, sa disponibilité ainsi que pour ses qualités humaines inestimables.*

*J'adresse mes chaleureux remerciements à Mr **MOUDOUD Mustapha** pour ses conseils et pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury d'examen de ma soutenance.*

*Je tiens également à remercier fortement M^{me} **BITAM-MEGHERBI Ferroudja**, Professeure à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, de m'avoir fait l'honneur d'examiner cette thèse en faisant partie du jury.*

Il m'est agréable de pouvoir exprimer mes remerciements envers les autres membres du jury :

*Mr **REKIOUA Toufik**, professeur à l'université Abderrahmane Mira, Bejaia,*

*Mr **GHEDAMSI Kaci**, professeur à l'université Abderrahmane Mira, Bejaia,*

*Mr **OUARI Kamel**, Maitre de conférences classe A à l'université Abderrahmane Mira, Bejaia, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner ce travail.*

*Je tiens aussi à remercier le personnel de l'unité moteurs de l'Entreprise Nationale des Industries Electrotechniques (ELECTRO-INDUSTRIES) d'Azazga, en l'occurrence, Mr **B.IGUER** Directeur d'unité moteurs, M^{lle} **N.KICHOU** assistante qualité, M^{me} **N.HACHICHE** chargée des études et Mr **C.BELABES**, bobineur, notamment pour leur disponibilité et leur contribution à la conception et à la réalisation de la machine asynchrone à double stator, qui a fait l'objet de notre étude.*

*Mes remerciements vont aussi à tous les membres du laboratoire LATAGE, à leur tête Mr **BENAMROUCHE Nacereddine**, pour leur aide, leur soutien ainsi que leur orientations et conseils, sans oublier la contribution de Mrs **SI BRAHIM Madjid** et **ROUAS Rabah** lors de la réalisation des essais expérimentaux.*

A travers cette thèse, j'exprime ma gratitude à tout le personnel (Enseignants et ATS) de la faculté de Génie Electrique et Informatique en général et celui du département de l'Electrotechnique en particulier pour leur aide chacun dans son domaine d'exercice.

*Mes vifs remerciements vont à Mr **Said GUERMAH**, Enseignant à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, pour sa contribution dans les corrections d'ordre linguistique des articles, objets des publications.*

*Un grand merci à mon époux **LOUNIS Amokrane**, pour sa patience sans fin, sa compréhension et son encouragement.*

Je tiens aussi à remercier ma famille et ma belle famille, pour leur aide et soutien.

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

Dédicaces

A la mémoire de mes parents,

Que Dieu leur accorde sa sainte miséricorde et les accueille dans son vaste paradis

A mes frères

A mon époux

A toute ma famille et ma belle famille

A tous mes amis (es) et collègues

Liste des travaux

Les travaux de recherches entrepris dans le cadre de la présente thèse ont été concrétisés par (02) publications et (02) communications internationales :

Publications Internationales

1/ **Fatma Lounas** , Salah Haddad and Nacereddine Benamrouche, « Active and Reactive Power Control of a Dual Stator Induction Machine (DSIM) using PI Controllers » in *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Informatics (IJEI)* , Vol. 7 (2019), N°. 4, pp. 664 – 676; DOI: 10.11591/ijeel.v7i4.1424

2/ **Fatma Lounas**, Salah Haddad and Nacereddine Benamrouche « Active and reactive power control of a dual stator induction generator (DSIG) for wind energy conversion » in *Int. J. Modelling, Identification and Control (IJMIC)*, Vol. 34 (2020), N°. 3. (In press).

Conférences Internationales

1/ **Fatma Lounas**, Rahma Kachenoura, Madjid Si Brahim, Salah.Haddad and Nacereddine Benamrouche, « Electrical and Mechanical Behavior Study of a Cascaded Doubly Fed Induction Machine», in *the International Conference on Electronics and Electrical Engineering (IC3E'18)*, November 12-13, 2018, University of Bouira, Algeria.

2/ **Fatma Lounas**, Salah.Haddad and Nacereddine Benamrouche, « Performance of Multilevel Converter for Energy Conversion System based on a Cascaded Doubly Fed Induction Machine », in *The 3rd International Conference on Electromechanical Engineering ICEE'2018*, November 21-22,2018, Skikda, Algeria.

Sommaire

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

Chapitre I

Etat de l'art sur la machine asynchrone à double stator

I.1 Introduction.....	5
I.2 Génératrices asynchrones utilisées dans les systèmes éoliens	5
I.2.1 Génératrice asynchrone à cage	5
I.2.1.1 Génératrice asynchrone à cage reliée directement au réseau	5
I.2.1.2 Génératrice asynchrone à cage auto-excitée	5
I.2.2 Génératrice asynchrone à double alimentation (GADA)	6
I.2.3 Cascade de deux génératrices asynchrones à double alimentation.....	7
I.2.4 Génératrice asynchrone à double stator	8
I.3 Etat de l'art sur les machines asynchrones à double alimentation sans balais.....	9
I.3.1 Les cascades de machines asynchrones à double alimentation	9
I.3.2 Les machines asynchrones à double stator	11
I.3.2.1 Modélisation de la machine asynchrone à double stator.....	11
I.3.2.2 Génératrice asynchrone à double stator auto-excitée et fonctionnement autonome	12
I.3.2.3 Contrôle de la génératrice asynchrone à double stator.....	14
I.3.2.3.1 Contrôle par modes glissants	14
I.3.2.3.2 Contrôle par logique floue	14
I.3.2.3.3 Modèle de contrôle prédictif de puissance	14
I.3.2.3.4 Réseaux de neurones	15
I.4 Conclusion	15

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone à double stator

II.1 Introduction	16
II.2 Description de la machine asynchrone à double stator.....	16
II.3 Représentation de la machine dans l'espace électrique.....	18
II-4 Modélisation de la Machine asynchrone à double stator	19

II.4.1 Hypothèses simplificatrices	20
II.4.2 Modèle triphasé de la machine asynchrone à double stator dans les axes réels (a,b,c)	20
II.4.3 Modèle biphasé de la machine asynchrone à double stator sur les axes (d,q)	22
II.4.3.1 Transformation de Park	22
II.4.3.2 Equations magnétiques dans les axes d et q	24
II.4.3.3 Equations électriques dans les axes d et q	26
II.4.4 Modèle de Park de la machine asynchrone à double stator (Dual Stator Induction Machine ‘DSIM’)	28
II.5 Modélisation de l’auto-amorçage de la génératrice à double stator auto-excitée.....	33
II.6 Conclusion	35

Chapitre III

Identification des paramètres de la machine asynchrone à double stator

III.1 Introduction	36
III.2 Schéma équivalent.....	36
III.3 Identification des paramètres électriques	37
III.3.1 Mesure de la résistance R_s	37
III.3.2 Essai à rotor bloqué	38
III.3.3 Essai à vide	40
III.4 Identification des paramètres mécaniques.....	43
III.4.1 Essai de ralentissement.....	43
III.5 Identification et approximation de l’inductance de magnétisation (L_m) en fonction du courant de magnétisation (I_m)	46
III.6 Conclusion.....	48

Chapitre IV

Exploitation du modèle et validation expérimentale

IV.1 Introduction.....	49
------------------------	----

IV.2 Modes de fonctionnement de la machine asynchrone à double stator	49
IV.2.1 Etude de la machine asynchrone à double stator fonctionnant en mode moteur.....	49
IV.2.1.1 Construction du modèle sous Matlab/Simulink	49
IV.2.1.2 Résultats de simulation et interprétation	51
IV.2.2 Validation expérimentale du fonctionnement en mode moteur.....	53
IV.2.2.1 Description du procédé expérimental.....	53
IV.2.2.2 Résultats expérimentaux et de simulation du courant de phase statorique pour une tension de 120V.....	54
IV.2.3 Etude de la machine asynchrone à double stator fonctionnant en mode générateur	56
IV.2.3.1 Génératrices asynchrones à double stator auto-excitées	56
IV.2.3.2 Description du phénomène d'auto-amorçage.....	57
IV.2.3.3 Construction du modèle de la génératrice asynchrone à double stator auto-excitée sous Matlab/Simulink	58
A. Fonctionnement en générateur, régime linéaire (non saturé)	59
B. Fonctionnement en générateur, régime non linéaire (saturé).....	60
IV.2.4 Validation expérimentale du fonctionnement en mode générateur auto- excité en régime saturé	62
IV.2.4.1 Description du procédé expérimental.....	62
IV.2.4.2 Comparaison des résultats expérimentaux et de simulation des tensions des phases statoriques	63
IV.3 Conclusion	67

Chapitre V

Commande en puissance de la machine asynchrone à double stator

V.1 Introduction	68
V.2 Description du système	68
V.3 Principe du contrôle de puissance de la machine asynchrone à double stator	69
V.4 Modèle de la machine asynchrone à double stator	69
V.5 Commande en puissance de la machine asynchrone à double stator	70

V.5.1 Principe de la commande vectorielle	70
V.6 Commande vectorielle en puissance de la machine asynchrone à double stator	71
V.6.1 Choix du référentiel pour le modèle diphasé	71
V.6.2 Synthèse des régulateurs	73
V.7 Résultats de simulation et interprétation	76
V.7.1 Mode hypo- synchrone	76
V.7.2 Mode hyper- synchrone	78
V.8 Conclusion.....	82

Chapitre VI

Application de la commande à la Génératrice Asynchrone à Double Stator (GASDS) intégrée dans un Système de Conversion de l'Energie Eolienne (SCEE)

VI.1 Introduction	83
VI.2 Description du système	83
VI.3 Modélisation de la turbine éolienne	84
VI.3 .1 Modèle du coefficient de puissance C_P	85
VI.3 .2 Modèle du multiplicateur.....	86
VI.3 .3 Equation dynamique de l'arbre.....	86
VI.3 .4 Stratégie d'extraction de puissance maximale (Maximum Power Point Tracking (MPPT)).....	87
VI.4 Modélisation de la génératrice asynchrone à double stator	87
VI.5 Application de la stratégie de contrôle des puissances active et réactive d'un générateur à induction à double stator (DSIG) pour la conversion de l'énergie éolienne.....	88
VI.6 Résultats de simulation et interprétation	88
VI.7 Conclusion	92
Conclusion générale	94
Références bibliographiques	

ANNEXES

Annexe A: Détails des équations magnétiques de la machine asynchrone à double stator.

Annexe B: Expression du couple électromagnétique dans les axes d et q et dans trois référentiels.

Annexe C: Résultats expérimentaux et de simulation du courant d'une phase statorique lors du démarrage en pleine tension de valeur efficace de 50V.

Annexe D: Résultats expérimentaux des tensions d'auto-amorçage des deux stators.

Annexe E: Paramètres de la turbine et de la machine asynchrone à double stator.

Introduction générale

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au sein du Laboratoire de Technologies Avancées en Génie Electrique (LATAGE) de l'Université de Tizi Ouzou.

L'énergie électrique, ces dernières décennies est devenue l'un des facteurs primordiaux dans la vie quotidienne de l'être humain, ainsi la consommation mondiale ne cesse d'augmenter par la multiplicité des domaines d'activités et des besoins journaliers faisant appel à l'électricité. Une grande partie de cette énergie provient des énergies fossiles, causant ainsi des problèmes environnementaux et dont la réserve diminue avec l'amplification de la consommation. Le recours, des pays développés, aux centrales nucléaires procure l'avantage de ne pas engendrer de pollution atmosphérique contrairement aux centrales thermiques (à vapeur ou à gaz), mais le risque d'accident nucléaire, le traitement et l'enfouissement des déchets ont rendu cette énergie peu attractive pour les générations futures.

L'utilisation des énergies renouvelables comme alternative écologique aux combustibles fossiles et au nucléaire apparaît comme une solution attrayante du fait qu'elle est inépuisable, non polluante et bien adaptée à la production décentralisée.

Dans ce cadre, l'exploitation de l'énergie éolienne pour la génération de l'énergie électrique connaît un grand essor. L'aspect le plus visible de cette évolution est, sans conteste, celui de l'utilisation des grandes centrales de production de masse, reliées au réseau, et dont la puissance unitaire ne cesse de croître. Un autre aspect, moins visible mais qui a tout autant d'importance, est celui des petites unités de production. En effet, ces dernières sont de plus en plus prisées pour des fonctionnements autonomes pour assurer l'alimentation de sites isolés et/ou autonomes ou encore, avec l'apparition de nouvelles architectures à axe vertical, pour être exploitées dans un environnement urbain.

L'Algérie comme tout autre pays a tracé sa feuille de route pour l'usage et la promotion des énergies renouvelables. Motivé par son engagement envers la communauté internationale pour la lutte contre le réchauffement climatique et sa possession de l'un des plus grands gisements solaires au monde, une série de lois et d'institutions viennent consolider ce programme ambitieux.

L'Algérie dispose d'un potentiel éolien considérable qui peut être exploité pour la production de l'énergie électrique, surtout dans le Sud du pays (Sahara) où les vitesses du vent sont nettement plus élevées que celles du Nord, et plus précisément dans le Sud-Ouest où les vitesses dépassent 4 m/s. La première ferme éolienne de 10 MW sise à Adrar a été mise en service en 2014. Elle est constituée de 12 éoliennes d'une puissance unitaire de 0.85 MW

chacune (pour une capacité globale de 10 MW), cette ferme est implantée sur une superficie de 30 hectares dans la zone de Kabertene à 72 km au Nord de la wilaya d'Adrar et a nécessité près de 32 mois de travaux pour un coût global de 2,8 milliards de dinars [1].

Le système de conversion éolien est composé d'un minimum d'éléments capables d'optimiser le transfert de l'énergie présente dans le vent. Idéalement, il ne faut qu'une turbine, un axe de transmission, une génératrice électrique tournante et un convertisseur électronique unidirectionnel ou bidirectionnel. Si la vitesse optimale des turbines se situe aux alentours de quelques dizaines de tours par minute, on ajoute un multiplicateur entre la turbine et la génératrice [2].

Plusieurs technologies de génératrices éoliennes sont actuellement proposées sur le marché.

La première catégorie est la machine synchrone, connue pour offrir des couples très importants à dimensions géométriques convenables. Elle peut être utilisée 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 de systèmes bagues et balais. Le circuit d'excitation de l'inducteur demande la présence du réseau et une fourniture de la puissance réactive. La machine synchrone à aimants permanents à grand nombre de pôles est une solution très encombrante et coûteuse, malgré que les systèmes de ce type ont un taux de défaillance jugé faible, grâce à la suppression de certaines sources de défauts : suppression du multiplicateur mécanique de vitesse et du système bagues –balais [3].

La deuxième catégorie est la machine asynchrone à cage. En utilisant des techniques de la commande vectorielle et un convertisseur bidirectionnel, on assure la génération à la fréquence et tension du réseau en présence de n'importe quelle vitesse du rotor. Le problème principal de cette configuration est que le dimensionnement du convertisseur doit être de la même puissance que celle de la génératrice. En même temps la distorsion harmonique générée par le convertisseur oblige d'introduire un système de filtrage de la même puissance. L'avantage principal de cette technique de conversion réside dans une plage de vitesse du rotor très large [2].

La troisième solution est représentée par ce qu'on appelle la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Cette topologie est actuellement le meilleur choix des fabricants. Le stator est directement relié au réseau tandis que les grandeurs rotoriques sont commandées par un convertisseur statique. La maîtrise de l'état électromagnétique de la

machine par le rotor permet un fonctionnement à la fréquence et l'amplitude nominales du réseau même si le rotor s'éloigne de la vitesse de synchronisme. Le dimensionnement du convertisseur est proportionnel au glissement maximal du rotor; autrement dit, il dépend de l'écart maximal entre la vitesse de synchronisme et la vitesse réelle du rotor [2].

Par contre, l'adoption d'un rotor bobiné limite la capacité de surcharge et introduit des modes d'oscillation supplémentaires par rapport au rotor à cage, plus rigide dans sa construction. Pour une puissance nominale donnée, la machine à rotor bobiné sera plus encombrante et plus lourde que l'équivalent à cage. Pour finir, la présence des balais oblige à des interventions de maintenance fréquentes [2].

La quatrième solution concerne la cascade de deux machines asynchrones à double alimentation. Cette configuration essaye d'allier les avantages de la machine asynchrone à cage et de la MADA. La structure en cascade peut être considérée comme la première réalisation pratique d'une machine asynchrone à double alimentation sans balais (Brushless Doubly Fed Induction Machine 'BDFIM') [4], [5].

Une cinquième solution vient en partant du concept initial, pour essayer d'optimiser des aspects tels que l'encombrement, la robustesse, etc... et d'allier les avantages de toutes les solutions précédentes. Les deux stators sont inclus dans la même carcasse et peuvent être décalés d'un angle électrique 0° , 30° ou 60° et le rotor est à cage d'écureuil. Cette structure est appelée machine asynchrone à double stator, le bobinage de l'un des stators, appelé bobinage de puissance (BP), est directement relié au réseau, tandis que l'autre, appelé bobinage de commande (BC), est relié au réseau par un convertisseur bidirectionnel. Une telle machine présente plusieurs avantages par rapport aux machines triphasées conventionnelles, tels que : segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, réduction des courants harmoniques, grande fiabilité et forte puissance etc...[6], [7], [8], [9].

L'originalité de la commande de l'éolienne à vitesse variable est qu'elle permet d'extraire le maximum de puissance que permet la force du vent. Le progrès des chercheurs en génie électrique qui a été réalisé durant ces dernières décennies, a conduit aux investigations afin d'améliorer l'efficacité de la conversion électromécanique et la qualité d'énergie fournie. Notre travail s'inscrit dans le cadre de la modélisation et la commande d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une machine asynchrone à double stator.

Le présent travail est structuré en six chapitres:

Dans le premier chapitre, nous donnons les différents types de générateurs asynchrones utilisés dans les systèmes éoliens. Ensuite nous nous étalons sur un état de l'art sur les machines asynchrone à double alimentation sans balais, à savoir la cascade de machines asynchrones à double alimentation et la machine asynchrone à double stator (état de l'art sur les modèles ainsi que sur les différentes méthodes de commande).

Le second chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone à double stator. Après une description de la machine, nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la machine asynchrone à double stator (MASDS), en second lieu le modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Le modèle ainsi établi est valable pour le fonctionnement de la machine en moteur ou en générateur et dans tous les référentiels. Pour son fonctionnement en génératrice auto-excitée une identification expérimentale de l'inductance magnétisante est effectuée.

Le troisième chapitre concerne la détermination des paramètres électriques et mécaniques de la machine asynchrone à double stator, objet de notre étude, celle-ci a été fabriquée par l'entreprise « ELECTRO-INDUSTRIES » d'Azazga (Tizi-Ouzou).

Le quatrième chapitre s'impose, pour valider le modèle établi au chapitre II en utilisant les paramètres identifiés au chapitre III. Nous exploiterons le programme développé sous Matlab/Simulink et nous comparerons les résultats expérimentaux aux résultats de tests par simulation effectués dans les mêmes conditions que l'expérience et ceci que ça soit pour le fonctionnement en mode moteur ou en générateur auto-excité.

Le chapitre cinq est réservé au contrôle de puissance active et réactive de la machine asynchrone à double stator en utilisant des régulateurs PI, les paramètres de ces régulateurs sont synthétisés en se basant sur la construction d'un diagramme simplifié de la machine.

L'objectif du sixième chapitre réside dans l'application de la stratégie de contrôle des puissances, établie dans le chapitre V pour un système de conversion d'énergie éolienne à base de la machine asynchrone à double stator. Des résultats de simulation sont présentés et discutés.

Nous terminons par une conclusion générale et par quelques perspectives de recherche.

Chapitre I

Etat de l'art sur la machine
asynchrone à double stator

I.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons donner un aperçu général sur les machines asynchrones utilisées dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne. Nous nous focaliserons sur les machines asynchrones à double alimentation sans balais, pour lesquelles nous dresserons un état de l'art, regroupant particulièrement des travaux de modélisation et de commande. Ceci nous permettra de situer notre travail parmi les travaux déjà réalisés.

I.2 Génératrices asynchrones utilisées dans les systèmes éoliens

Le domaine où le fonctionnement en mode génératrice de la machine asynchrone est le plus répandu est celui de l'énergie éolienne. En effet, c'est dans ce domaine que la génératrice asynchrone a connu des avancées notables. Dans ce qui suit, nous citerons quelques applications que nous essayerons de classer selon le type de machine asynchrone utilisée.

I.2.1 Génératrice asynchrone à cage

I.2.1.1 Génératrice asynchrone à cage reliée directement au réseau

Dans ce cas, cette génératrice est entraînée par une turbine éolienne à une vitesse constante légèrement supérieure à la vitesse de synchronisme ($g < 0$) (Figure I.1). La génératrice n'est connectée à aucune interface d'électronique de puissance, par contre un mécanisme d'orientation des pales permet de garder cette vitesse constante. Cette génératrice puise son énergie réactive nécessaire à sa magnétisation du réseau électrique.

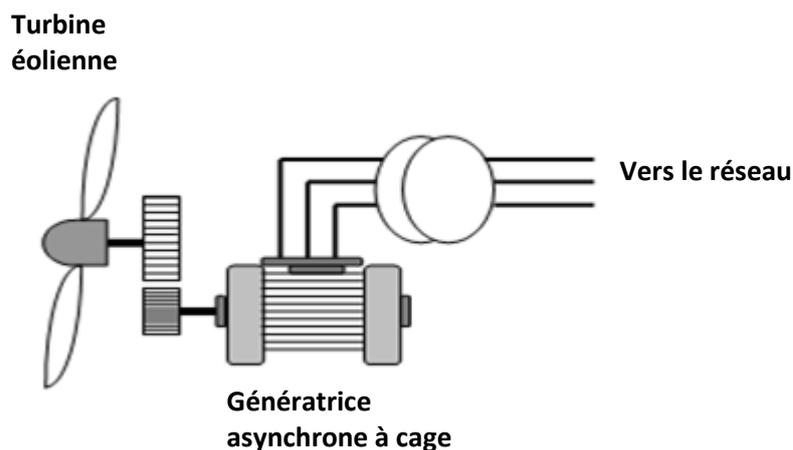


Figure I.1 Génératrice asynchrone à cage reliée directement au réseau

I.2.1.2 Génératrice asynchrone à cage auto-excitée

Elle est appelée en anglais SEIG : Self Excited Induction Generator. Cette génératrice puise son énergie réactive à partir d'un banc de condensateurs [10]. Elle peut débiter sur le

réseau électrique comme elle peut fonctionner en mode isolé et autonome. Cette génératrice ne nécessite pas d'être entraînée au-delà du synchronisme, elle fixe elle-même sa fréquence de travail et donc sa vitesse de synchronisme. Le problème de cette génératrice est que sa tension et sa fréquence dépendent de la vitesse de rotation et également de la charge alimentée. Pour pallier à cet inconvénient, elle est souvent associée à un convertisseur statique (un système redresseur-onduleur relié par un étage à courant continu) (Figure I.2).

L'inconvénient de ce système est le dimensionnement du convertisseur statique à la pleine puissance. Ce système a donc évolué vers l'utilisation de la machine asynchrone à rotor bobiné, commandée par son rotor, c'est la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA ou GADA).

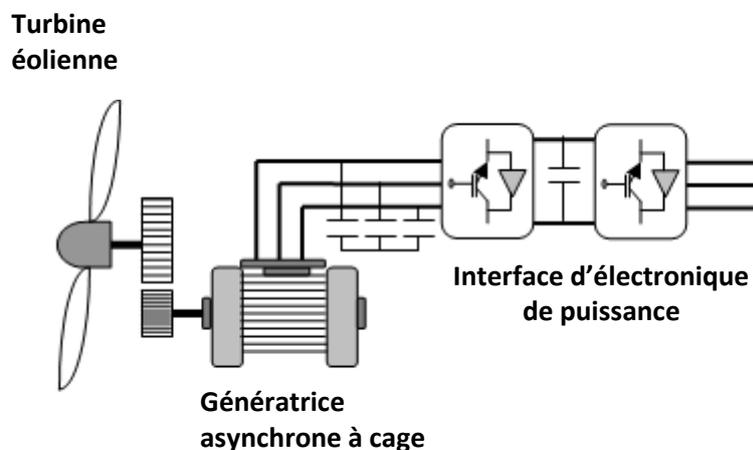


Figure I.2 Génératrice asynchrone auto-excitée par des bancs de condensateurs

I.2.2 Génératrice asynchrone à double alimentation (GADA)

Elle est appelée en anglais DFIG : Doubly Fed Induction Generator. Cette génératrice est à rotor bobiné, elle est souvent utilisée dans les applications de fortes puissances. Elle est également appelée génératrice à excitation alternative. En effet, son rotor est alimenté via le système balais-bagues par un système de tensions triphasé équilibré, assuré par un système redresseur-onduleur. Ce système de tension triphasé crée un champ tournant rotorique à la fréquence imposée par l'onduleur. De plus, le rotor tourne, entraîné par une turbine éolienne ou autre. La fréquence des tensions induites au stator est donc la somme de la fréquence de l'onduleur et la fréquence de rotation mécanique du rotor. L'idée est justement d'asservir la fréquence d'alimentation des phases rotoriques à la vitesse de rotation du rotor. Si le rotor accélère on diminue la fréquence d'alimentation et s'il ralentit on l'augmente et ceci de façon à garder toujours la fréquence des tensions statoriques constante et égale à 50 Hz (Figure I.3).

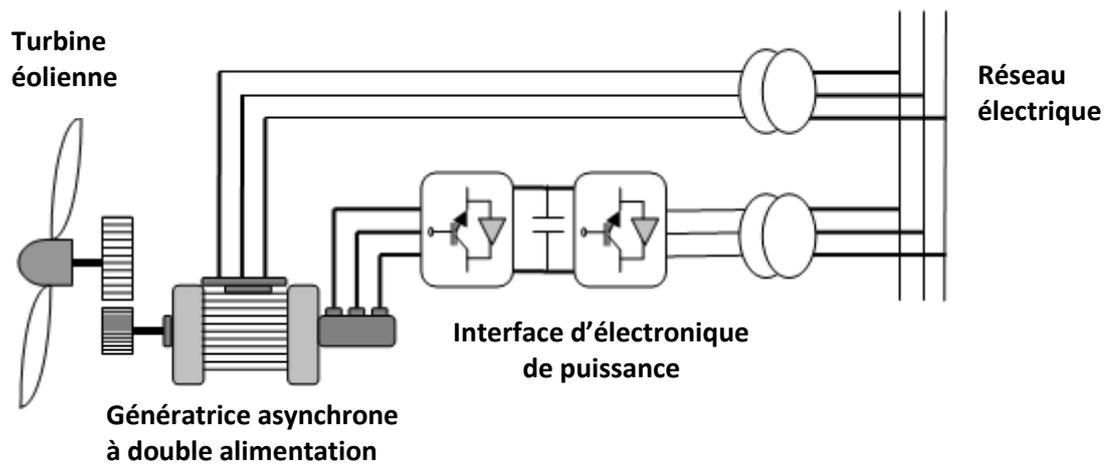


Figure I.3 Génératrice asynchrone à double alimentation

Ce système a un grand avantage, le convertisseur côté rotor est dimensionné à une fraction (souvent au tiers) de la puissance que peut fournir la génératrice par son stator, car on tolère dans ce genre d'application un glissement d'au plus égal à un tiers [11], [12].

Ce système présente malheureusement un gros inconvénient, c'est le système balais-bagues qui limite la puissance d'utilisation et impose un entretien régulier. C'est ainsi qu'est née l'idée d'une cascade de deux machines asynchrones à double alimentation.

I.2.3 Cascade de deux génératrices asynchrones à double alimentation

Pour pallier à l'inconvénient de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA), l'idée trouvée est de relier en cascade deux GADA (en anglais Cascaded Doubly Fed Induction Generator 'CDFIG'). En effet, en connectant électriquement (connexion directe ou par inversion de deux phases) et en couplant mécaniquement les deux rotors de deux machines asynchrones à rotors bobinés, on peut supprimer le système balais-bagues et réaliser une GADA sans balais. Nous disposons maintenant de deux machines entraînées à la même vitesse, ayant deux stators distincts et deux rotors reliés électriquement et mécaniquement. Tout se passe comme s'il n'y avait qu'un seul rotor. A présent, un stator sert de commande et un stator sert de puissance. Les deux stators peuvent être de puissances différentes et ayant des nombres de paires de pôles différents. La figure (I.4) montre une structure d'une cascade de GADA.

La structure en cascade de MADA peut être considérée comme la première réalisation pratique d'une machine asynchrone à double alimentation sans balais [13], elle représente le type fondamental d'une machine à induction sans balais [14].

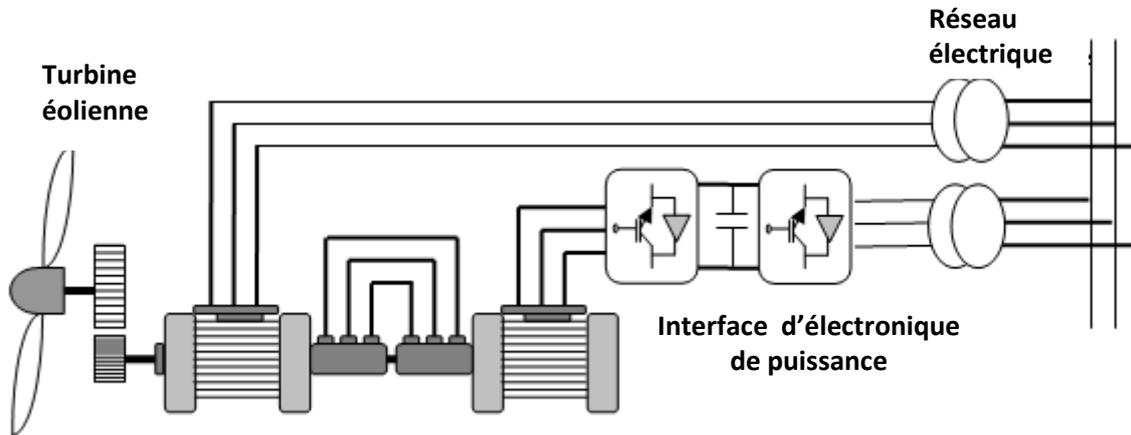


Figure I.4 Structure d'une cascade de GADAs

L'inconvénient de cette machine est son poids et son encombrement, ce qui pose un sérieux problème pour son utilisation dans les systèmes éoliens. Cet inconvénient a conduit à l'émergence de la génératrice asynchrone à double stator.

I.2.4 Génératrice asynchrone à double stator

Cette machine regroupe tous les avantages de la cascade de MADA, sans en présenter son principal inconvénient (poids et encombrement). Cette machine a un seul rotor et deux stators. Il s'agit en fait d'un seul stator physique, dans lequel sont logés deux systèmes d'enroulements triphasés. On parle ainsi, par abus de langage, de deux stators.

Ce genre de génératrice peut fonctionner en auto-excitée, on parlera alors de génératrice asynchrone doublement auto-excitée (Figure I.5). Elle peut également fonctionner en génératrice à double alimentation (Figure I.6). Dans ce cas, un stator sert de commande et un autre sert de puissance. On l'appelle alors en anglais: Twin Stator Induction Generator 'TSIG', ou Dual Stator Induction Generator "DSIG" ou Brushless Doubly Fed Twin Stator Induction Generator 'BDFTSIG'.

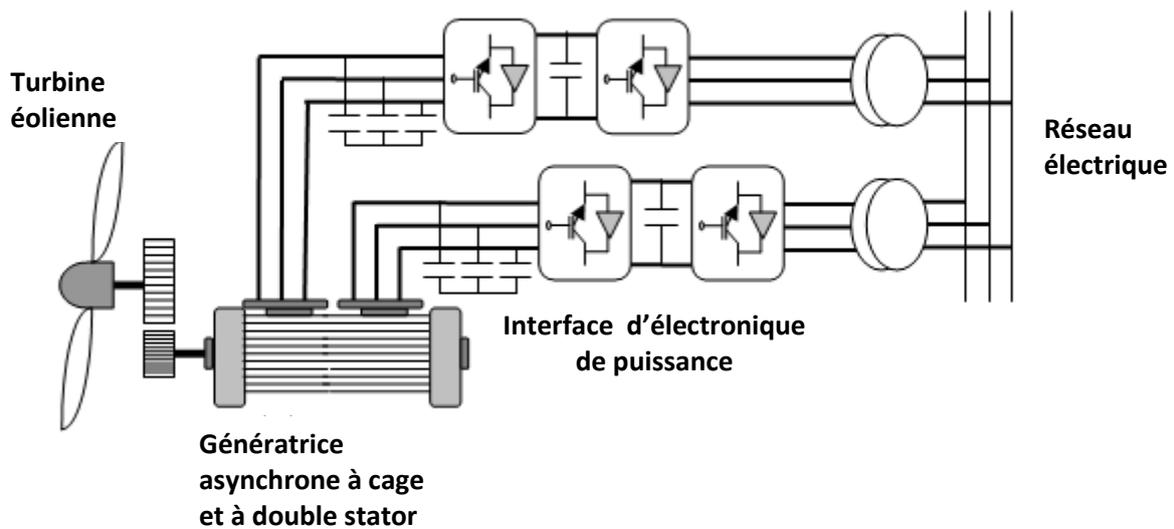


Figure I.5 Génératrice asynchrone à double stator auto-excitée

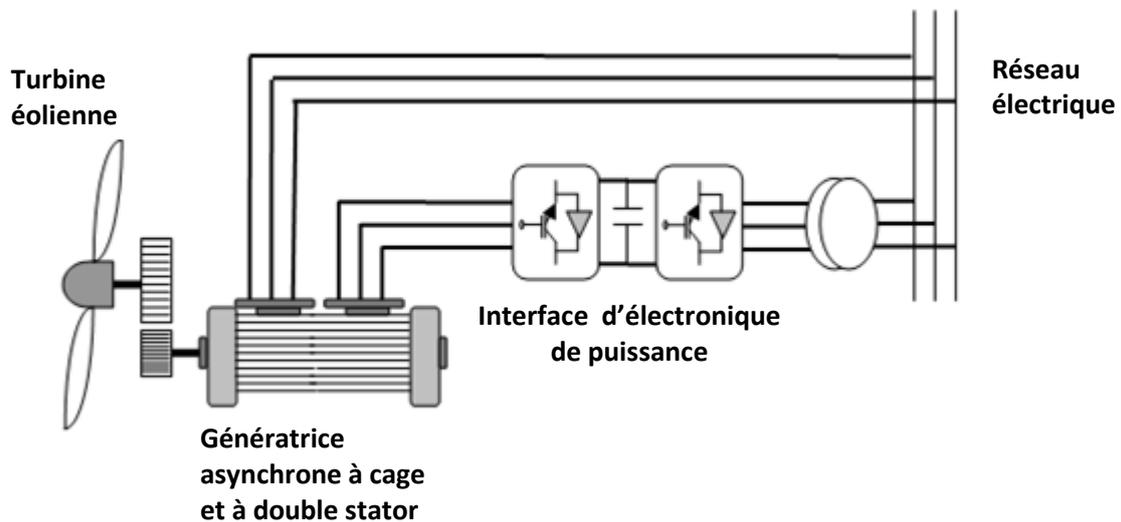


Figure I.6 Génératrice asynchrone à double stator

Dans ce qui suit, nous dresserons un état de l'art concernant uniquement les cascades de MADA et les machines asynchrones à double stator, étant donné que nous pouvons les considérer comme étant équivalentes et que nous pouvons les classer parmi les familles de MADA sans balais.

I.3 Etat de l'art sur les machines asynchrones à double alimentation sans balais.

I.3.1 Les cascades de machines asynchrones à double alimentation

L'idée de cette structure remonte à plus d'un siècle [15]. Il existe plusieurs types de couplages [16]. Un couplage frontal où les deux machines sont mises face à face ; dans ce genre de configuration, le couplage des enroulements rotoriques peut se faire de deux

manières, soit en couplage direct où on respecte la succession des phases ou alors en couplage inverse où deux des phases sont interchangées. L'autre type de couplage est le couplage par succession, où les deux machines se succèdent l'une après l'autre, là aussi, l'inversion de phases est possible [17].

On peut remarquer qu'une machine en cascade en couplage frontal avec un couplage direct est équivalente à une machine en succession en couplage inverse et vice-versa, [17].

Le type de couplage est caractérisé par un coefficient de couplage (c_c), comme suit [18].

$$\begin{cases} C_c = +1 & \text{pour un couplage direct des phases rotoriques} \\ C_c = -1 & \text{pour un couplage inverse des phases rotoriques} \end{cases}$$

La structure d'une cascade de MADA est caractérisée par deux paramètres [18], [19] qui sont :

- Le nombre de paires de pôles de chaque machine (p_1, p_2).
- Le type de couplage des phases rotoriques (c_c).

Ces paramètres ont un impact significatif sur le comportement de la cascade en termes de flux de puissance, de dimensionnement des convertisseurs et d'efficacité du système. Théoriquement, les deux machines à induction à rotor bobiné peuvent avoir n'importe quelle combinaison de paires de pôles avec des rotors connectés en séquence de couplage inverse ou directe. Une analyse détaillée de toutes les configurations d'architectures possibles de la cascade a été établie dans [20], [21] afin d'identifier les plus prometteuses.

Plusieurs autres travaux de recherche ont été présentés sur la cascade de MADA ; sur le couplage des deux MADA [22], [23], [24], sur l'étude et la modélisation [25], [26], [27], [28], sur le contrôle [29], [30], [31], [32], [33], [34] [[35], [[36], [37], [38], sur les systèmes de conversion d'énergie éolienne à base de la cascade de MADA [39], [40], [41], [42] et sur son utilisation en site isolé [20].

Dans [43] le comportement électrique et mécanique d'une cascade de MADA est développé. Les performances de l'utilisation d'un convertisseur multiniveaux pour le système de conversion d'énergie basé sur une cascade de MADA sont détaillées dans [44].

De nombreuses stratégies sont développées pour le contrôle indépendant de la puissance active et réactive, de manière à maximiser la puissance électrique générée par les systèmes éoliens basés sur la cascade de MADA. Les approches les plus courantes traitent de l'orientation du flux statorique dans le référentiel synchrone unifié [45], [46], [47], [48]. Ces

dernières années, le comportement transitoire des cascades de MADA connectées au réseau, la continuité de service ainsi que la régulation de la tension durant les défauts est le principal sujet de recherche [49], [50], [51], [52].

I.3.2 Les machines asynchrones à double stator

Les travaux recueillis de la littérature technique concernant la machine asynchrone à double stator sont nombreux et variés, nous avons voulu les classer en trois grands thèmes : la modélisation, l'auto-excitation et la commande.

I.3.2.1 Modélisation de la machine asynchrone à double stator

Dans la littérature, une variété de méthodes de modélisation de la machine asynchrone à double stator a été proposée par plusieurs auteurs. Certains ont développé des modèles en mode linéaire (sans tenir compte de la saturation), d'autres ont pris en considération l'influence de l'inductance de fuite mutuelle entre les deux stators.

[53] a présenté deux modèles mathématiques du moteur à induction à cage d'écureuil à double stator pour deux méthodes de commandes : la commande du champ orienté du rotor (Field Oriented Control 'FOC') et la commande directe du couple (Direct Torque Control 'DTC').

Dans [54], un modèle général pour une machine à induction à double stator qui est valable pour tous les référentiels et tout décalage entre les deux ensembles d'enroulements de stator triphasé a été présenté. Une amélioration substantielle est observée pour un décalage de 30° entre les deux ensembles d'enroulements de stator lorsqu'ils sont alimentés par deux onduleurs de tension à MLI. L'effet de l'inductance de fuite mutuelle entre les deux ensembles d'enroulements de stator a été inclus dans le modèle. Pour un décalage de 30° , une réduction des ondulations de couple a été observée et l'échauffement du rotor est également réduit en raison de la réduction des courants du rotor. Cependant, les courants maximaux du stator par phase ont augmenté.

[55] a présenté la modélisation détaillée d'un générateur à induction à double stator auto-excité en tenant compte de l'inductance de fuite mutuelle entre les deux enroulements statoriques. La dynamique du processus d'auto-excitation et l'application progressive de la charge sur la machine ont également été présentées.

Dans [56] une technique de modélisation vectorielle complexe est utilisée pour développer et simuler une machine à induction à double bobinage statorique avec rotor à cage

d'écureuil. Les performances transitoires et dynamiques de la machine dans deux cas de fonctionnement sont analysées et présentées ; à vide et lorsqu'un couple de charge constant est appliqué.

D'autres travaux ont été menés à propos de la prise en considération de cette mutuelle inductance de fuite entre les deux bobinages statoriques. Dans [57], l'impact de l'inductance de fuite mutuelle sur la précision des modèles de la MASDS est discuté. Trois modèles différents sont utilisés pour étudier l'impact de ce paramètre, en fonctionnement statique et dynamique. L'étude est menée avec deux machines asynchrones à double stator ayant un décalage spatial de 0° et 30° entre les étoiles statoriques. Il est prouvé que si l'inductance de fuite mutuelle n'est pas introduite de manière appropriée dans le processus de modélisation, il en résulte une perte de précision importante.

[58] a présenté une étude sur l'influence de l'impédance de fuite mutuelle statorique sur les performances d'une machine asynchrone à double stator intégré dans un système de production d'énergie éolienne.

L'effet de l'inductance de fuite mutuelle entre les deux bobinages statoriques dans une machine asynchrone à double étoiles a également été présenté par Kouki dans [59] et [60]. Il y a néanmoins des études où le couplage mutuel de fuite statorique a été négligé [61], [62].

I.3.2.2 Génératrice asynchrones à double stator auto-excitée et fonctionnement autonome

Les unités autonomes de production d'énergie conviennent parfaitement aux zones d'approvisionnement en énergie où l'extension du réseau électrique n'est pas réalisable.

Le générateur asynchrone auto-excité autonome peut alimenter des groupes de foyers (habitations) isolés, des villages, des communautés, etc....

[63] traite de la modélisation de moteur asynchrone à double stator auto -excité, le but de son travail est d'étudier l'impact de l'inductance mutuelle de fuite statorique sur la modélisation d'une telle machine en régime permanent et en fonctionnement dynamique. Cette étude intègre deux modèles. Premièrement, les effets de l'inductance de fuite mutuelle entre les deux enroulements de stator sont négligés. Deuxièmement, l'inductance de fuite mutuelle a été prise en compte, il a conclu que les deux modèles ont de bonnes performances mais, la circulation des courants harmoniques provient du couplage mutuel entre les enroulements du stator.

Dans [64], un modèle mathématique généralisé pour l'analyse des performances en régime permanent d'un générateur à induction à double stator auto-excité a été présenté. Le modèle mathématique et la méthode proposés peuvent être facilement étendus à l'analyse de l'influence de la variation de la capacité d'excitation et du variateur sur les caractéristiques du générateur.

[65] a présenté une méthode simple pour calculer la valeur minimale de la capacité d'auto-excitation dans un générateur d'induction auto-excité à six phases. La méthode proposée est simple et évite la dérivation analytique longue et fastidieuse de plusieurs équations. La méthodologie présentée dans le document est également applicable pour la valeur de capacité minimale analytiquement dans deux conditions : (i) lorsque la capacité d'excitation est connectée à travers un jeu d'enroulements triphasé unique, et (ii) lorsque celle-ci est connectée à deux jeux d'enroulements, ceci pour un fonctionnement sans charge et pour une charge résistive pure. Un bon accord entre les résultats calculés et expérimentaux est obtenu pour les échantillons de cas de test, ce qui vérifie en général l'exactitude de la méthodologie proposée.

Une étude des générateurs à induction auto-excités (Self Excited Induction Generator 'SEIG') déployés pour la production d'énergie électrique dans des applications éoliennes autonomes et mini / micro hydro-électrique a été présentée dans [66]. Le fonctionnement en régime dégradé des générateurs à induction auto-excités multiphasés a été traité dans [67].

En 2008, les auteurs dans [68] ont décrit un nouveau modèle généralisé pour l'analyse des performances d'un générateur asynchrone auto-excité de six phases pour la production d'énergie renouvelable autonome. Avec trois topologies de condensateur d'excitation, leur attention est portée sur l'influence des différentes connexions de condensateurs sur les capacités de surcharge du générateur et la puissance de sortie.

Dans [69] on trouve la modélisation d'un générateur asynchrone à double étoile auto-excité en mode de fonctionnement équilibré et non équilibré alimentant différents types de charges, les performances statiques et dynamiques du générateur ont été analysées.

Dans [70] une procédure simple pour analyser la performance d'un générateur à induction à six phases auto-régulé et auto-excité est présentée. Une méthode simple pour déterminer les valeurs des capacités en série et en dérivation pour une performance optimale est également donnée.

I.3.2.3 Contrôle de la génératrice asynchrone à double stator

Une multitude de méthodes de contrôles ont été proposées par plusieurs auteurs, nous allons citer quelques unes dans ce qui suit :

I.3.2.3.1 Contrôle par modes glissants

Dans [17], [71], [[72], les auteurs présentent un algorithme de contrôle en modes glissants d'une DSIM, ce type de contrôle assure une bonne performance de suivi de consigne, une dynamique rapide et un temps de réponse court.

Dans [73] l'auteur a proposé la méthode de contrôle par modes glissants de haut niveau pour le contrôle de puissance active et réactive d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une machine asynchrone à cage et à double stator.

I.3.2.3.2 Contrôle par logique floue

La logique floue a été un vrai succès non seulement dans la modélisation mais aussi dans le contrôle de machines asynchrones à double étoile. Une application utilisant des systèmes flous a été développée dans [71], [72], [75], [76], [77], [78], [79].

[80] présente dans son article, une étude comparative entre l'utilisation d'un régulateur PI et d'un régulateur flou pour le contrôle de la vitesse d'une machine à induction à double étoile (DSIM) alimentée par deux convertisseurs de tension MLI, la commande à flux orienté a été utilisée (FOC). Les résultats de la simulation illustrent la robustesse et l'efficacité du régulateur flou aux variations paramétriques.

[74] s'est concentré sur la conception et l'analyse de la commande vectorielle de vitesse optimisée PI conventionnelle et PI en logique floue du générateur à induction à double stator (DSIG) dans un système de conversion d'énergie éolienne.

Dans [81] on trouve un système de générateur à induction à double stator contrôlé par un contrôleur flou pour améliorer la réponse dynamique. Un modèle de simulation du système de contrôle flou sous Matlab / Simulink a été élaboré. Les résultats de simulation trouvés ont montré que le système de contrôle par la logique floue a une réponse dynamique plus rapide que celle utilisant des contrôleurs PID traditionnels.

I.3.2.3.3 Modèle de contrôle prédictif de puissance

Un modèle de contrôle prédictif de puissance d'un générateur asynchrone à double stator a été proposé par Xinchu Wei et al. afin d'obtenir un contrôle précis de la puissance dans [82],

et pour la synchronisation du réseau et la production d'électricité dans [83]. Dans [84], cette méthode a été proposée par le même auteur pour réduire l'ondulation de la puissance et diminuer le taux de distorsion harmonique du courant. Enfin dans [85], une méthode de contrôle prédictif de puissance plus performante pour un même type de générateur a été développée, et ce en évaluant l'ensemble des commutations possibles du convertisseur de puissance pour la sélection de l'état le plus optimisé pour la fonction du coût.

I.3.2.3.4 Réseaux de neurones

Dans [86], l'auteur a proposé l'utilisation de réseaux de neurones artificiels pour contrôler la vitesse d'un moteur asynchrone à double étoile alimenté par un convertisseur matriciel utilisant l'algorithme de modulation de Venturini. Le même auteur dans [87] a procédé à l'application des techniques de l'intelligence artificielle pour la commande de la machine asynchrone à double stator alimentée par deux convertisseurs matriciels, principalement il s'est intéressé aux régulateurs de vitesse classiquement utilisés et à leur remplacement par différents types de régulateurs flous et neuronaux.

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, Nous avons décrit dans un premier temps les principales structures de systèmes éoliens utilisant la machine asynchrone. Nous nous sommes dans un second temps intéressés plus précisément à une famille bien particulière de machines asynchrones qui est la machine à double alimentation sans balais, pour laquelle nous avons dressé un état de l'art. Cette famille regroupe les cascades de machines asynchrones à double alimentation et les machines asynchrones à double stator. C'est dans cette dernière que s'inscrit le travail de thèse que nous avons développé.

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone à double stator

II.1 Introduction

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues, dans ce chapitre nous présentons le modèle mathématique de la machine asynchrone à double stator.

Avant de procéder à l'étape de modélisation de la machine asynchrone à double stator, nous allons d'abord décrire la constitution physique de celle-ci, pour aboutir à son schéma électrique représentant la disposition géométrique des enroulements.

Puis, nous définirons les différents angles qui interviennent dans les équations pour établir les équations magnétiques, électriques et mécaniques dans le système d'axes naturels (a,b,c). Nous développerons enfin ces dernières équations dans le repère de Park pour le fonctionnement moteur de la machine et nous établissons les équations d'auto-amorçage pour le cas du fonctionnement en générateur autonome.

Le modèle sera établi en utilisant la transformation de Park en régime linéaire puis en régime saturé. L'effet de la saturation sera pris en compte par le biais d'inductances magnétisantes variables en fonction des courants magnétisants.

II.2 Description de la machine asynchrone à double stator

L'appellation machine asynchrone à double stator (en anglais : twin stator induction machine) est dû au fait que le stator contient un double enroulement triphasé. On l'appelle également machine asynchrone à double étoile quand les deux enroulements triphasés sont connectés chacun en étoile. Le rotor est par contre à cage d'écureuil identique à celui d'une machine asynchrone à un seul stator.

La figure II.1 illustre l'image photographique de la machine asynchrone à double stator objet de notre étude, fabriquée par l'entreprise « ELECTRO-INDUSTRIES » d'Azazga (Tizi-Ouzou). Ce type de machine n'est pas commercialisé par l'entreprise, elle a été fabriquée suite à notre sollicitation dans le cadre de la préparation de cette présente thèse.

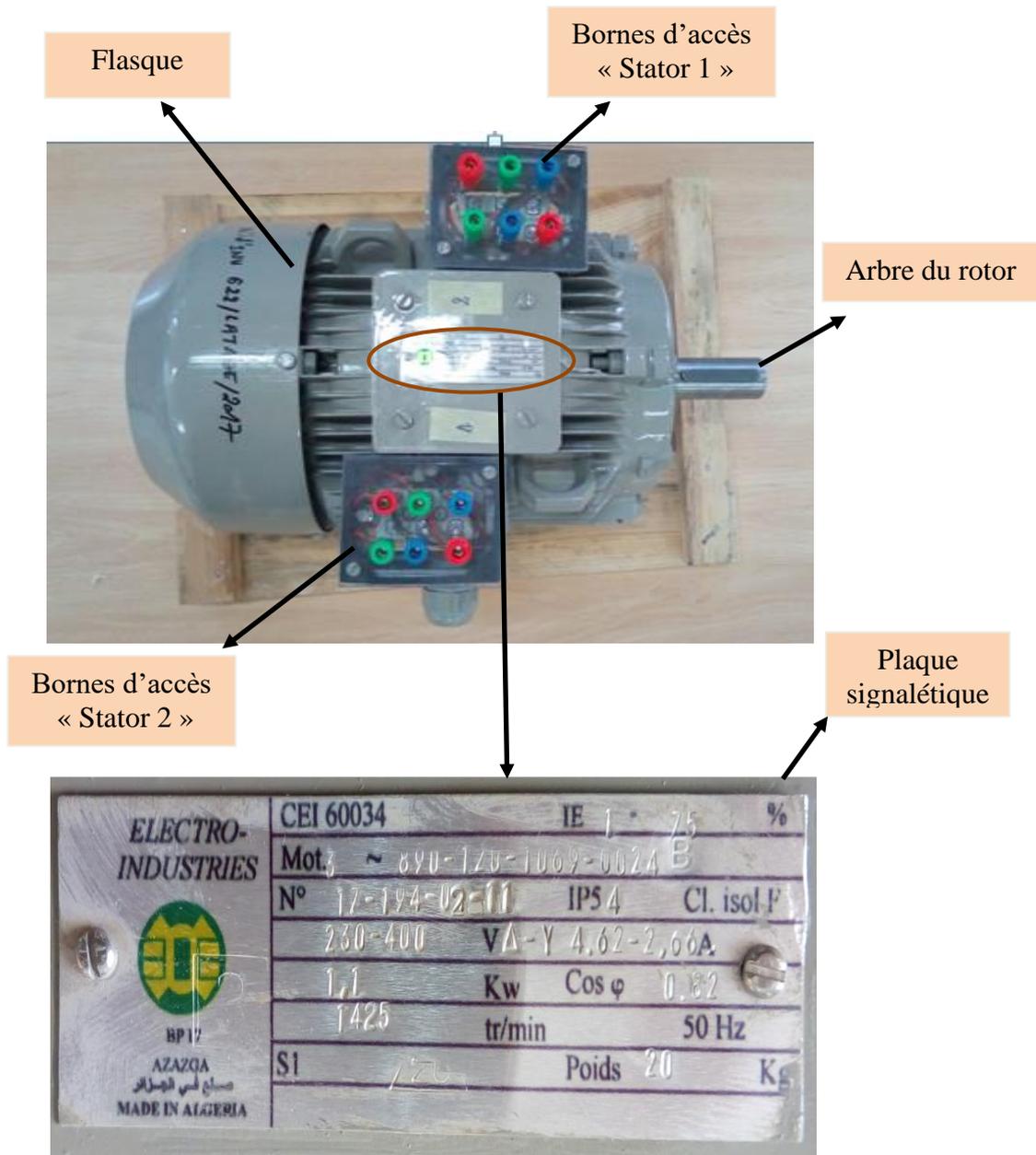


Figure II.1 Photographique de la machine asynchrone à double stator et plaque signalétique pour un stator de la machine

Du point de vue bobinage, les deux enroulements triphasés au stator peuvent être décalés d'un angle γ . Cet angle de décalage entre les deux stators prend communément les valeurs suivantes : 0° , 30° ou 60° . La valeur 60° est particulière puisqu'elle permet d'obtenir une machine à double usage (machine à double étoile et machine hexaphasée).

Le schéma de la figure II.2 montre la disposition géométrique des enroulements d'une machine asynchrone à un stator et ceux d'une machine à double stator. Pour simplifier la schématisation ; dans une machine à 36 encoches, chaque phase occupera 12 encoches (6 d'un

côté et 6 du côté diamétralement opposé), quand il s'agit d'un seul stator. Par contre dans une machine à double stator, chaque phase d'un stator occupera 6 encoches si les deux stators sont identiques. Si les deux stators sont différents, alors le stator de grande puissance occupera plus d'espace que le stator de commande. Généralement, le stator de puissance occupera les deux tiers (soit 8 encoches) et le stator de commande occupera le tiers restant (soit 4 encoches).

Le schéma de la figure II.2 montre le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone à double stator (cas d'un montage étoile). Il s'agit de deux étoiles décalées géométriquement d'un angle γ .

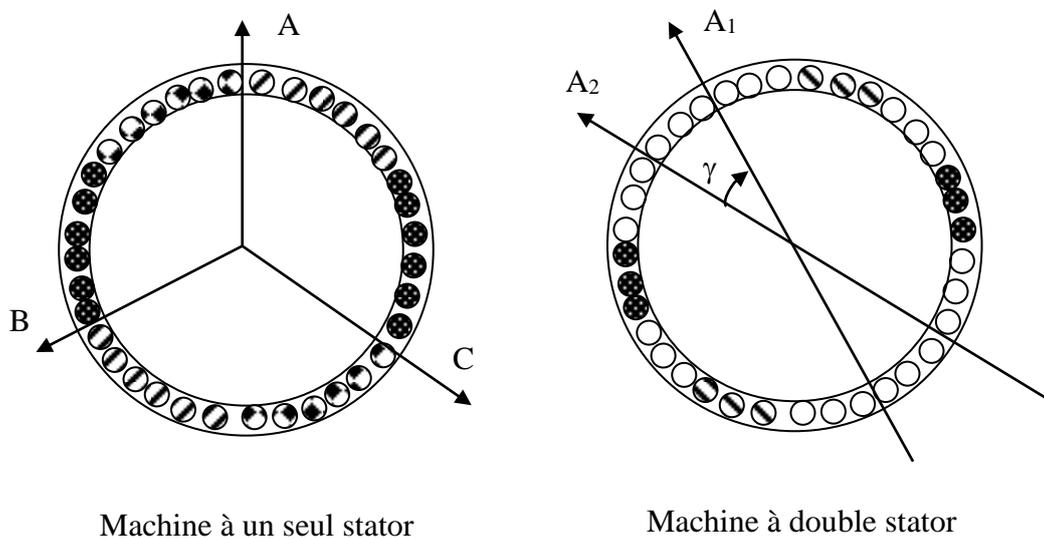


Figure II.2 Disposition des enroulements d'une machine asynchrone à un stator et à double stator

II.3 Représentation de la machine dans l'espace électrique

Les armatures du stator et du rotor sont toutes deux cylindriques (entrefer constant). Le stator porte deux enroulements triphasés identiques décalés entre eux d'un angle γ .

Les enroulements statoriques et rotoriques sont représentés aux droites de leurs axes magnétiques.

La machine est représentée dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation (Figure II.3)

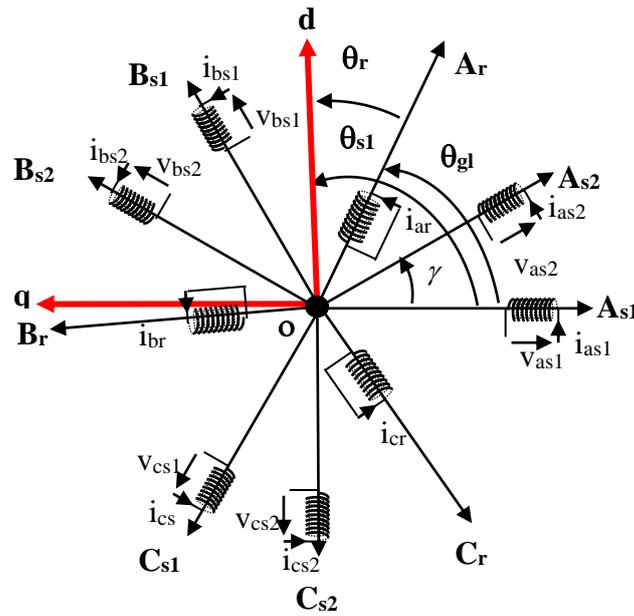


Figure II.3 Machine asynchrone à double stator, représentation dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation

• Définition des angles

➤ Angles dans le repère (a,b,c)

$$(oA_{s1}, oA_{s2}) = \gamma \quad ; \quad (oA_{s1}, oA_r) = \theta_{gl} \quad ; \quad (oA_{s2}, oA_r) = \theta_{gl} - \gamma \quad \text{(II-1)}$$

➤ Angles de Park

$$(oA_{s1}, od) = \theta_{s1} = \theta \quad ; \quad (oA_{s2}, od) = \theta_{s1} - \gamma = \theta - \gamma \quad ; \quad (oA_r, od) = \theta_r = \theta_{s1} - \theta_{gl} = \theta - \theta_{gl} \quad \text{(II-2)}$$

II-4 Modélisation de la Machine asynchrone à double stator

L'étude du fonctionnement de la machine asynchrone, en moteur comme en générateur, nécessite de disposer d'un modèle mathématique. Dans le paragraphe suivant, nous allons présenter une modélisation analytique de la machine asynchrone à double stator, le modèle ainsi décrit est valable dans tous les référentiels (stator, rotor et champs tournant) et pour les deux modes de fonctionnement (moteur ou générateur), sauf que pour le fonctionnement en générateur autonome, l'appel à des condensateurs d'auto-amorçage est indispensable. Dans ce cas des équations d'auto-amorçage des deux stators seront insérées au modèle numérique.

II.4.1 Hypothèses simplificatrices

Avant de commencer la modélisation de la machine, nous adoptons quelques hypothèses simplificatrices pour surmonter quelques difficultés concernant certains phénomènes difficiles à modéliser. Ces hypothèses se présentent comme suit:

1. La saturation du circuit magnétique est prise en compte par le biais d'inductances magnétisantes variables en fonction des courants magnétisants. L'effet de l'hystérésis est négligé.

2. Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligé.

3. La construction de la machine est supposée homogène, c'est-à-dire que la longueur de l'entrefer est constante.

4. Nous admettons de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures statoriques est à répartition spatiale sinusoïdale.

5. Nous admettons que les deux enroulements triphasés statoriques sont équilibrés et identiques.

6. La machine asynchrone à cage est assimilée à une machine asynchrone à rotor bobiné.

II.4.2 Modèle triphasé de la machine asynchrone à double stator dans les axes réels (a,b,c)

Equations électriques dans les axes (a,b,c)

$$\begin{aligned} (v_{s1}) &= \frac{d(\varphi_{s1})}{dt} + [R_{s1}] \cdot (i_{s1}) & (v_{s1}) &= (v_{as1}, v_{bs1}, v_{cs1}) & (i_{s1}) &= (i_{as1}, i_{bs1}, i_{cs1}) & (\varphi_{s1}) &= (\varphi_{as1}, \varphi_{bs1}, \varphi_{cs1}) \\ (v_{s2}) &= \frac{d(\varphi_{s2})}{dt} + [R_{s2}] \cdot (i_{s2}) & (v_{s2}) &= (v_{as2}, v_{bs2}, v_{cs2}) & (i_{s2}) &= (i_{as2}, i_{bs2}, i_{cs2}) & (\varphi_{s2}) &= (\varphi_{as2}, \varphi_{bs2}, \varphi_{cs2}) \\ (v_r) &= 0 = \frac{d(\varphi_r)}{dt} + [R_r] \cdot (i_r) & (v_r) &= (0, 0, 0) & (i_r) &= (i_{ar}, i_{br}, i_{cr}) & (\varphi_r) &= (\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}) \end{aligned} \quad (\text{II-3})$$

Avec :

$$[R_{s1}] = r_{s1} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad [R_{s2}] = r_{s2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad [R_r] = r_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

R_{s1}, R_{s2}, R_r : Les matrices résistances des stators et du rotor.

(v_{s1}) : Vecteur, des tensions du stator 1

(v_{s2}) : Vecteur, des tensions du stator 2

(i_{s1}) : Vecteur, des courants du stator 1

(i_{s2}) : Vecteur, des courants du stator 2

(φ_{s1}) : Vecteur, des flux du stator 1

(φ_{s2}) : Vecteur, des flux du stator 2

(v_r) : Vecteur, des tensions rotoriques

(i_r) : Vecteur, des courants rotoriques

(φ_r) : Vecteur, des flux rotoriques

• **Equations magnétiques dans les axes a,b,c**

$$(\varphi_{s1}) = [L_{ss1}] \cdot (i_{s1}) + [L_{s1s2}] \cdot (i_{s2}) + [L_{s1r}] \cdot (i_r)$$

$$(\varphi_{s2}) = [L_{s2s1}] \cdot (i_{s1}) + [L_{ss2}] \cdot (i_{s2}) + [L_{s2r}] \cdot (i_r)$$

(II-4)

$$(\varphi_r) = [L_{rs1}] \cdot (i_{s1}) + [L_{rs2}] \cdot (i_{s2}) + [L_{rr}] \cdot (i_r)$$

Avec : $[L_{s1s1}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles du stator S₁ seul

$[L_{s2s2}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles du stator S₂ seul

$$[L_{s1s1}] = [L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} L_{as} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{as} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{as} + L_{ms} \end{bmatrix} = (L_{as} + L_{ms}) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} - \frac{1}{2}L_{ms} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$[L_{s1s2}] = [L_{s2s1}]^t$: Matrice des inductances mutuelles entre les deux stators S₁ et S₂ :

$$[L_{s1s2}] = [L_{s2s1}]^t = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \gamma & \cos(\gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos \gamma & \cos(\gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos \gamma \end{bmatrix}$$

$[L_{s1r}] = [L_{rs1}]^t$ Matrice des inductances mutuelles entre le stator S₁ et le rotor :

$$[L_{s1r}] = [L_{rs1}]^t = L_{msr} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_{gl} & \cos(\theta_{gl} - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_{gl} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{gl} - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_{gl} & \cos(\theta_{gl} - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{gl} - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_{gl} - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_{gl} \end{bmatrix}$$

$[L_{s2r}] = [L_{rs2}]^t$: Matrice des inductances mutuelles entre le stator S2 et le rotor :

$$[L_{s2r}] = [L_{rs2}]^t = L_{msr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{gl} - \gamma) & \cos(\theta_{gl} - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_{gl} - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{gl} - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{gl} - \gamma) & \cos(\theta_{gl} - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{gl} - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_{gl} - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{gl} - \gamma) \end{bmatrix}$$

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles du rotor seul

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{ar} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{ar} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{ar} + L_{mr} \end{bmatrix} = (L_{ar} + L_{mr}) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} - \frac{1}{2}L_{mr} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

L_{as} : Inductance propre d'une phase statorique (les deux stators sont considérés comme étant de constitution identique).

L_{ar} : Inductance propre d'une phase rotorique

L_{ms} : Inductance mutuelle maximale entre deux phases statoriques

L_{mr} : Inductance mutuelle maximale entre deux phases rotoriques

L_{msr} : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une autre rotorique

II.4.3 Modèle biphasé de la machine asynchrone à double stator sur les axes (d,q)

II.4.3.1 Transformation de Park

La résolution des équations de la MASDS écrites dans le repère naturel (a,b,c) est problématique en termes de temps de calcul. C'est pour cela que l'on fait appel à la transformation de Park. Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a,b,c) à un système biphasé équivalent d'axes (d,q).

Elle consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variables faisant intervenir l'angle entre les axes des phases et les axes d et q.

Dans la matrice de Park, c'est l'angle θ_{s1} qui intervient pour le stator 1, θ_{s2} pour le stator 2 et θ_r pour les grandeurs rotoriques.

On définit donc les matrices et les matrices inverses de Park suivantes :

$$P(\theta_{s1}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}; P(\theta_{s1})^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

$$P(\theta_{s2}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}; P(\theta_{s2})^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

$$P(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_{st}) & \cos(\theta - \theta_{st} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_{st} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_{st}) & -\sin(\theta - \theta_{st} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_{st} - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}; P(\theta_r)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_{st}) & -\sin(\theta - \theta_{st}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_{st} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_{st} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_{st} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_{st} - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

Tel que :

$P(\theta_{s1})$: Matrice de transformation de Park du premier enroulement statorique.

$P(\theta_{s2})$: Matrice de transformation de Park du deuxième enroulement statorique.

$P(\theta_r)$: Matrice de transformation de Park de l'enroulement rotorique.

La transformation de Park pour les courants des deux stators se présente comme suit :

$$(i_{ps1}) = P(\theta_{s1}) \cdot (i_{s1}) \quad \Rightarrow \quad (i_{s1}) = P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1}) \quad (\text{II-8})$$

$$(i_{ps2}) = P(\theta_{s2}) \cdot (i_{s2}) \quad \Rightarrow \quad (i_{s2}) = P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2}) \quad (\text{II-9})$$

avec :

$(i_{ps1}) = (i_{ds1} \quad i_{qs1} \quad i_{0s1})^t$ composantes de Park ($d_{s1}, q_{s1}, 0_{s1}$) du courant au stator S1.

$(i_{ps2}) = (i_{ds2} \quad i_{qs2} \quad i_{0s2})^t$ composantes de Park ($d_{s2}, q_{s2}, 0_{s2}$) du courant au stator S2.

Cette transformation est valable aussi pour les tensions et les flux des deux stators.

Pour les grandeurs rotoriques, il suffit de remplacer l'indice « s1 ou s2 » par l'indice « r ».

$$(i_{pr}) = P(\theta_r) \cdot (i_r) \quad \Rightarrow \quad (i_r) = P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr}) \quad (\text{II-10})$$

Cette même transformation s'applique aussi pour les flux et les tensions du rotor.

II.4.3.2 Equations magnétiques dans les axes d et q

- **Flux du Stator S₁ :**

$$\begin{aligned}(\varphi_{s1}) &= [L_{s1s1}] \cdot (i_{s1}) + [L_{s1s2}] \cdot (i_{s2}) + [L_{s1r}] \cdot (i_r) \\ P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (\varphi_{ps1}) &= [L_{s1s1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1}) + [L_{s1s2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2}) + [L_{s1r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr})\end{aligned}$$

On multiplie à gauche par $P(\theta_{s1})$:

$$(\varphi_{ps1}) = P(\theta_{s1}) [L_{s1s1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1}) + P(\theta_{s1}) [L_{s1s2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2}) + P(\theta_{s1}) [L_{s1r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr}) \quad (\text{II-11})$$

- **Flux du Stator S₂ :**

$$\begin{aligned}(\varphi_{s2}) &= [L_{s2s1}] \cdot (i_{s1}) + [L_{s2s2}] \cdot (i_{s2}) + [L_{s2r}] \cdot (i_r) \\ P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (\varphi_{ps2}) &= [L_{s2s1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1}) + [L_{s2s2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2}) + [L_{s2r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr})\end{aligned}$$

On multiplie à gauche par $P(\theta_{s2})$:

$$(\varphi_{ps2}) = P(\theta_{s2}) [L_{s2s1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1}) + P(\theta_{s2}) [L_{s2s2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2}) + P(\theta_{s2}) [L_{s2r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr}) \quad (\text{II-12})$$

- **Flux du Rotor :**

$$\begin{aligned}(\varphi_r) &= [L_{rs1}] \cdot (i_{s1}) + [L_{rs2}] \cdot (i_{s2}) + [L_{rr}] \cdot (i_r) \\ P(\theta_r)^{-1} \cdot (\varphi_{pr}) &= [L_{rs1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1}) + [L_{rs2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2}) + [L_{rr}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr})\end{aligned}$$

On multiplie à gauche par $P(\theta_r)$:

$$(\varphi_{pr}) = P(\theta_r) [L_{rs1}] P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1}) + P(\theta_r) [L_{rs2}] P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2}) + P(\theta_r) [L_{rr}] P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr}) \quad (\text{II-13})$$

Il faut donc effectuer les 9 produits matriciels suivants :

$$\begin{aligned}P(\theta_{s1}) [L_{s1s1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} & ; \quad P(\theta_{s1}) [L_{s1s2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} & ; \quad P(\theta_{s1}) [L_{s1r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \\ P(\theta_{s2}) [L_{s2s1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} & ; \quad P(\theta_{s2}) [L_{s2s2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} & ; \quad P(\theta_{s2}) [L_{s2r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \\ P(\theta_r) [L_{rs1}] P(\theta_{s1})^{-1} & ; \quad P(\theta_r) [L_{rs2}] P(\theta_{s2})^{-1} & ; \quad P(\theta_r) [L_{rr}] \cdot P(\theta_r)^{-1}\end{aligned}$$

Nous représentons ci-dessous les résultats des équations magnétiques de la machine asynchrone à double stator dans les axes (d,q). Les détails des calculs sont fournis en annexe A.

$$\begin{pmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{0s1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{0s2} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{0r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{as} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{msr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{as} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{msr} & 0 \\ 0 & 0 & L_{as} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 & L_{as} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{msr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 & L_{as} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{msr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{os} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}L_{msr} & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{msr} & 0 & 0 & L_{ar} + \frac{3}{2}L_{mr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_{msr} & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{msr} & 0 & 0 & L_{ar} + \frac{3}{2}L_{mr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{or} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{0s1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{0s2} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{0r} \end{pmatrix} \quad (\text{II-14})$$

On pose :

$$L_{mcs} = \frac{3}{2}L_{ms} \quad ; \quad L_s = L_{as} + \frac{3}{2}L_{ms} \quad ; \quad L_r = L_{ar} + \frac{3}{2}L_{mr} \quad ; \quad L_{mc} = \frac{3}{2}L_{msr}$$

$$L_s = L_{as} + \frac{3}{2}L_{ms} : \text{Inductance propre cyclique statorique}$$

$$L_r = L_{ar} + \frac{3}{2}L_{mr} : \text{Inductance propre cyclique rotorique}$$

$$L_{mcs} = \frac{3}{2}L_{ms} : \text{Inductance mutuelle cyclique statorique}$$

$$L_{mc} = \frac{3}{2}L_{msr} : \text{Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor}$$

$$L_{os}, L_{or} : \text{Inductances homopolaires statorique et rotorique}$$

En ne tenant pas compte des composantes homopolaires des flux, on obtient :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & L_{mcs} & 0 & L_{mc} & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_{mcs} & 0 & L_{mc} \\ L_{mcs} & 0 & L_s & 0 & L_{mc} & 0 \\ 0 & L_{mcs} & 0 & L_s & 0 & L_{mc} \\ L_{mc} & 0 & L_{mc} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_{mc} & 0 & L_{mc} & 0 & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \quad (\text{II-15})$$

Ce système matriciel est décomposable en deux sous systèmes :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{dr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & L_{mcs} & L_{mc} \\ L_{mcs} & L_s & L_{mc} \\ L_{mc} & L_{mc} & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{ds2} \\ i_{dr} \end{pmatrix} \quad (\text{II-16})$$

$$\begin{pmatrix} \varphi_{qs1} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & L_{mcs} & L_{mc} \\ L_{mcs} & L_s & L_{mc} \\ L_{mc} & L_{mc} & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs1} \\ i_{qs2} \\ i_{qr} \end{pmatrix}$$

II.4.3.3 Equations électriques dans les axes d et q

- Equations électriques au stator S₁

$$(v_{s1}) = \frac{d(\varphi_{s1})}{dt} + [\mathcal{R}_{s1}] \cdot (i_{s1})$$

$$P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (v_{ps1}) = \frac{d(P(\theta_{s1})^{-1} \cdot \varphi_{ps1})}{dt} + [\mathcal{R}_{s1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1})$$

$$P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (v_{ps1}) = P(\theta_{s1})^{-1} \frac{d\varphi_{ps1}}{dt} + \frac{d(P(\theta_{s1})^{-1})}{d\theta_{s1}} \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot \varphi_{ps1} + [\mathcal{R}_{s1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1})$$

On multiplie à gauche par $P(\theta_{s1})$:

$$(v_{ps1}) = \frac{d(\varphi_{ps1})}{dt} + \left\{ p(\theta_{s1}) \cdot \frac{d(p(\theta_{s1})^{-1})}{d\theta_{s1}} \right\} \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot \varphi_{ps1} + [\mathcal{R}_{s1}] \cdot (i_{ps1}) \quad (\text{II-17})$$

- Equations électriques au stator S₂ :

$$(v_{s2}) = \frac{d(\varphi_{s2})}{dt} + [\mathcal{R}_{s2}] \cdot (i_{s2})$$

$$P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (v_{ps2}) = \frac{d(P(\theta_{s2})^{-1} \cdot \varphi_{ps2})}{dt} + [\mathcal{R}_{s2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2})$$

$$P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (v_{ps2}) = P(\theta_{s2})^{-1} \frac{d\varphi_{ps2}}{dt} + \frac{d(P(\theta_{s2})^{-1})}{d\theta_{s2}} \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot \varphi_{ps2} + [\mathcal{R}_{s2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2})$$

On multiplie à gauche par $P(\theta_{s2})$:

$$(v_{ps2}) = \frac{d(\varphi_{ps2})}{dt} + \left\{ p(\theta_{s2}) \cdot \frac{d(p(\theta_{s2})^{-1})}{d\theta_{s2}} \right\} \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot \varphi_{ps2} + [\mathcal{R}_{s2}] \cdot (i_{ps2}) \quad (\text{II-18})$$

- **Equations électriques au rotor**

$$(v_r) = \frac{d(\varphi_r)}{dt} + [\mathcal{R}_r] \cdot (i_r)$$

$$P(\theta_r)^{-1} \cdot (v_{pr}) = \frac{d(P(\theta_r)^{-1} \cdot \varphi_{pr})}{dt} + [\mathcal{R}_r] P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr})$$

$$P(\theta_r)^{-1} \cdot (v_{pr}) = P(\theta_r)^{-1} \frac{d\varphi_{pr}}{dt} + \frac{dP(\theta_r)^{-1}}{d\theta_r} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{pr} + [\mathcal{R}_r] P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr})$$

Multiplions à gauche par $P(\theta_r)$:

$$(v_{pr}) = \frac{d(\varphi_{pr})}{dt} + \left\{ P(\theta_r) \cdot \frac{d(P(\theta_r)^{-1})}{d\theta_r} \right\} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{pr} + [\mathcal{R}_r] \cdot (i_{pr}) \quad (\text{II-19})$$

Effectuons les produits matriciels (entre accolades) :

$$P(\theta_{s1}) \cdot \frac{d(P(\theta_{s1})^{-1})}{d\theta_{s1}} = P(\theta_{s2}) \cdot \frac{d(P(\theta_{s2})^{-1})}{d\theta_{s2}} = P(\theta_r) \cdot \frac{d(P(\theta_r)^{-1})}{d\theta_r} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Nous obtenons finalement le système d'équations ci-dessous représentant les équations électriques dans les axes fictifs de Park de la machine asynchrone à double stator. Ces équations font abstraction du choix du référentiel de travail.

$$\begin{aligned} v_{ds1} &= \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \varphi_{qs1} \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} + R_{s1} \cdot i_{ds1} & ; & & v_{ds2} &= \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \varphi_{qs2} \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} + R_{s2} \cdot i_{ds2} & ; & & v_{dr} &= \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \varphi_{qr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} + R_r \cdot i_{dr} \\ v_{qs1} &= \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \varphi_{ds1} \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} + R_{s1} \cdot i_{qs1} & ; & & v_{qs2} &= \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \varphi_{ds2} \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} + R_{s2} \cdot i_{qs2} & ; & & v_{qr} &= \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \varphi_{dr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} + R_r \cdot i_{qr} \\ v_{0s1} &= \frac{d\varphi_{0s1}}{dt} + R_{s1} \cdot i_{0s1} & ; & & v_{0s2} &= \frac{d\varphi_{0s2}}{dt} + R_{s2} \cdot i_{0s2} & ; & & v_{0r} &= \frac{d\varphi_{0r}}{dt} + R_r \cdot i_{0r} \end{aligned} \quad (\text{II-20})$$

- **Expression de la puissance dans les axes d et q**

$$P_e = v_{as1} \cdot i_{as1} + v_{bs1} \cdot i_{bs1} + v_{cs1} \cdot i_{cs1} + v_{as2} \cdot i_{as2} + v_{bs2} \cdot i_{bs2} + v_{cs2} \cdot i_{cs2} + v_{ar} \cdot i_{ar} + v_{br} \cdot i_{br} + v_{cr} \cdot i_{cr}$$

$$P_e = i_{s1}^t \cdot v_{s1} + i_{s2}^t \cdot v_{s2} + i_r^t \cdot v_r$$

$$P_e = (P(\theta_{s1})^{-1} \cdot i_{ps1})^t \cdot P(\theta_{s1})^{-1} \cdot v_{ps1} + (P(\theta_{s2})^{-1} \cdot i_{ps2})^t \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot v_{ps2} + (P(\theta_r)^{-1} \cdot i_{pr})^t \cdot P(\theta_r)^{-1} \cdot v_{pr}$$

$$P_e = (i_{ps1})^t (P(\theta_{s1})^{-1})^t \cdot P(\theta_{s1})^{-1} \cdot v_{ps1} + (i_{ps2})^t (P(\theta_{s2})^{-1})^t \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot v_{ps2} + (i_{pr})^t (P(\theta_r)^{-1})^t \cdot P(\theta_r)^{-1} \cdot v_{pr}$$

Les produits matriciels suivants donnent :

$$(P(\theta_{s1})^{-1r} \cdot P(\theta_{s1})^{-1}) = (P(\theta_{s2})^{-1r} \cdot P(\theta_{s2})^{-1}) = (P(\theta_r)^{-1r} \cdot P(\theta_r)^{-1}) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned} P_e &= (v_{ds1} \cdot i_{ds1} + v_{qs1} \cdot i_{qs1} + v_{0s1} \cdot i_{0s1} + v_{ds2} \cdot i_{ds2} + v_{qs2} \cdot i_{qs2} + v_{0s2} \cdot i_{0s2} + v_{dr} \cdot i_{dr} + v_{qr} \cdot i_{qr} + v_{0r} \cdot i_{0r}) \\ P_e &= \left\{ \left(\frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \varphi_{qs1} \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} + R_{s1} \cdot i_{ds1} \right) \cdot i_{ds1} + \left(\frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \varphi_{ds1} \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} + R_{s1} \cdot i_{qs1} \right) \cdot i_{qs1} + \left(\frac{d\varphi_{0s1}}{dt} + R_{s1} \cdot i_{0s1} \right) \cdot i_{0s1} \right\} \\ &+ \left\{ \left(\frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \varphi_{qs2} \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} + R_{s2} \cdot i_{ds2} \right) \cdot i_{ds2} + \left(\frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \varphi_{ds2} \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} + R_{s2} \cdot i_{qs2} \right) \cdot i_{qs2} + \left(\frac{d\varphi_{0s2}}{dt} + R_{s2} \cdot i_{0s2} \right) \cdot i_{0s2} \right\} \\ &+ \left\{ \left(\frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \varphi_{qr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} + R_r \cdot i_{dr} \right) \cdot i_{dr} + \left(\frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \varphi_{dr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} + R_r \cdot i_{qr} \right) \cdot i_{qr} + \left(\frac{d\varphi_{0r}}{dt} + R_r \cdot i_{0r} \right) \cdot i_{0r} \right\} \\ P_e &= \left\{ \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} \cdot i_{ds1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} \cdot i_{qs1} + \frac{d\varphi_{0s1}}{dt} \cdot i_{0s1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} \cdot i_{ds2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} \cdot i_{qs2} + \frac{d\varphi_{0s2}}{dt} \cdot i_{0s2} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \cdot i_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \cdot i_{qr} + \frac{d\varphi_{0r}}{dt} \cdot i_{0r} \right\} \quad (\text{II-21}) \\ &+ \left\{ \left(\varphi_{ds1} \cdot i_{qs1} - \varphi_{qs1} \cdot i_{ds1} \right) \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} + \left(\varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2} \right) \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} + \left(\varphi_{dr} \cdot i_{qr} - \varphi_{qr} \cdot i_{dr} \right) \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \right\} \\ &+ \left\{ R_{s1} \cdot (i_{ds1}^2 + i_{qs1}^2 + i_{0s1}^2) + R_{s2} \cdot (i_{ds2}^2 + i_{qs2}^2 + i_{0s2}^2) + R_r \cdot (i_{dr}^2 + i_{qr}^2 + i_{0r}^2) \right\} \end{aligned}$$

- **Expression du couple électromagnétique dans les axes d et q**

Le deuxième terme de la puissance est la puissance électromagnétique ou la puissance électrique transformée en puissance mécanique :

$$P_{em} = \left\{ \left(\varphi_{ds1} \cdot i_{qs1} - \varphi_{qs1} \cdot i_{ds1} \right) \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} + \left(\varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2} \right) \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} + \left(\varphi_{dr} \cdot i_{qr} - \varphi_{qr} \cdot i_{dr} \right) \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \right\} \quad (\text{II-22})$$

Le couple électromagnétique est égal au rapport de ce second terme sur la vitesse de rotation ω_r .

II.4.4 Modèle de Park de la machine asynchrone à double stator (Dual Stator Induction Machine 'DSIM')

- **Equations électriques :**

$$\begin{aligned} v_{ds1} &= \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \varphi_{qs1} \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} + R_{s1} \cdot i_{ds1} & ; & & v_{ds2} &= \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \varphi_{qs2} \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} + R_{s2} \cdot i_{ds2} & ; & & v_{dr} &= \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \varphi_{qr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} + R_r \cdot i_{dr} \\ v_{qs1} &= \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \varphi_{ds1} \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} + R_{s1} \cdot i_{qs1} & ; & & v_{qs2} &= \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \varphi_{ds2} \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} + R_{s2} \cdot i_{qs2} & ; & & v_{qr} &= \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \varphi_{dr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} + R_r \cdot i_{qr} \end{aligned} \quad (\text{II-23})$$

• Equations magnétiques :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{as} + \frac{3}{2}L_{mcs} & 0 & \frac{3}{2}L_{mcs} & 0 & \frac{3}{2}L_{mc} & 0 \\ 0 & L_{as} + \frac{3}{2}L_{mcs} & 0 & \frac{3}{2}L_{mcs} & 0 & \frac{3}{2}L_{mc} \\ \frac{3}{2}L_{mcs} & 0 & L_{as} + \frac{3}{2}L_{mcs} & 0 & \frac{3}{2}L_{mc} & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_{mcs} & 0 & L_{as} + \frac{3}{2}L_{mcs} & 0 & \frac{3}{2}L_{mc} \\ \frac{3}{2}L_{mc} & 0 & \frac{3}{2}L_{mc} & 0 & L_{ar} + \frac{3}{2}L_{mcr} & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_{mc} & 0 & \frac{3}{2}L_{mc} & 0 & L_{ar} + \frac{3}{2}L_{mcr} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \quad (\text{II-24})$$

Dans le but de simplifier le modèle on suppose les simplifications suivantes :

$$\frac{3}{2}L_{mcs} = \frac{3}{2}L_{mcr} = \frac{3}{2}L_{mc} = L_m$$

On choisit d'éliminer les courants rotoriques en exprimant les flux en fonction des courants statoriques et des courants magnétisants :

$$i_{dm} = i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr} \quad ; \quad i_{qm} = i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}$$

Les équations magnétiques se simplifient comme suit :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & 0 & L_m \\ 0 & 0 & L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_s & 0 & L_m \\ -L_r & 0 & -L_r & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & -L_r & 0 & -L_r & 0 & L_r + L_m \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{dm} \\ i_{qm} \end{pmatrix} \quad (\text{II-25})$$

Ce système peut être réécrit comme suit, dans le but de simplifier l'inversion de la matrice inductance

$$\begin{pmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s & L_m & 0 & 0 & 0 \\ -L_r & -L_r & L_r + L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_s & 0 & L_m \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_s & L_m \\ 0 & 0 & 0 & -L_r & -L_r & L_r + L_m \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{ds2} \\ i_{dm} \\ i_{qs1} \\ i_{qs2} \\ i_{qm} \end{pmatrix} \quad (\text{II-26})$$

Ecriture matricielle des équations électriques :

$$\begin{pmatrix} v_{ds1} \\ v_{ds2} \\ v_{dr} \\ v_{qs1} \\ v_{qs2} \\ v_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s & L_m & 0 & 0 & 0 \\ -L_r & -L_r & L_r + L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_s & 0 & L_m \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_s & L_m \\ 0 & 0 & 0 & -L_r & -L_r & L_r + L_m \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{ds2} \\ i_{dm} \\ i_{qs1} \\ i_{qs2} \\ i_{qm} \end{pmatrix} \quad (\text{II-27})$$

$$+ \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & -L_s \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} & 0 & -L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \\ 0 & R_s & 0 & 0 & -L_s \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} & -L_m \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \\ -R_r & -R_r & R_r & L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & -(L_r + L_m) \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \\ L_s \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} & 0 & L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} & R_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} & L_m \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} & 0 & R_s & 0 \\ -L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & -L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & (L_r + L_m) \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & -R_r & -R_r & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{ds2} \\ i_{dm} \\ i_{qs1} \\ i_{qs2} \\ i_{qm} \end{pmatrix}$$

Ce système peut être réécrit plus facilement comme suit :

$$\begin{pmatrix} v_{ds1} \\ v_{ds2} \\ v_{dr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & L_m \\ 0 & L_s & L_m \\ -L_r & -L_r & L_r + L_m \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{ds2} \\ i_{dm} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ -R_r & -R_r & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{ds2} \\ i_{dm} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -L_s \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} & 0 & -L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \\ 0 & -L_s \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} & -L_m \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \\ L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & -(L_r + L_m) \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs1} \\ i_{qs2} \\ i_{qm} \end{pmatrix} \quad (\text{II-28})$$

$$\begin{pmatrix} v_{qs1} \\ v_{qs2} \\ v_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & L_m \\ 0 & L_s & L_m \\ -L_r & -L_r & L_r + L_m \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs1} \\ i_{qs2} \\ i_{qm} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_s \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} & 0 & L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \\ 0 & L_s \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} & L_m \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \\ -L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & -L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & (L_r + L_m) \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{ds2} \\ i_{dm} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ -R_r & -R_r & R_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{qs1} \\ i_{qs2} \\ i_{qm} \end{pmatrix} \quad (\text{II-29})$$

Calcul de la matrice inductance inverse :

$$\begin{pmatrix} L_s & 0 & L_m \\ 0 & L_s & L_m \\ -L_r & -L_r & L_r + L_m \end{pmatrix}^{-1} = \frac{1}{D} \begin{pmatrix} x_{11} & x_{12} & x_{13} \\ x_{21} & x_{22} & x_{23} \\ x_{31} & x_{32} & x_{33} \end{pmatrix}$$

Après calcul on trouve :

$$D = 2 \cdot L_r \cdot L_m + (L_m + L_r) \cdot L_s ;$$

$$x_{11} = \frac{L_r \cdot L_m + (L_m + L_r) \cdot L_s}{L_s} ; \quad x_{12} = -\frac{L_r \cdot L_m}{L_s} ; \quad x_{13} = -L_m$$

$$x_{21} = -\frac{L_r \cdot L_m}{L_s} ; \quad x_{22} = \frac{L_r \cdot L_m + (L_m + L_r) \cdot L_s}{L_s} ; \quad x_{23} = -L_m$$

$$x_{31} = L_r ; \quad x_{32} = L_r ; \quad x_{33} = L_s$$

Donc:

$$\begin{pmatrix} L_s & 0 & L_m \\ 0 & L_s & L_m \\ -L_r & -L_r & L_r + L_m \end{pmatrix}^{-1} = \frac{1}{2 \cdot L_r \cdot L_m + (L_m + L_r) \cdot L_s} \begin{pmatrix} \frac{L_r \cdot L_m + (L_m + L_r) \cdot L_s}{L_s} & -\frac{L_r \cdot L_m}{L_s} & -L_m \\ -\frac{L_r \cdot L_m}{L_s} & \frac{L_r \cdot L_m + (L_m + L_r) \cdot L_s}{L_s} & -L_m \\ L_r & L_r & L_s \end{pmatrix} \quad (\text{II-30})$$

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{ds2} \\ i_{dm} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & L_m \\ 0 & L_s & L_m \\ -L_r & -L_r & L_r + L_m \end{pmatrix}^{-1} \left\{ \begin{pmatrix} v_{ds1} \\ v_{ds2} \\ v_{dr} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ -R_r & -R_r & R_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{ds2} \\ i_{dm} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} -L_s \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} & 0 & -L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \\ 0 & -L_s \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} & -L_m \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \\ L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & -(L_r + L_m) \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{qs1} \\ i_{qs2} \\ i_{qm} \end{pmatrix} \right\} \quad (\text{II-31})$$

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs1} \\ i_{qs2} \\ i_{qm} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & L_m \\ 0 & L_s & L_m \\ -L_r & -L_r & L_r + L_m \end{pmatrix}^{-1} \left\{ \begin{pmatrix} v_{qs1} \\ v_{qs2} \\ v_{qr} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} L_s \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} & 0 & L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \\ 0 & L_s \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} & L_m \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \\ -L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & -L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & (L_r + L_m) \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{ds2} \\ i_{dm} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ -R_r & -R_r & R_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{qs1} \\ i_{qs2} \\ i_{qm} \end{pmatrix} \right\} \quad (\text{II-32})$$

Si nous développons les deux systèmes d'équations ci-dessus, nous obtenons les dérivées des courants qui nous permettront de construire le schéma Matlab/Simulink de la machine asynchrone à double stator.

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds1}}{dt} &= x_{11} * \left\{ v_{ds1} - R_s \cdot i_{ds1} + L_s \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{qs1} + L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{qm} \right\} + \\ x_{12} * &\left\{ v_{ds2} - R_s \cdot i_{ds2} + L_s \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot i_{qs2} + L_m \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot i_{qm} \right\} + \\ x_{13} * &\left\{ v_{dr} + R_r \cdot i_{ds1} + R_r \cdot i_{ds2} - R_r \cdot i_{dm} - L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{qs1} - L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{qs2} + L_{mr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{qm} \right\} \end{aligned} \quad (\text{II-33})$$

Les termes x_{ij} représentent les éléments de la matrice inductance inverse.

i_{ds2} et i_{dm} se déduisent de l'expression de i_{ds1} ci-dessus en remplaçant x_{11}, x_{12}, x_{13} par x_{21}, x_{22}, x_{23} et par x_{31}, x_{32}, x_{33} respectivement.

$$\begin{aligned} \frac{di_{qs1}}{dt} &= x_{11} * \left\{ v_{qs1} - R_s \cdot i_{qs1} - L_s \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{ds1} - L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{dm} \right\} + \\ x_{12} * &\left\{ v_{qs2} - R_s \cdot i_{qs2} - L_s \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot i_{ds2} - L_m \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot i_{dm} \right\} + \\ x_{13} * &\left\{ v_{qr} + R_r \cdot i_{qs1} + R_r \cdot i_{qs2} - R_r \cdot i_{qm} + L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{ds1} + L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{ds2} - L_{mr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{dm} \right\} \end{aligned} \quad (\text{II-34})$$

i_{qs2} et i_{qm} se déduisent de l'expression de i_{qs1} ci-dessus en remplaçant x_{11}, x_{12}, x_{13} par x_{21}, x_{22}, x_{23} et par x_{31}, x_{32}, x_{33} respectivement.

• Equations mécaniques

Il ne reste pour compléter le modèle Simulink de la machine asynchrone à double stator que l'expression du couple électromagnétique et l'équation du mouvement.

Le couple électromagnétique s'exprime comme suit quelque soit le référentiel choisi (voir annexes B) :

$$C_{em} = p \cdot L_m \cdot \{i_{dr} \cdot (i_{qs1} + i_{qs2}) - i_{qr} \cdot (i_{ds1} + i_{ds2})\} \quad (\text{II-35})$$

L'équation du mouvement s'exprime par :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J} \left(C_{em} - C_r - k_f \cdot \frac{\omega_r}{p} \right) \quad (\text{II-36})$$

II.5 Modélisation de l'auto-amorçage de la génératrice à double stator auto-excitée

Contrairement à la machine synchrone, la génératrice asynchrone ne possède pas d'inducteur séparé. Par conséquent, elle nécessite un apport de puissance réactive pour sa magnétisation. Lorsqu'elle est reliée au réseau, ce dernier fournit la puissance réactive requise. Par contre, en fonctionnement autonome, il faut lui apporter cette énergie soit par une batterie de condensateurs, soit par un convertisseur statique commandé [88].

La présence d'une induction magnétique rémanente dans la machine est indispensable pour l'auto-amorçage de la génératrice [12]. Lorsque le rotor est entraîné à une vitesse donnée, des forces électromotrices (fems) triphasées, de très faible amplitude, sont induites aux bornes du stator. Le courant débité sur condensateurs ou un redresseur à MLI, magnétisant, permet d'amplifier la valeur de ces fems. Le niveau de tension se stabilise alors lorsqu'il y a égalité entre les puissances réactives fournies et consommées. Cela implique qu'il existe une valeur minimale de capacité à connecter au stator pour obtenir un 'amorçage' de la génératrice [11].

Puisque le fonctionnement en générateur autonome exige une source d'énergie réactive extérieure (banc de capacités), les équations d'auto excitation sont donc les équations des tensions aux bornes des condensateurs.

La modélisation de l'auto-amorçage de la GASDS se résume par les équations des tensions aux bornes des condensateurs donnés.

➤ Equations d'auto-amorçage

❖ Stator 1

$$\begin{aligned} \frac{d(v_{s1})}{dt} &= -\frac{1}{C_1} \cdot (i_{s1}) \\ \frac{d\left(p(\theta_{s1})^{-1} \cdot v_{ps1}\right)}{dt} &= -\frac{1}{C_1} \cdot \left(p(\theta_{s1})^{-1} \cdot i_{ps1}\right) \\ p(\theta_{s1})^{-1} \cdot \frac{dv_{ps1}}{dt} + \frac{dp(\theta_{s1})^{-1}}{d\theta_{s1}} \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} v_{ps1} &= -\frac{1}{C_1} \cdot \left(p(\theta_{s1})^{-1} \cdot i_{ps1}\right) \\ \cdot \frac{dv_{ps1}}{dt} + p(\theta_{s1}) \frac{dp(\theta_{s1})^{-1}}{d\theta_{s1}} \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} v_{ps1} &= -\frac{1}{C_1} \cdot i_{ps1} \\ \frac{dv_{ps1}}{dt} &= -p(\theta_{s1}) \frac{dp(\theta_{s1})^{-1}}{d\theta_{s1}} \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} v_{ps1} - \frac{1}{C_1} \cdot i_{ps1} \\ p(\theta_{s1}) \cdot \frac{d\left(p(\theta_{s1})^{-1}\right)}{d\theta_{s1}} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{0s1} \end{pmatrix} &= - \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{0s1} \end{pmatrix} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{1}{C} \cdot \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{0s1} \end{pmatrix} \quad (\text{II-37}) \\ \frac{dv_{ds1}}{dt} &= v_{qs1} \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} - \frac{1}{C_1} \cdot i_{ds1} \\ \frac{dv_{qs1}}{dt} &= -v_{ds1} \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} - \frac{1}{C_1} \cdot i_{qs1} \\ \frac{dv_{0s1}}{dt} &= -\frac{1}{C_1} \cdot i_{0s1} \end{aligned}$$

❖ Stator 2

$$\begin{aligned} \frac{d(v_{s2})}{dt} &= -\frac{1}{C_2} \cdot (i_{s2}) \\ \frac{d\left(p(\theta_{s2})^{-1} \cdot v_{ps2}\right)}{dt} &= -\frac{1}{C_2} \cdot \left(p(\theta_{s2})^{-1} \cdot i_{ps2}\right) \\ p(\theta_{s2})^{-1} \cdot \frac{dv_{ps2}}{dt} + \frac{dp(\theta_{s2})^{-1}}{d\theta_{s2}} \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} v_{ps2} &= -\frac{1}{C_2} \cdot \left(p(\theta_{s2})^{-1} \cdot i_{ps2}\right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{dv_{ps2}}{dt} + p(\theta_{s2}) \frac{dp(\theta_{s2})^{-1}}{d\theta_{s2}} \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} v_{ps2} &= -\frac{1}{C_2} i_{ps2} \\
\frac{dv_{ps2}}{dt} &= -p(\theta_{s2}) \frac{dp(\theta_{s2})^{-1}}{d\theta_{s2}} \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} v_{ps2} - \frac{1}{C_2} i_{ps2} \\
p(\theta_{s2}) \cdot \frac{d(p(\theta_{s2})^{-1})}{d\theta_{s2}} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{0s2} \end{pmatrix} &= -\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{0s2} \end{pmatrix} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{1}{C} \cdot \begin{pmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{0s2} \end{pmatrix} \quad (\text{II-38}) \\
\frac{dv_{ds2}}{dt} &= v_{qs2} \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} - \frac{1}{C_2} i_{ds2} \\
\frac{dv_{qs2}}{dt} &= -v_{ds2} \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} - \frac{1}{C_2} i_{qs2} \\
\frac{dv_{0s2}}{dt} &= -\frac{1}{C_2} i_{0s2}
\end{aligned}$$

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit la machine asynchrone à double stator et nous avons établi les équations permettant de prédire son comportement électrique et mécanique.

Nous avons commencé par établir ses équations dans le repère naturel abc et vu la complexité du modèle dans ce repère, nous avons appliqué la transformation de Park pour transformer la machine triphasée à double stator en une machine biphasée équivalente. Cette transformation permet de construire aisément un modèle sous Matlab/Simulink.

Le modèle construit fait appel à un ensemble de paramètres dits électriques et mécaniques. Dans le chapitre suivant, nous allons décrire et appliquer les méthodes d'identification de ces paramètres. Les valeurs de ces paramètres nous permettront d'exploiter le modèle construit pour effectuer des tests par simulation dont nous comparerons les résultats avec ceux des essais expérimentaux.

Chapitre III

Identification des paramètres de la
machine asynchrone à
double stator

III.1 Introduction

Le modèle du chapitre précédent fait appel à des paramètres électriques et mécaniques. Dans ce chapitre nous allons procéder à leur identification en utilisant les méthodes classiques.

Ces méthodes sont issues du schéma équivalent de la figure III.1 et exploite deux essais : un essai à vide et un essai à rotor bloqué appelé aussi en court-circuit.

La machine sur laquelle nous allons effectuer nos essais est celle de la figure II.1 du chapitre II.

III.2 Schéma équivalent

Le schéma de la figure ci-dessous représente le schéma équivalent en monophasé d'une machine asynchrone à cage dont les paramètres d'une phase rotorique sont ramenés au stator.

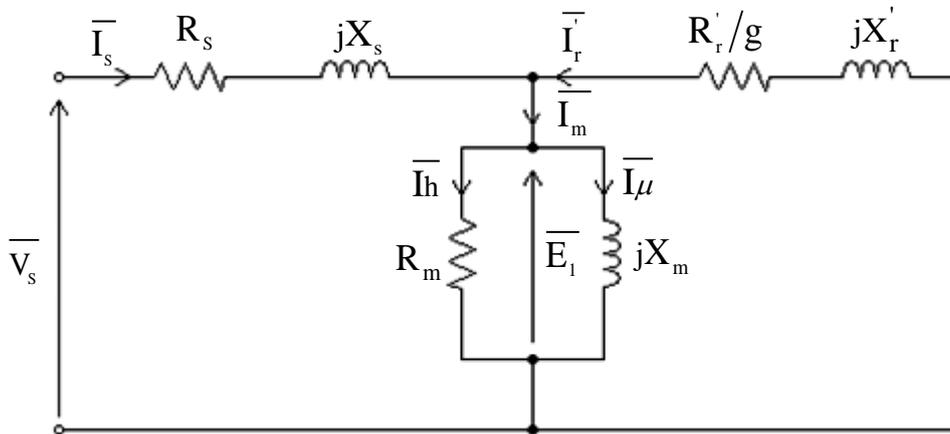


Figure III.1 Schéma équivalent ramené au stator

\bar{V}_s : Tension simple d'une phase statorique [V].

R_s : Résistance statorique par phase [Ω].

X_s : Réactance de fuites d'une phase statorique [Ω].

R'_r : Résistance d'une phase rotorique ramenée au stator [Ω].

X'_r : Réactance de fuites d'une phase rotorique ramenée au stator [Ω].

\bar{E}_1 : F.e.m magnétisante d'une phase du stator [V].

R_m : Résistance représentant les pertes fer [Ω].

X_m : Réactance de magnétisation [Ω].

Ce modèle est convenablement utilisable pour la détermination expérimentale des paramètres électriques par les essais classiques : l'essai Volt-Ampèremétrique, l'essai à vide et l'essai à rotor bloqué.

III.3 Identification des paramètres électriques

III.3.1 Mesure de la résistance R_s

La mesure de la résistance statorique est faite par la méthode Volt-Ampèremétrique, on relie les trois phases statoriques en série puis on alimente par une source de courant continu.

Cet essai est réalisé à chaud (après l'essai en charge), il nécessite un voltmètre et un ampèremètre pour relever les différentes mesures de tension et de courant qui caractérisent la résistance suivant la loi d'Ohm :

$$R_s = \frac{U}{I} \quad (\text{III.1})$$

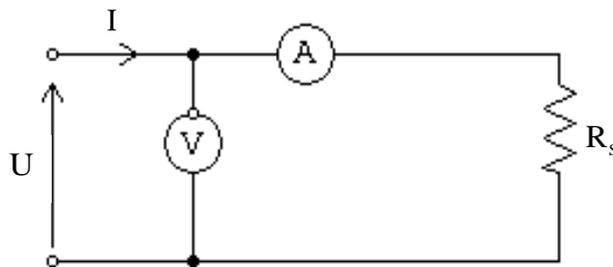


Figure III.2 Schéma de mesure de la résistance statorique en courant continu

Les résultats de cet essai sont donnés dans le tableau III.1

V (V)	57,5	40,5	21
I (A)	2,5	1,74	0,9
$R_s[\Omega]$	7.73		

Tableau III.1 Résultat de mesure de la résistance statorique

Il faut prendre plusieurs mesures pour différentes valeurs de la tension. La résistance statorique sera la moyenne de ces résistances mesurées.

III.3.2 Essai à rotor bloqué

Dans cet essai, on bloque mécaniquement le rotor afin d'empêcher sa rotation ($g=1$). On alimente les trois phases du moteur avec une tension alternative réduite de façon à ne pas dépasser le courant nominal et on mesure :

- La tension d'alimentation.
- Le courant statorique.
- La puissance absorbée.

L'essai à rotor bloqué a donné les résultats du tableau III.2 :

V _{cc} (V)	40
I _{cc} (A)	2,65
P _{cc} (W)	247,5

Tableau III.2 Résultat de l'essai à rotor bloqué

L'élimination de la branche magnétisante est dû au fait que l'impédance de la branche rotorique est très faible devant l'impédance magnétisante ($g=1$). De ce fait le courant parcourant la branche magnétisante est négligeable devant le courant rotorique et l'on peut donc considérer la branche magnétisante comme un circuit ouvert (Figure III.3).

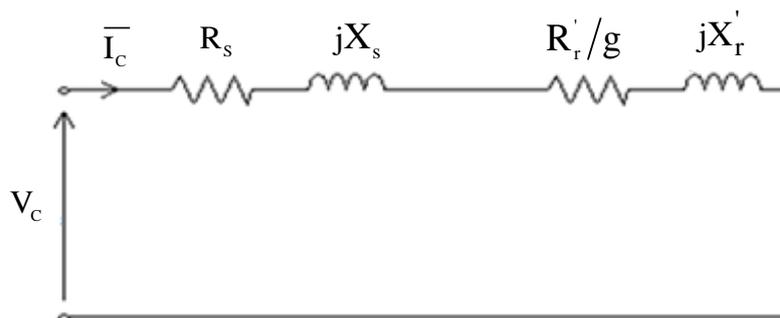


Figure III.3 Schéma équivalent à rotor bloqué

a) Calcul de R'_r

La puissance électrique absorbée à rotor bloqué P_{cc} correspond à la somme des pertes par effet Joule dans le stator P_{js} et des pertes par effet Joule dans le rotor P_{jr} .

On a

$$\begin{aligned} P_{cc} &= 3R_s * I_{cc}^2 + 3R_r' * I_{cc}^2 \\ P_{cc} &= 3I_{cc}^2 * (R_s + R_r') \end{aligned} \quad (III.2)$$

Donc

$$R_r' = \frac{P_{cc}}{3I_{cc}^2} - R_s \quad (III.3)$$

b) Calcul de L_s et L_r

L'impédance équivalente est :

$$Z_{cc} = \frac{\overline{V_{cc}}}{I_{cc}} \quad (III.4)$$

Avec

$$Z_{cc} = (R_s + R_r') + j(X_s + X_r') \quad (III.5)$$

On notera

$$\begin{aligned} R_{cc} &= R_s + R_r' \\ X_{cc} &= X_s + X_r' \end{aligned} \quad (III.6)$$

$$V_{cc} = \sqrt{(R_s + R_r')^2 + (X_s + X_r')^2} * I_{cc} \quad (III.7)$$

Donc

$$X_{cc} = \sqrt{\left(\frac{V_{cc}}{I_{cc}}\right)^2 - R_{cc}^2} \quad (III.8)$$

Pour les moteurs de petite puissance on suppose que :

$$X_s = X_r' = \frac{1}{2} * X_{cc} \quad (III.9)$$

On a

$$\begin{aligned} X_s &= L_s * \omega \\ X_r' &= L_r' * \omega \end{aligned} \quad (III.10)$$

Nous déterminons les inductances de fuites comme suit :

$$L_s = \frac{X_s}{\omega}$$

$$L_r' = \frac{X_r'}{\omega}$$
(III.11)

III.3.3 Essai à vide

Cet essai se fait lorsque la charge est nulle, donc la machine tourne à une vitesse de rotation constante est proche de celle du synchronisme.

Cet essai nous permet de mesurer les pertes à vide de la machine, pour cela, nous devons mesurer :

- La tension d'alimentation à vide V_0 .
- Le courant absorbé à vide I_0 .
- La puissance absorbée à vide P_0 .

Et de déduire les pertes fer et les pertes mécaniques.

Les résultats de l'essai à vide sont résumés dans le tableau III.3 :

$I_0(A)$	0.4	0.5	0.6	0.9	1.2	1.65
$P_0(w)$	30	36	45	75	120	174
$V_0(V)$	60	80	100	140	180	220

Tableau III.3 Résultat de l'essai à vide

Le glissement g_0 obtenu à vide est généralement très faible. Cependant, la résistance fictive $\frac{R_r'}{g}$ est très grande devant les autres impédances et donc le courant I_r' est négligeable devant le courant I_0 [89], [90]. La branche rotorique peut être assimilée à un circuit ouvert, ce qui donne le schéma de la figure III.4.

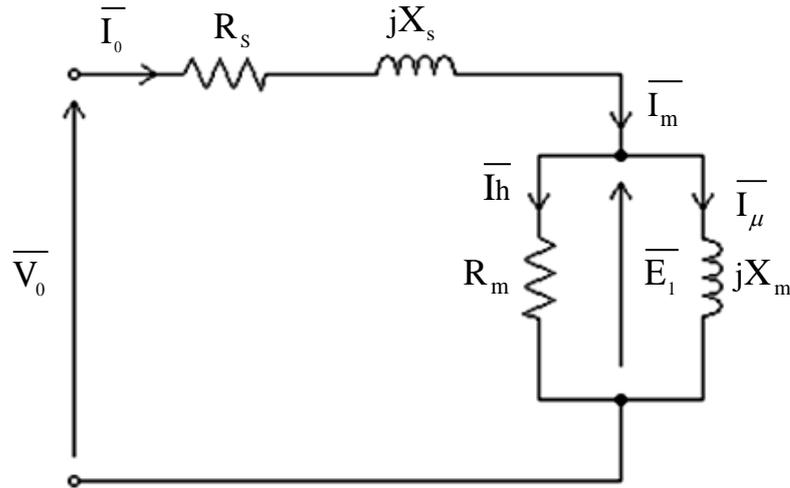


Figure III.4 Schéma équivalent approché à vide

a) Détermination des pertes fer et des pertes mécaniques

La puissance électrique absorbée à vide P_0 correspond à la somme des pertes Joules et des pertes fer du stator et des pertes mécaniques tel que :

$$P_0 = 3R_s * I_0^2 + P_{fs} + P_{méc} \quad (\text{III.12})$$

Dans cet essai, nous démarrons le moteur en augmentant la tension de 0 jusqu'à 220 V. Nous notons la valeur de la vitesse de rotation.

Nous diminuons la tension et nous relevons à chaque fois la tension, le courant et la puissance tout en surveillant la vitesse et en s'assurant que celle-ci n'a pas diminué.

Nous continuons à diminuer la tension jusqu'à ce que la vitesse de rotation diminue sensiblement.

Nous traçons alors $P_0 - 3R_s * I_0^2$ en fonction de V_0^2 qui devrait être une droite. L'extrapolation de cette droite à l'origine donne la valeur des pertes mécaniques qui sont supposées constantes quand la vitesse est maintenue constante.

Les pertes fer sont déduites comme suit :

$$P_{fs} = P_0 - 3R_s * I_0^2 - P_{méc} \quad (V_s = 220 \text{ V}).$$

Ces pertes sont considérées constantes pour le fonctionnement nominal. Les pertes fer sont la différence au point nominal de $P_0 - 3R_s * I_0^2$ et des pertes mécaniques (voir figure III.5).

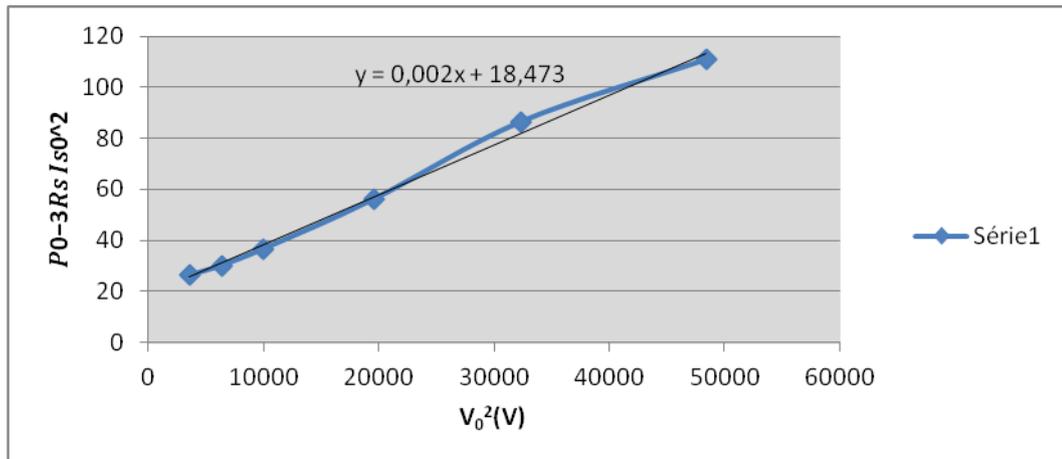


Figure III.5 Caractéristique de la somme des pertes fer et mécaniques en fonction de V_0^2

Après extrapolation à l'origine, on trouve la valeur des pertes mécaniques (18.47 W),

Détermination de R_m et L_m

A partir du schéma équivalent à vide on peut tirer l'équation électrique suivante :

On a

$$\bar{V}_0 = (R_s + jX_s)\bar{I}_0 + \bar{E}_1 \quad (\text{III.13})$$

D'où

$$\bar{E}_1 = \bar{V}_0 - (R_s + jX_s)\bar{I}_0 \quad (\text{III.14})$$

Avec

$$\bar{E}_1 = R_m \bar{I}_h = X_m \bar{I}_\mu \quad (\text{III.15})$$

$$P_0 = 3.V_0.I_0.\cos(\varphi_0) \quad (\text{III.16})$$

$$\cos(\varphi_0) = \frac{P_0}{3V_0I_0} \quad (\text{III.17})$$

$$\sin(\varphi_0) = \sqrt{1 - \cos(\varphi_0)^2} \quad (\text{III.18})$$

Avec

$$\bar{I}_h = \bar{I}_0 * \cos(\varphi_0) \quad (\text{III.19})$$

$$\bar{I}_\mu = \bar{I}_0 * \sin(\varphi_0) \quad (\text{III.20})$$

- **Détermination de la résistance de magnétisation**

$$R_m = \frac{\overline{E}_1}{I_h} \quad (\text{III.21})$$

- **Détermination de l'inductance de magnétisation**

$$X_m = \frac{\overline{E}_1}{I_\mu} \quad (\text{III.22})$$

$$X_m = L_m * \omega \quad (\text{III.23})$$

D'après l'équation (III.23), on aura :

$$L_m = \frac{X_m}{\omega} \quad (\text{III.24})$$

III.4 Identification des paramètres mécaniques

L'identification des paramètres électriques seuls, ne sont pas suffisants afin d'effectuer une étude correcte pour la machine électrique, pour cette raison, une identification des paramètres mécaniques est nécessaire. Les équations électriques et mécaniques sont en effet liées par la position angulaire du rotor qui intervient dans l'expression des inductances mutuelles stator-rotor.

La connaissance des paramètres mécaniques permet de déterminer la dynamique de la vitesse de rotation selon l'équation de mouvement suivante :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega \quad (\text{III.25})$$

La constante de temps mécanique est identifiée par la méthode de l'essai de ralentissement.

III.4.1 Essai de ralentissement

L'essai de ralentissement consiste à alimenter la machine à vide à la tension nominale, couper brusquement l'alimentation et enregistrer l'évolution de la vitesse de rotation à l'oscilloscope à mémoire (voir figure III.6).

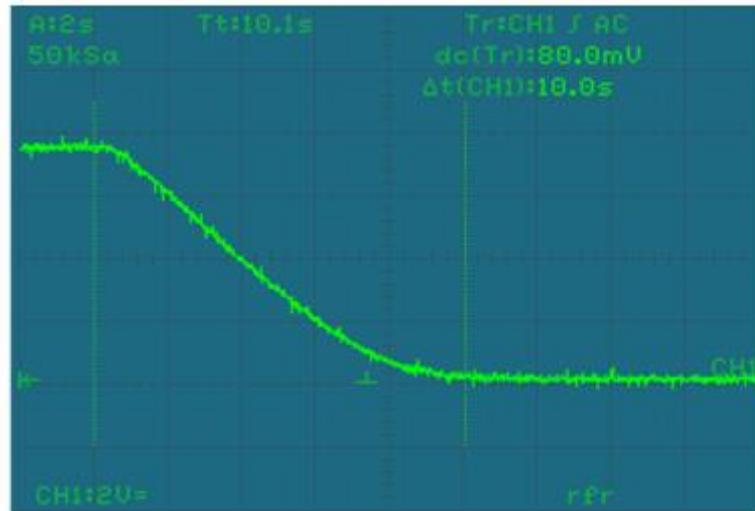


Figure III.6 Courbe de ralentissement de la machine asynchrone à double stator

On peut distinguer deux méthodes pour identifier les paramètres mécaniques :

a) Méthode 1

Après avoir coupé l'alimentation de la machine lors de l'essai de ralentissement, on la laisse ralentir sous l'effet des frottements. La vitesse diminue progressivement sous l'effet des pertes mécaniques ($K_f \Omega^2$).

$$J \frac{d\Omega}{dt} = -K_f \Omega^2 \quad (\text{III.26})$$

a-1) Détermination du moment d'inertie

Les pertes mécaniques étant identifiées lors de l'essai à vide, nous supposons qu'elles sont proportionnelles au carré de la vitesse de rotation comme suit :

$$P_{\text{méc}} = K_f \Omega_{r0}^2 = J \Omega_{r0} \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{III.27})$$

Nous identifions l'inertie J en vertu de l'équation suivante :

$$J = \frac{P_{\text{méc}}}{\Omega_{r0} \frac{\Delta\Omega}{\Delta t}} \quad (\text{III.28})$$

Avec

Ω_{r0} : Est la vitesse de rotation initiale

$\frac{\Delta\Omega}{\Delta t}$: Est la pente caractérisant la courbe tracée

a-2) Détermination du coefficient de frottements

En vertu de la relation suivante :

$$\Delta T = \frac{J}{K_f} \quad (III.29)$$

On déduit le coefficient de frottements comme suit :

$$K_f = \frac{J}{\Delta T} \quad (III.30)$$

b) Méthode 2

b-1) Mesure du coefficient de frottement

La mesure du coefficient de frottement est basée sur la mesure de la puissance à vide consommée par la machine lorsqu'elle tourne à une vitesse donnée.

Cette puissance correspond aux pertes Joule, aux pertes fer et aux pertes mécaniques

On aura alors :

A partir de l'équation (III.12), on peut tirer les pertes mécaniques

$$P_{méc} = P_{abs} - P_{js} - P_f \quad (III.31)$$

On calcule les pertes Joule statorique ainsi que les pertes fer et on trouve la valeur des pertes mécaniques.

$$K_f = \frac{P_{méc}}{\Omega^2} \quad (III.32)$$

b-2) Mesure du moment d'inertie

La solution de l'équation du mouvement en coupant brusquement l'alimentation est :

$$\Omega(t) = \Omega_{r0} * \exp\left(-\frac{t}{\tau_m}\right) \quad (III.33)$$

Avec :

$$\tau_m = \frac{J}{K_f} \quad (III.34)$$

τ_m : Constante de temps mécanique

On aura alors :

$$J = K_f * \tau_m \quad (\text{III.35})$$

Les essais d'identification ont été réalisés sur un seul stator de la machine en supposant que les deux stators sont identiques. Quelques essais complémentaires ont confirmé que les deux stators sont réellement identiques. Les résultats de l'identification des paramètres de la machine asynchrone à double stator sont présentés dans le tableau III.4 ci-dessous :

Résistance statorique	$R_{s1} = 7,73 \text{ } [\Omega]$
Résistance rotorique ramenée au stator	$R'_r = 4,01 \text{ } [\Omega]$
Inductance statorique	$L_{s1} = 0,015 \text{ } [\text{H}]$
Inductance de magnétisation	$L_m = 0,4 \text{ } [\text{H}]$
Résistance de magnétisation	$R_m = 777,76 \text{ } [\Omega]$
Inductance rotorique ramenée au stator	$L'_r = 0,015 \text{ } [\text{H}]$
Coefficient de frottements (Méthode 1)	$K_f = 0,00078 \text{ } [\text{Nm.s/rad}]$
Coefficient de frottements (Méthode 2)	$K_f = 0,00075 \text{ } [\text{Nm.s/rad}]$
Moment d'inertie (Méthode 1)	$J = 0,0078 \text{ } [\text{Kg.m}^2]$
Moment d'inertie (Méthode 2)	$J = 0,0075 \text{ } [\text{Kg.m}^2]$

Tableau III.4 Résultats de l'identification des paramètres de la MASDS

III.5 Identification et approximation de l'inductance de magnétisation (L_m) en fonction du courant de magnétisation (I_m)

L'identification de l'inductance de magnétisation (L_m) en fonction du courant de magnétisation (I_m) est une étape importante pour la prise en compte de la saturation dans le cas du fonctionnement en mode générateur asynchrone auto-excité. Dans notre travail, nous effectuons cette identification à partir d'un essai au synchronisme. Dans cet essai, on entraîne notre machine à la vitesse de synchronisme par un moteur à courant continu. Le glissement étant nul, la branche rotorique est supposée en circuit ouvert. On alimente les trois phases d'un stator de notre machine par un système de tension variable et l'on relève la tension et le courant statorique (égal au courant magnétisant dans ce cas). Il convient de noter que dans cet essai, il faut aller au-delà des valeurs nominales pour atteindre la saturation. L'inductance magnétisante (L_m) est mesurée de la même manière que dans le paragraphe III.3.3-b.

Le tableau ci après illustre les résultats obtenus de (L_m) et (I_m) lors de l'essai au synchronisme de la machine.

I_m (A)	L_m (H)
0,382	0,467
0,398	0,480
0,617	0,490
0,687	0,494
0,769	0,483
0,820	0,483
0,912	0,474
0,974	0,472
1,053	0,465
1,147	0,460
1,233	0,450
1,338	0,442
1,429	0,428
1,551	0,418
1,702	0,400
1,832	0,383
2,003	0,366
2,169	0,349
2,469	0,316
2,750	0,291
2,905	0,282
3,302	0,254
3,606	0,237
3,845	0,225

Tableau III.5 Valeurs de L_m et de I_m obtenues lors de l'essai au synchronisme de la machine asynchrone à double stator

D'après les différents essais effectués, la fonction polynomiale de degré 5 représentée par la figure III.7 est celle qui reproduit le plus fidèlement la courbe expérimentale. La forme complète de cette fonction est donnée comme suit :

$$L_m = 0,0021(I_m)^5 - 0,028(I_m)^4 + 0,15(I_m)^3 - 0,38(I_m)^2 + 0,33(I_m) + 0,4 \quad (\text{III.36})$$

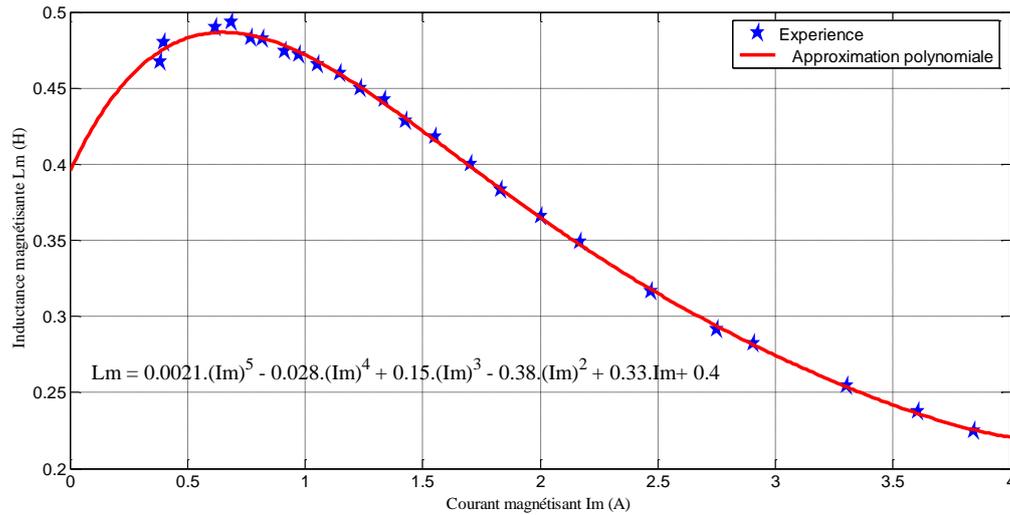


Figure III.7 Inductance magnétisante L_m en fonction du courant magnétisant I_m

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons identifié les paramètres électriques et mécaniques de la machine asynchrone à double stator par les méthodes classiques.

Pour le fonctionnement en régime saturé, l'inductance magnétisante varie en fonction du courant magnétisant, une approximation polynomiale de celle-ci a été déterminée.

Dans le chapitre suivant, nous injecterons les valeurs des paramètres dans le modèle développé au chapitre II, les résultats obtenus seront comparés à des résultats expérimentaux pour deux modes de fonctionnement de la machine (moteur et génératrice auto-excitée).

Chapitre IV

Exploitation du modèle et validation
expérimentale

IV.1 Introduction

Après avoir élaboré le modèle de la machine asynchrone à double stator dans le domaine de Park, nous allons dans cette partie construire un modèle sous environnement Matlab/Simulink pour étudier et analyser son comportement dans les deux modes de fonctionnement (moteur et générateur).

Les résultats de simulation du fonctionnement en mode moteur ainsi qu'en mode générateur seront présentés et discutés. Nous allons également comparer, pour ces deux modes de fonctionnement, les résultats du modèle linéaire (non saturé) et du modèle saturé.

Pour la validation des modèles construits, les résultats expérimentaux seront comparés à des résultats de tests par simulation effectués dans les mêmes conditions que l'expérience.

IV.2 Modes de fonctionnement de la machine asynchrone à double stator

IV.2.1 Etude de la machine asynchrone à double stator fonctionnant en mode moteur

A l'instar de toutes les machines, la machine asynchrone à double stator peut être utilisée comme moteur ou comme génératrice. Elle est utilisée en moteur dans le cas des applications de grande puissance. La machine asynchrone est souvent alimentée par un onduleur pour réaliser des stratégies de commande visant à atteindre de hautes performances dynamiques. La machine asynchrone à double stator est justement conçue pour atteindre des fortes puissances. On appelle cela segmentation de la puissance, c'est-à-dire atteindre une grande puissance avec la concurrence de plusieurs petites puissances.

La machine asynchrone à double stator est également utilisée quand on désire assurer une continuité de fonctionnement. En effet, lorsque l'un des stators est en panne, la machine peut toujours continuer à fonctionner avec un seul stator, avec des performances amoindries.

IV.2.1.1 Construction du modèle sous Matlab/Simulink

A partir des équations électriques et mécaniques caractérisant la modélisation de la machine asynchrone à double stator, nous construisons un modèle de simulation sous environnement Matlab/Simulink dont le schéma bloc est donné par la figure IV.1 pour le modèle non saturé et la figure IV.2, pour le modèle saturé. Notons que dans le modèle non saturé, l'inductance magnétisante L_m est considérée comme constante, alors que dans le modèle saturé, celle-ci est considérée comme variable en fonction du courant magnétisant. Cette variation est prise en compte au moyen d'une approximation polynomiale d'ordre 5.

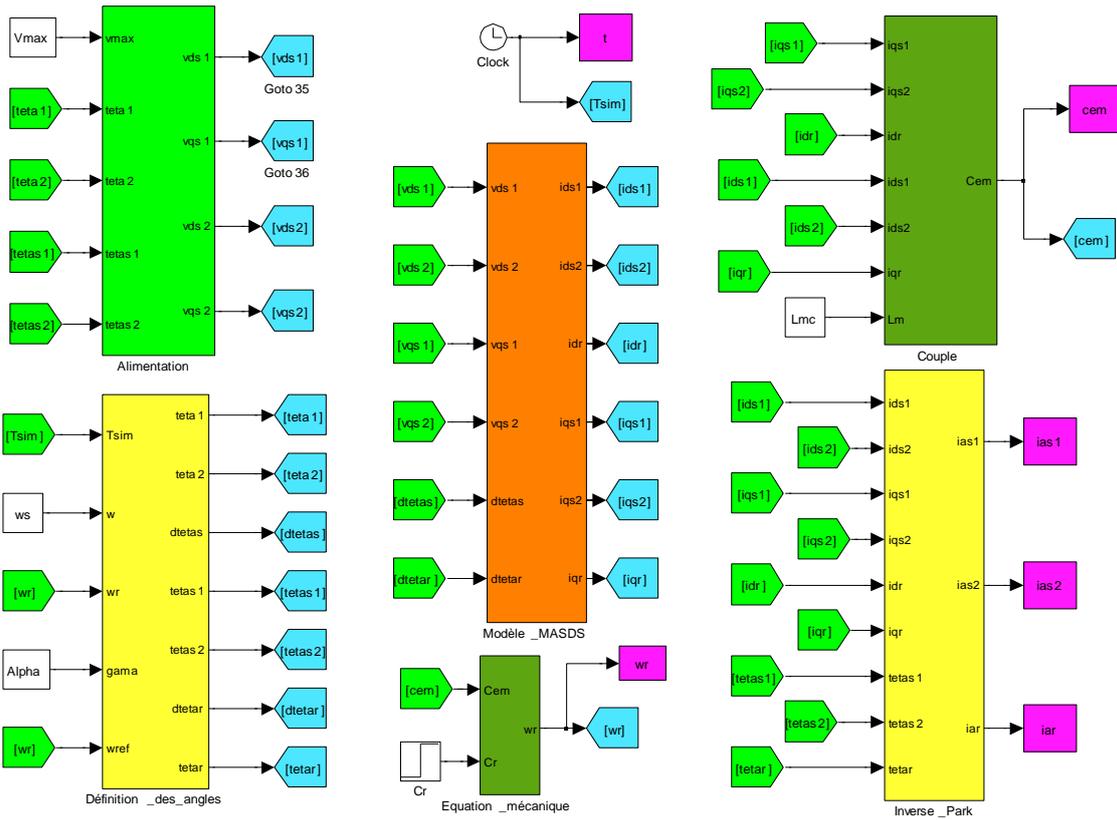


Figure IV.1 Schéma de simulation de la MASDS, modèle linéaire

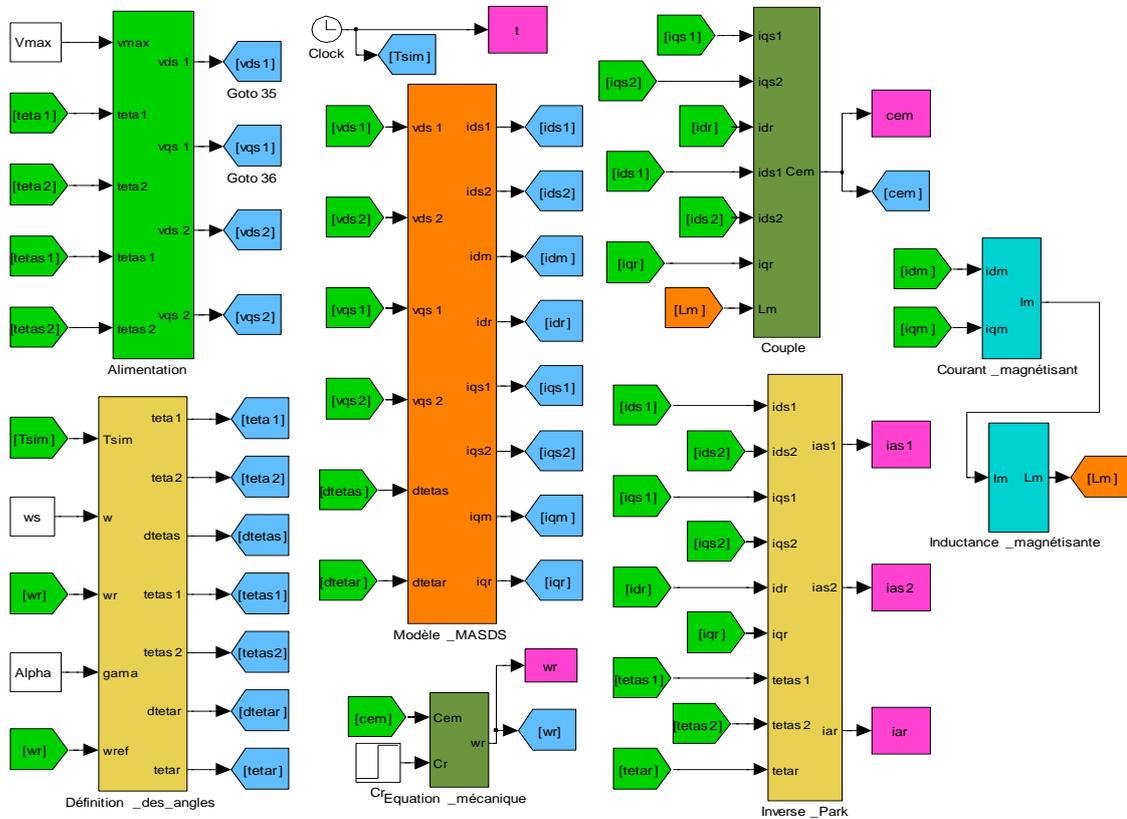


Figure IV.2 Schéma de simulation de la MASDS, modèle non linéaire

IV.2.1.2 Résultats de simulation et interprétation

En supposant que la machine est alimentée directement par des sources purement sinusoïdales et équilibrées (tension de valeur efficace de 50 V), les résultats de simulation de son fonctionnement à vide sont présentés par les figures ci après :

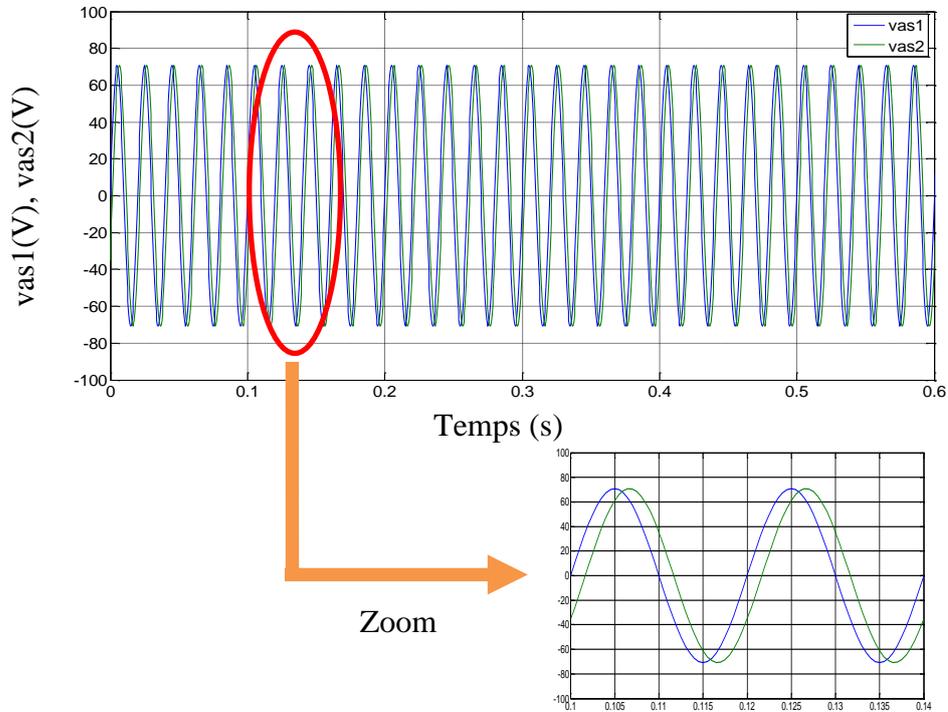


Figure IV.3 Allure des tensions des phases statoriques

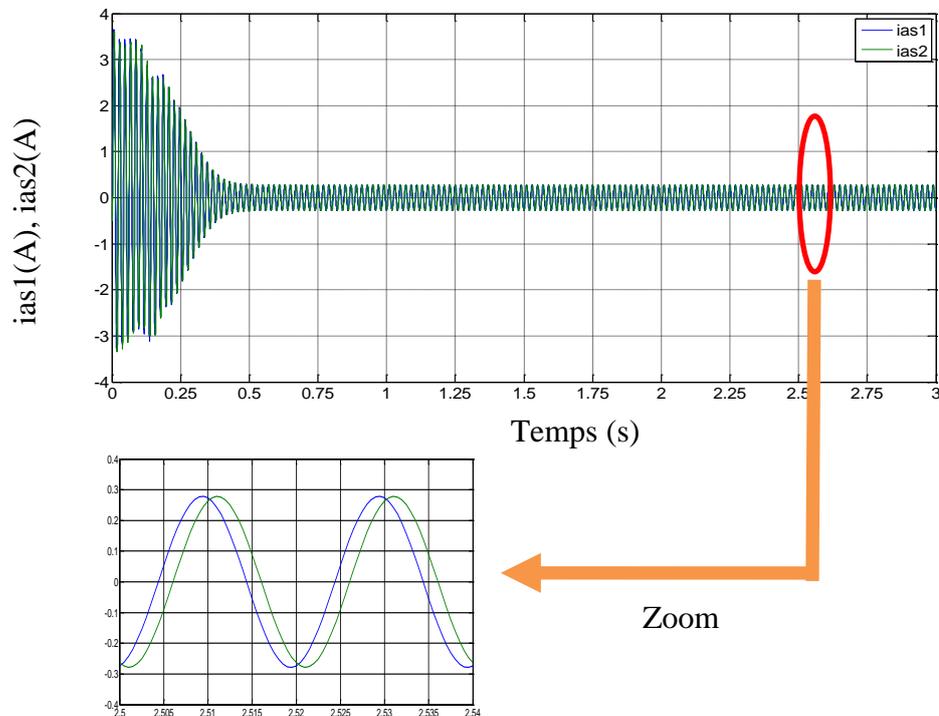


Figure IV.4 Allure des courants des phases statoriques

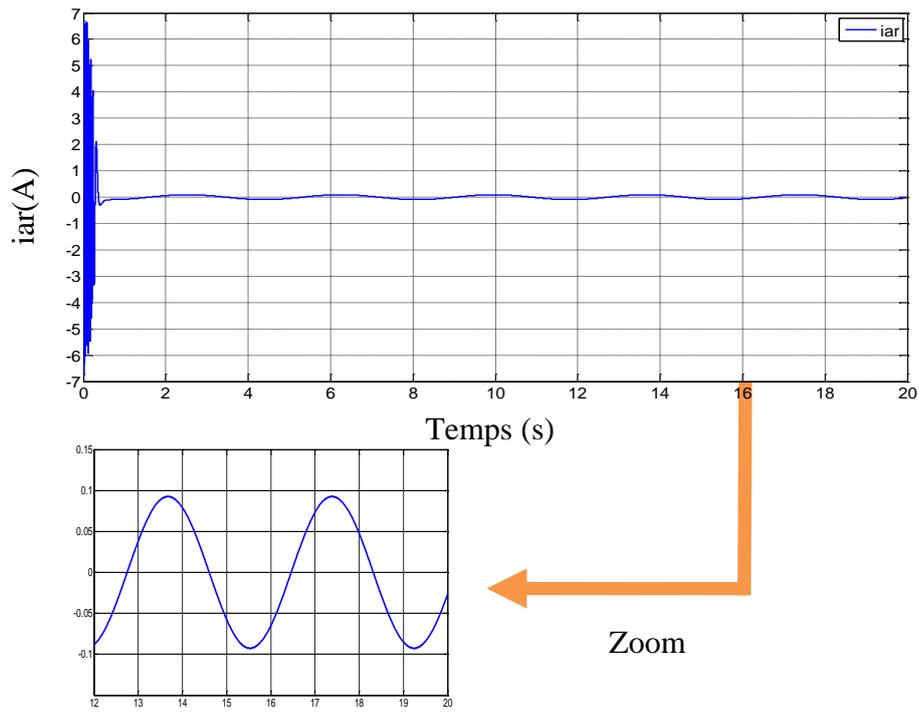


Figure IV.5 Allure du courant de phase rotorique

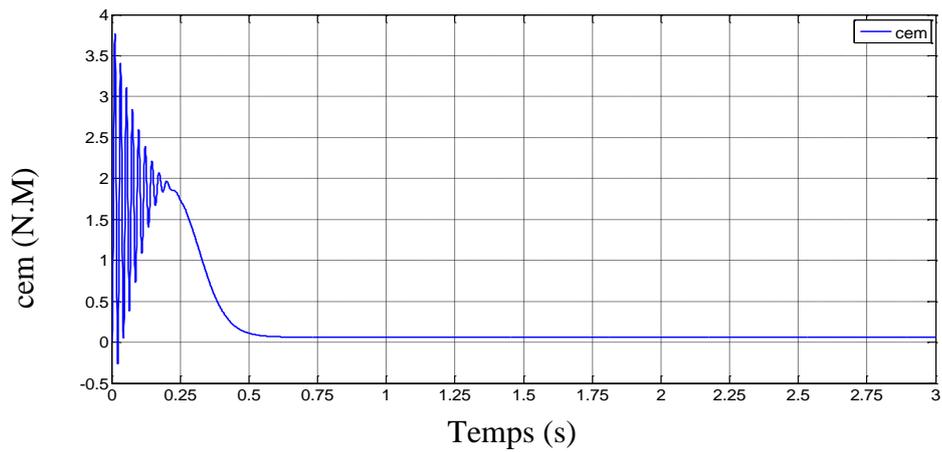


Figure IV.6 Allure du couple électromagnétique

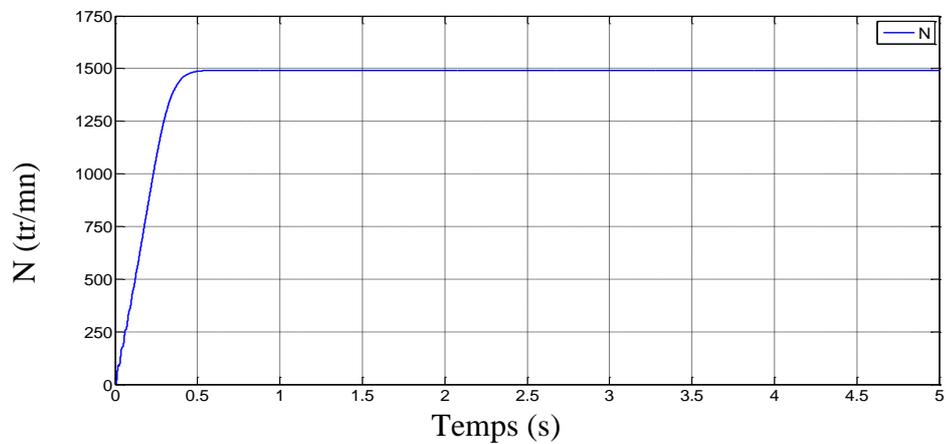


Figure IV.7 Allure de la vitesse de rotation

Les figures IV.3 et IV.4, représentent respectivement les tensions et les courants statoriques. Au démarrage le courant atteint une valeur dépassant 3A, et se stabilise en régime permanent à une valeur de 0,3A. A travers les zooms de ces courbes on observe l'angle de déphasage électrique, qui est dû à la conception et à la disposition des enroulements de la machine (déphasage électrique entre les deux stators), le même déphasage est imposé entre les deux sources d'alimentation).

La figure IV.5 montre qu'au démarrage l'amplitude du courant rotorique avoisine les 7A, et il se stabilise en régime permanent à une amplitude d'environ 0,1 A. Cette faible amplitude en régime permanent, il en est de même pour celle du courant statorique, s'explique par le fait que le moteur tourne à vide, c'est-à-dire que le couple résistant se résume à celui des frottements. Les fortes valeurs des courants statoriques et rotoriques en régime transitoire s'expliquent par le fort appel de courant du moteur au démarrage pour vaincre son inertie. La fréquence du courant rotorique est très faible en régime permanent, elle dépend du glissement en vertu de la loi $f_r = g * f_s$.

Le couple électromagnétique et la vitesse rotation sont respectivement représentés par les figures IV.6 et IV.7. Au démarrage le couple électromagnétique avoisine les 4 Nm, il se stabilise à une faible valeur (0.06 N.M) en régime permanent correspondant au couple de frottements. La vitesse de rotation augmente jusqu'à se stabiliser à une valeur proche de celle du synchronisme (1492 tr/mn).

IV.2.2 Validation expérimentale du fonctionnement en mode moteur

Pour nous permettre de valider le modèle établi de la machine en fonctionnement moteur, des essais expérimentaux sur cette machine ont été effectués au laboratoire. Notons que les essais expérimentaux sont choisis de façon que les tests par simulation puissent être effectués dans les mêmes conditions.

IV.2.2.1 Description du procédé expérimental

Les deux stators sont identiques, on alimente un seul stator de la machine en pleine tension. Le procédé expérimental représenté dans la figure IV.8 que nous avons utilisé, se compose d'une machine asynchrone à double stator de 1,1 kW, d'une source de tension alternative triphasée, d'un oscilloscope pour relever les courbes de courant, d'un interrupteur triphasé et d'un transformateur triphasé qui a été ajouté dans le but d'assurer l'isolation galvanique (isoler la masse de la source de tension et celle de l'oscilloscope). Le courant est capté par une sonde à effet Hall.

Après avoir fixé la tension à une valeur efficace de 120V à interrupteur ouvert, nous alimentons soudainement la machine en fermant brusquement l'interrupteur. Nous enregistrons à l'oscilloscope à mémoire les courbes en régime transitoire du courant d'une phase statorique.

Par la suite, les données numériques des courbes enregistrées sur oscilloscope à mémoire sont transférées vers un ordinateur via une interface. Ces données peuvent par la suite être traitées sous format Excel et sous Matlab. Ceci nous permettra de reconstituer les courbes obtenues par l'oscilloscope sous environnement Matlab/Simulink afin de pouvoir les comparer aux résultats de simulation.



Figure IV.8 Le banc d'essai expérimental

IV.2.2.2 Résultats expérimentaux et de simulation du courant de phase statorique pour une tension de 120V

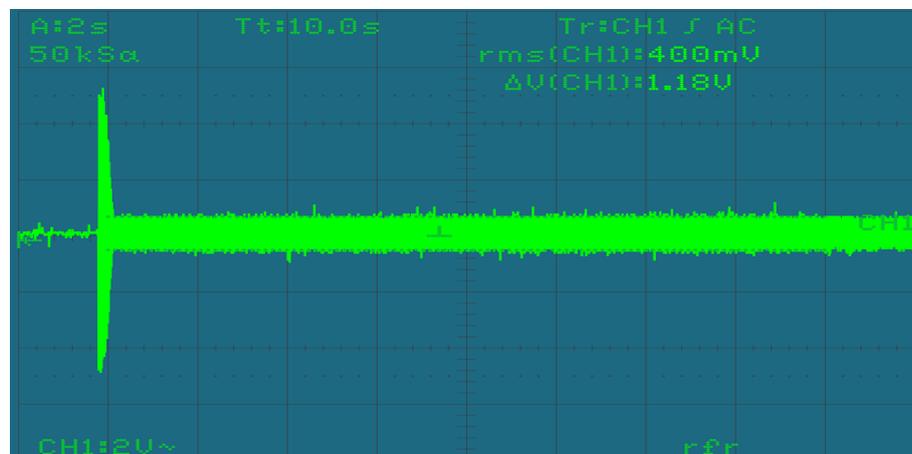


Figure IV.9 Image du courant expérimental de la machine pour une tension de 120V

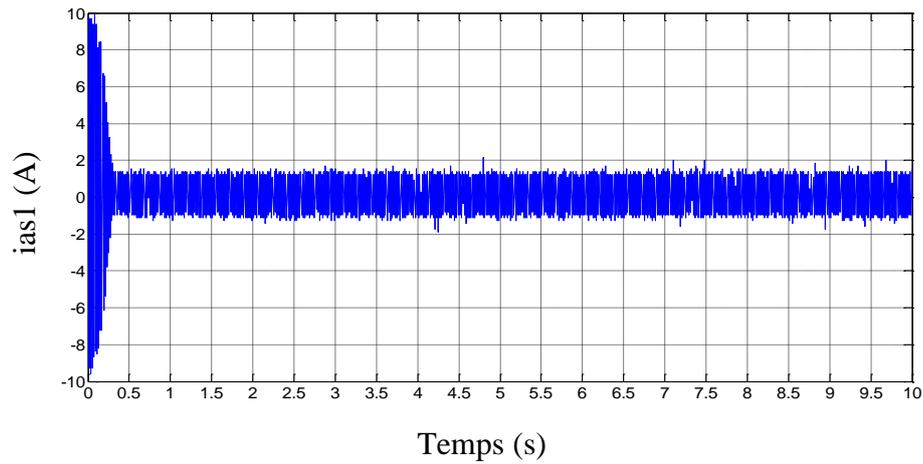


Figure IV.10 Courant statorique expérimental

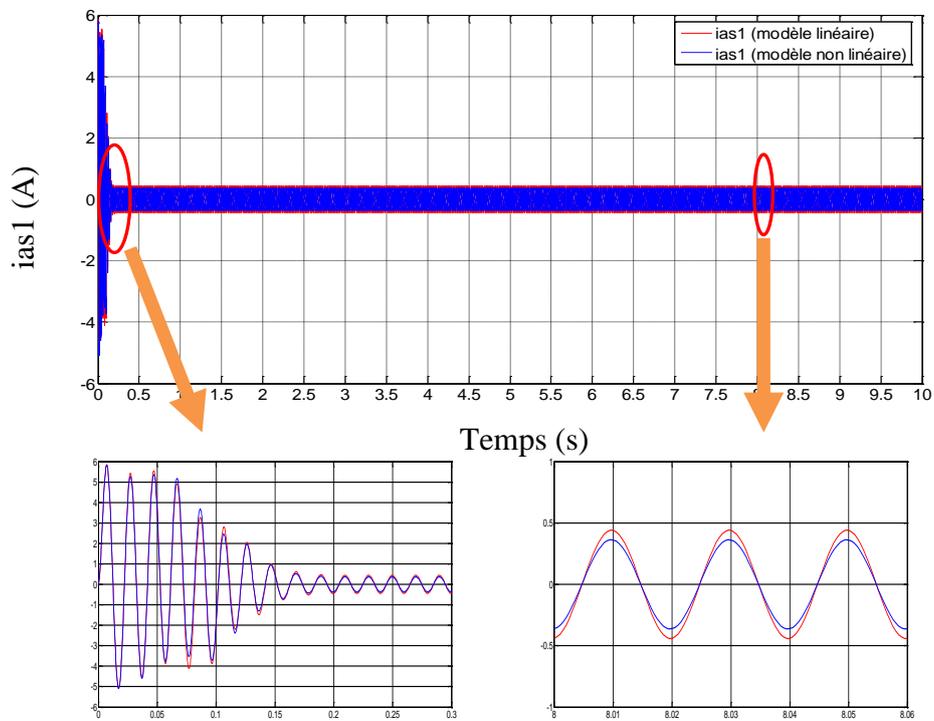


Figure IV.11 Courant statorique par simulation pour les modèles linéaire et non linéaire

La figure IV.9 représente l'image du courant d'une phase statorique relevé à l'oscilloscope, pour une tension efficace de 120V, la courbe de la figure IV.10 est la même que celle de la figure IV.9, mais elle est tracée sous Matlab. En comparant la courbe expérimentale (Figure IV.10) avec la courbe obtenue par simulation (Figure IV.11), nous constatons une bonne concordance. Quelques différences peuvent être relevées comme la durée du régime transitoire, ou encore la valeur du pic du courant en régime transitoire. Ces différences sont dues au fait que toutes les particularités de l'expérience ne peuvent pas être

représentées exactement de la même manière en simulation, comme par exemple l'interrupteur manuel dont le basculement est loin d'être instantané alors qu'en simulation il est supposé parfait.

En observant la figure IV.11 représentant le courant statorique des deux modèles non saturé (en rouge) et saturé (en bleu) et à travers leurs zooms, nous constatons une légère différence entre les deux modèles. Le modèle non saturé sous-estime l'amplitude du courant statorique en prenant l'inductance magnétisante comme constante alors qu'en réalité elle diminue avec la saturation.

IV.2.3 Etude de la machine asynchrone à double stator fonctionnant en mode générateur

IV.2.3.1 Génératrices asynchrones à double stator auto-excitées

Elles sont appelées en anglais (Twin Stator Self Excited Induction Generator 'TSSEIG'). Elles sont excitées par des bancs de condensateurs assurant la magnétisation de la machine. Il y a des valeurs minimales pour la vitesse de rotation et pour les capacités des condensateurs au dessous desquelles l'auto-amorçage des génératrices asynchrones ne peut avoir lieu [11], [12]. Une fois amorcée, la génératrice asynchrone à double stator peut fournir de la puissance à partir des deux stators.

Une présentation schématique de la génératrice asynchrone à double stator auto-excitée est donnée par la figure IV.12.

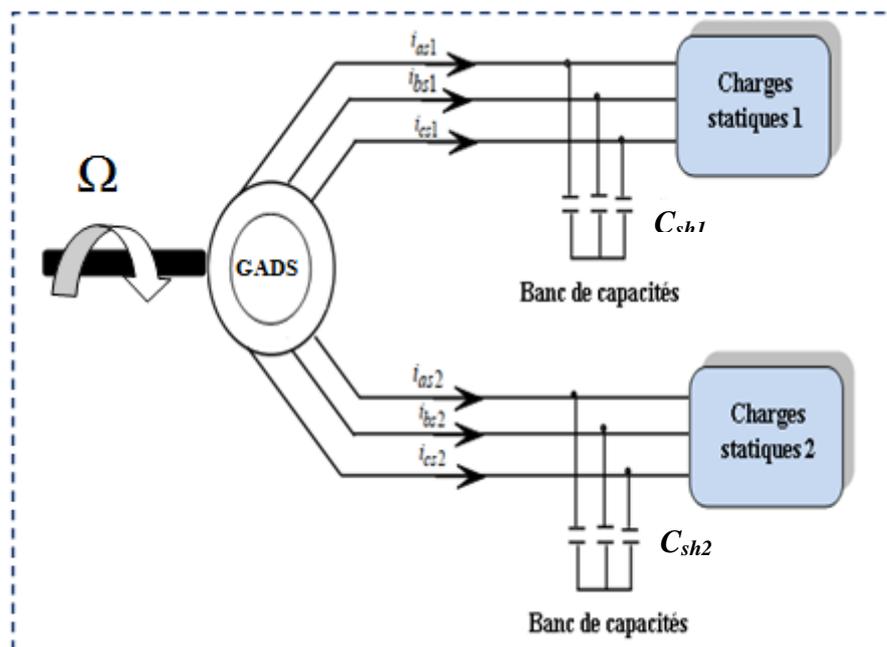


Figure IV.12 Schéma représentatif de la GASDS auto-excitée

IV.2.3.2 Description du phénomène d'auto-amorçage

Une génératrice synchrone, ou alternateur, est munie d'un circuit d'excitation au rotor. Le rotor, excité par un courant continu, fournit un champ continu. Quand ce rotor est entraîné par un dispositif quelconque (moteur, turbine hydraulique, à gaz ou éolienne), on obtient un champ tournant au stator. Dans le cas de la génératrice asynchrone, il n'y a pas de circuit d'excitation autonome comme dans les alternateurs. La magnétisation de la GASDS est fournie par une batterie de condensateurs qui doivent être correctement dimensionnés, pour réaliser les conditions de l'auto-amorçage et les entretenir.

La présence d'un flux magnétique rémanent dans le fer du rotor crée par la rotation de ce dernier (entraîné par une turbine éolienne ou un autre dispositif) une force électromotrice aux bornes des phases statoriques. Cette force électromotrice est également appliquée aux bornes des condensateurs, elle engendre alors un courant réactif qui crée à son tour un flux magnétisant qui vient augmenter la force électromotrice. Cette dernière va créer un courant capacitif plus fort et cette réaction en chaîne continue jusqu'à atteindre un point d'équilibre déterminé par l'intersection entre la courbe de force électromotrice et la caractéristique externe du condensateur (voir figure IV.13).

La figure IV.13 qui représente l'évolution de la force électromotrice statorique, ainsi que celle de la caractéristique externe de condensateur en fonction du courant statorique, montre que si la courbe de la force électromotrice est une droite (modèle linéaire), il n'y aura pas d'intersection entre les deux courbes et la tension statorique continuera théoriquement d'augmenter indéfiniment. La figure IV.13 montre donc que c'est la saturation elle-même qui fixe le point de fonctionnement de la génératrice. La prise en compte de la saturation est donc obligatoire quand on désire développer un modèle d'une génératrice asynchrone auto-excitée.

A chaque vitesse de rotation correspond une valeur minimale de la capacité qui assure l'auto-amorçage de la génératrice. On peut ainsi tracer pour chaque génératrice, une caractéristique représentant la capacité minimale d'auto-amorçage en fonction de la vitesse de rotation.

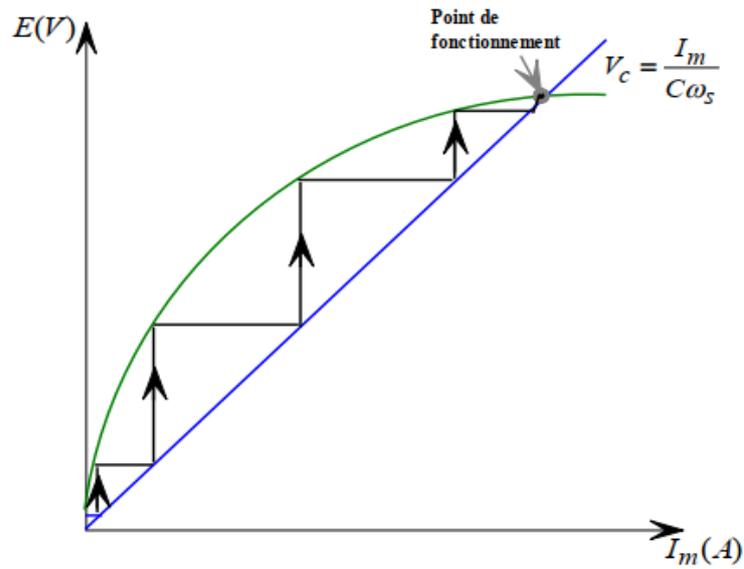


Figure IV.13 Schéma illustratif du phénomène d'auto-amorçage

IV.2.3.3 Construction du modèle de la génératrice asynchrone à double stator auto-excité sous Matlab/Simulink

Dans le cas de fonctionnement en génératrice, le bloc d'alimentation est remplacé par le bloc d'auto-amorçage, le schéma de simulation ainsi obtenu est représenté sur la figure IV.14.

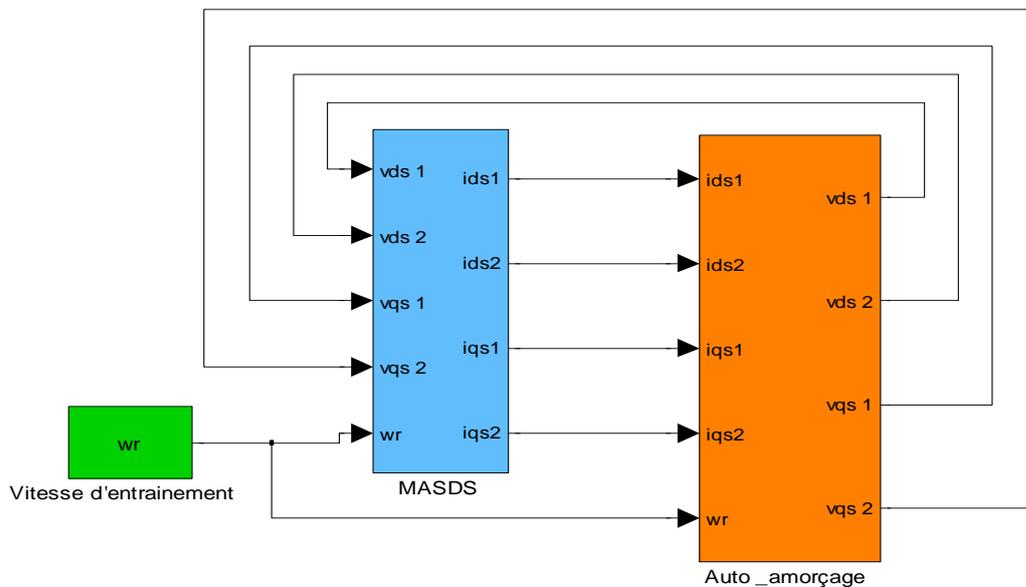


Figure IV.14 Schéma bloc de simulation de la génératrice asynchrone à double stator auto-excité

A. Fonctionnement en générateur, régime linéaire (non saturé)

Afin de montrer les limites du modèle linéaire, nous étudions le fonctionnement de la machine en génératrice connectée à un banc de capacités à vide.

- **Résultats de simulation du modèle linéaire**

Ces résultats sont obtenus en entraînant la machine asynchrone à double stator à la vitesse nominale ($N=1425$ tr/mn) avec des bancs de capacité pour chaque stator ($C_1=18\mu\text{F}$, $C_2=18\mu\text{F}$), en négligeant le phénomène de saturation du matériau magnétique (L_m constante), les figures IV.15, IV.16 et IV.17 donnent respectivement l'évolution en fonction du temps des tensions statoriques ($vas1, vas2$), des courants statoriques ($ias1, ias2$) et du courant magnétisant (im).

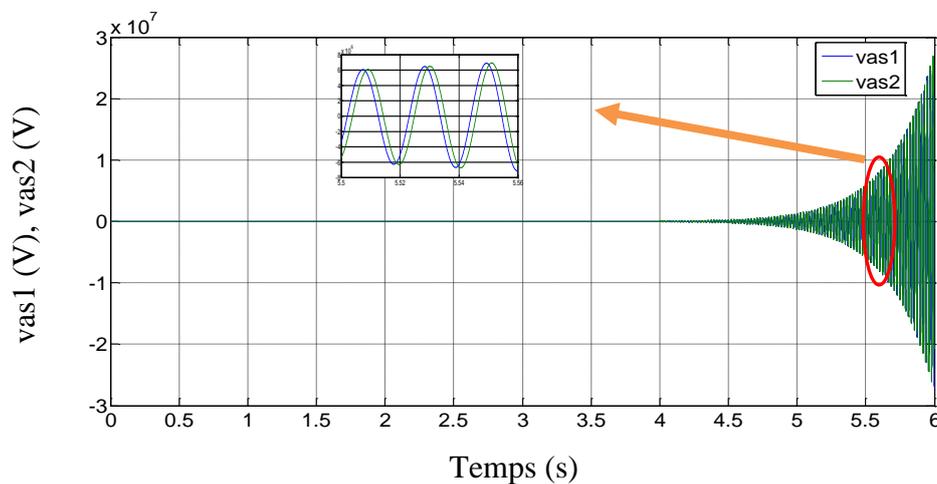


Figure IV.15 Evolution de la tension du stator 1 et du stator 2 à vide en régime linéaire

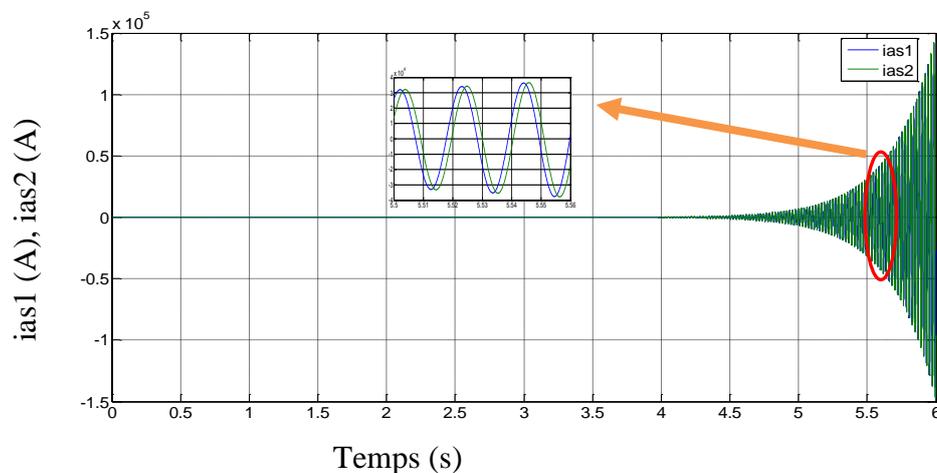


Figure IV.16 Evolution du courant du stator 1 et du stator 2 à vide en régime linéaire

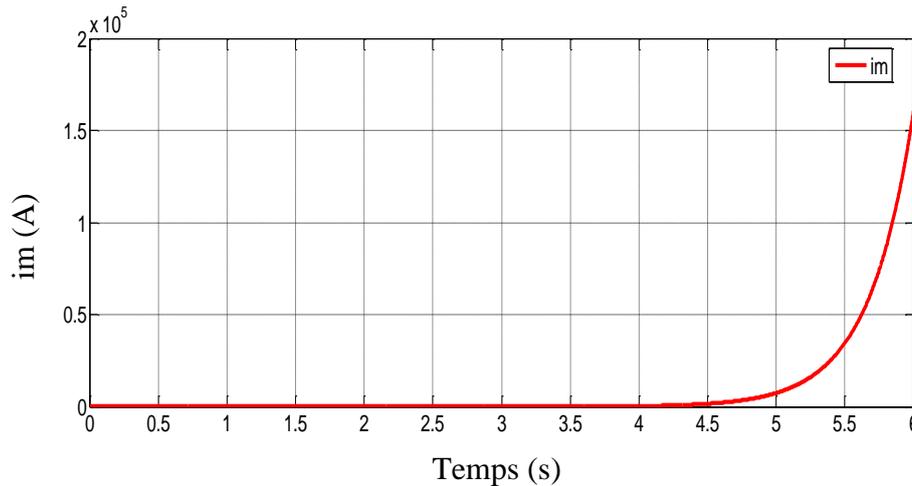


Figure IV.17 Evolution du courant de magnétisation à vide en régime linéaire

Suite à l'hypothèse de la linéarité de la caractéristique du circuit magnétique de la machine, les trois grandeurs (v_s , i_s et i_m) croissent indéfiniment, d'une façon exponentielle et atteignent rapidement des valeurs irréalistes. Le phénomène de saturation étant négligé, le point de fonctionnement en régime permanent ne peut être atteint.

Ces résultats montrent, sans équivoque, les limites d'utilisation du modèle analytique linéaire pour décrire le fonctionnement d'une machine asynchrone en génératrice débitant sur un banc de capacités.

B. Fonctionnement en générateur, régime non linéaire (saturé)

En utilisant le même schéma Simulink utilisé précédemment et dans les mêmes conditions de vitesse ($N=1425$ tr/mn) et de capacité d'auto-amorçage ($C_1=18\mu\text{F}$, $C_2=18\mu\text{F}$), dans ce cas le phénomène de saturation n'est pas négligé, L_m est remplacée par son expression polynomiale donnée dans le chapitre II.

- **Résultats de simulation du modèle saturé**

Les résultats de simulation sont représentés par les figures suivantes :

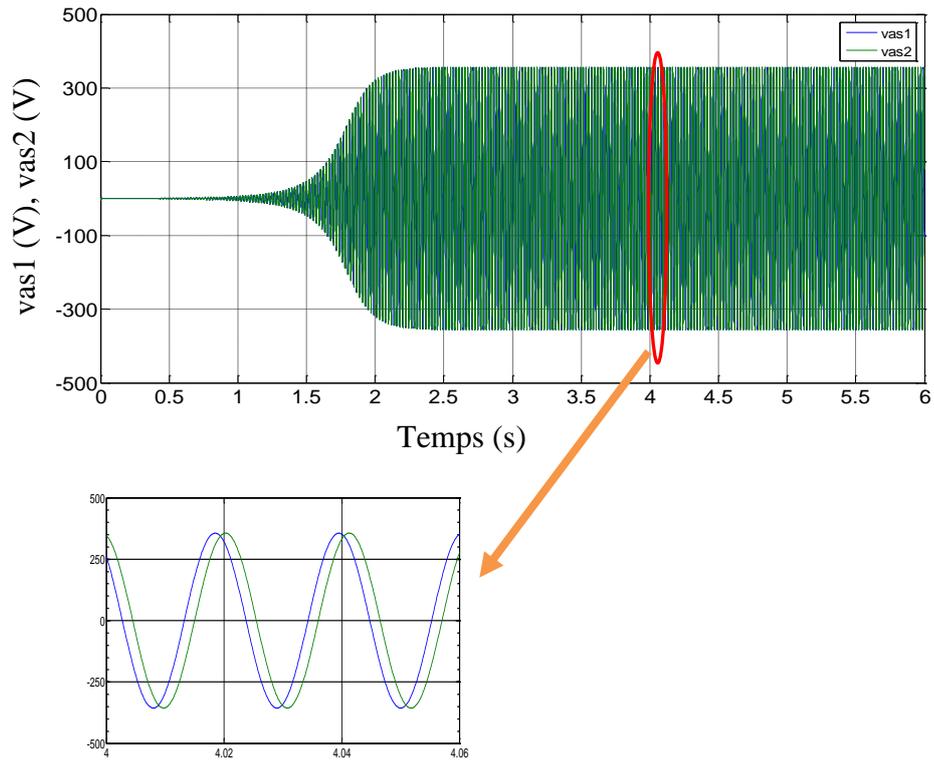


Figure IV.18 Evolution des tensions statoriques en régime saturé pour $N=1425$ tr/mn et $C_1= C_2=18\mu\text{F}$

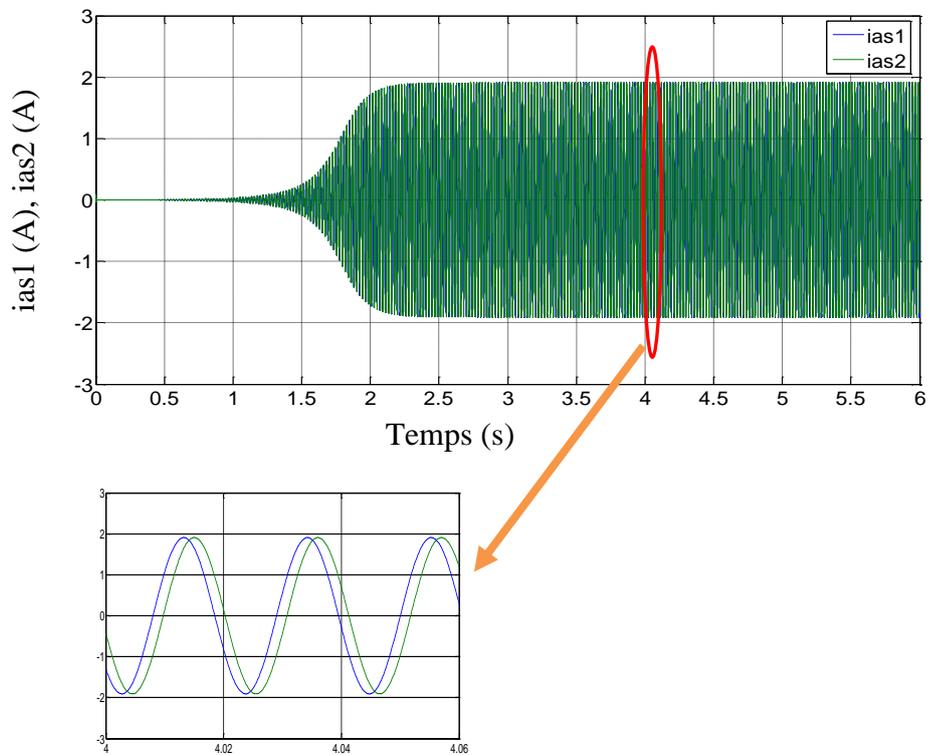


Figure IV.19 Evolution des courants statoriques en régime saturé pour $N=1425$ tr/mn et $C_1= C_2=18\mu\text{F}$

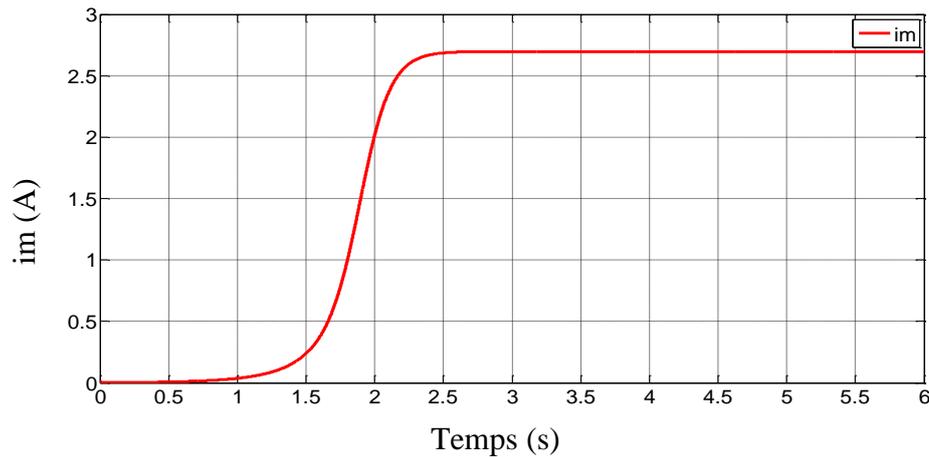


Figure IV.20 Evolution du courant de magnétisation en régime saturé pour $N=1425$ tr/mn et $C_1= C_2=18\mu\text{F}$

La figure IV.18 montre une croissance exponentielle des tensions induites dans les phases « a » des deux stators. Elles se stabilisent à une valeur correspondant à un point de fonctionnement dépendant de la capacité du condensateur, de la vitesse de rotation et des paramètres de la machine. En augmentant la vitesse de rotation ou la capacité des condensateurs, on augmentera l'amplitude des tensions statoriques. Mais on ne peut pas les augmenter indéfiniment car le courant statorique va augmenter en même temps et atteindra très vite des valeurs plus grandes que la valeur nominale. La forme du courant des deux phases statoriques (Figure IV.19) est similaire à celle de la tension. La courbe de la figure IV.20 montre l'enveloppe supérieure du courant magnétisant. Son amplitude est légèrement supérieure à celle du courant statorique, au courant rotorique près. Le courant rotorique étant faible à vide.

IV.2.4 Validation expérimentale du fonctionnement en mode générateur auto-excité en régime saturé

Dans le but de valider les résultats théoriques obtenus dans le cas du fonctionnement de la machine en génératrice en mode saturé, un dispositif expérimental a été réalisé au laboratoire et des tests ont été effectués.

IV.2.4.1 Description du procédé expérimental

Il est composé d'une machine asynchrone à double stator (la même machine utilisée pour valider le fonctionnement moteur), d'un moteur d'entraînement (moteur à courant continu d'une puissance de 3kW), d'un banc triphasé capacitif variable, d'un interrupteur triphasé, d'un oscilloscope à mémoire, d'une sonde à effet Hall, d'un Micro-ordinateur et

d'appareils de mesure (Voltmètres, Ampèremètres, Tachymètre). La figure IV.21 montre une photographie du dispositif expérimental réalisé.

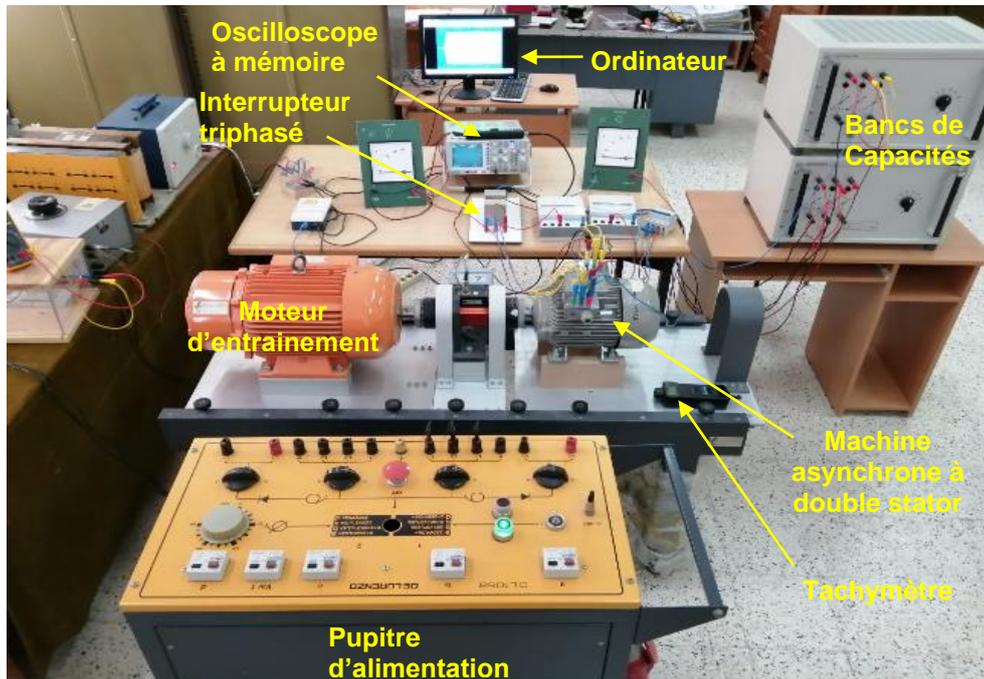


Figure IV.21 Photographie du banc d'essai expérimental

IV.2.4.2 Comparaison des résultats expérimentaux et de simulation des tensions des phases statoriques

Première expérience :

On entraîne la machine à une vitesse de 1406 tr/mn, puis on auto-excite le 1^{er} stator par une capacité de 36 μ F et le 2^{ème} stator reste non excité.

Les résultats des tensions (vas1) et (vas2) des deux stators sont comme suit :

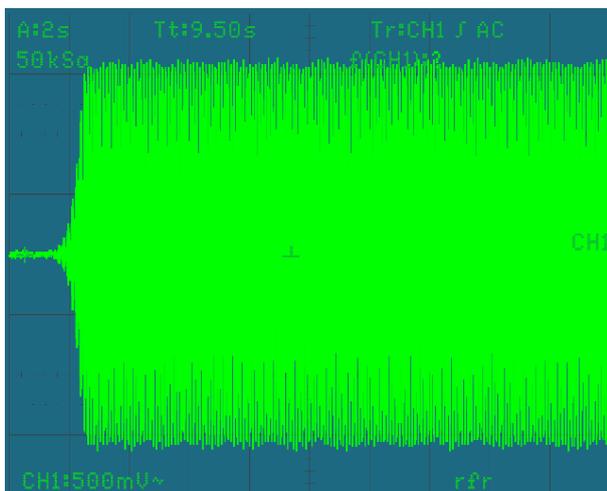


Figure IV.22 Image de la tension expérimentale du stator 1 (vas1)

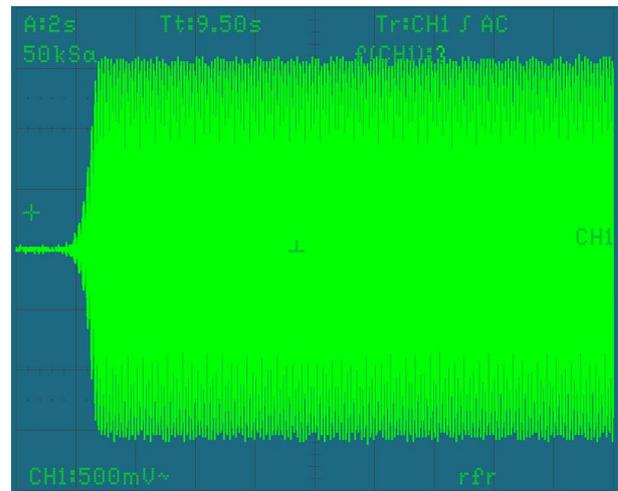


Figure IV.23 Image de la tension expérimentale du stator 2 (vas2)

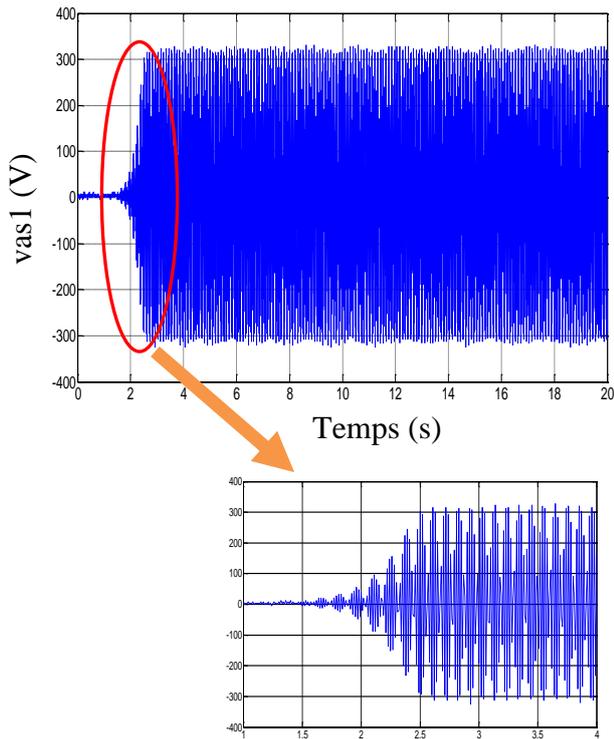


Figure IV.24 Tension expérimentale du stator 1

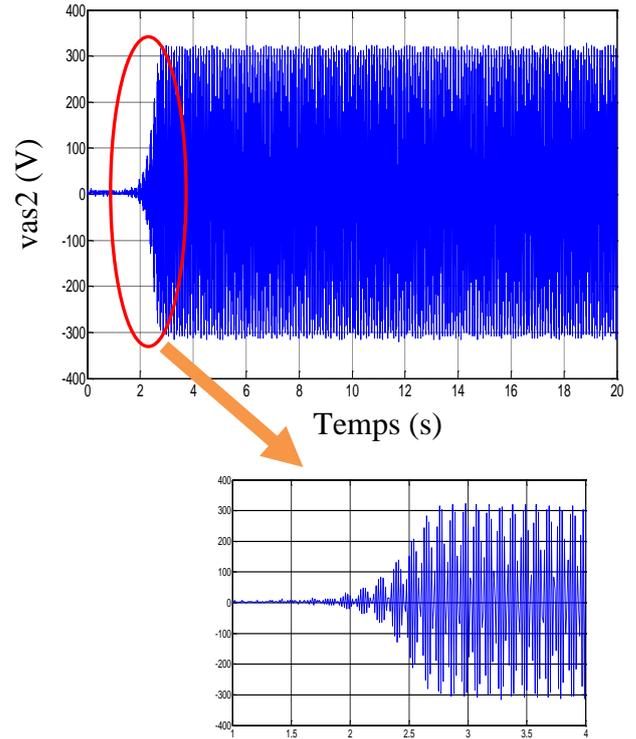


Figure IV.25 Tension expérimentale du stator 2

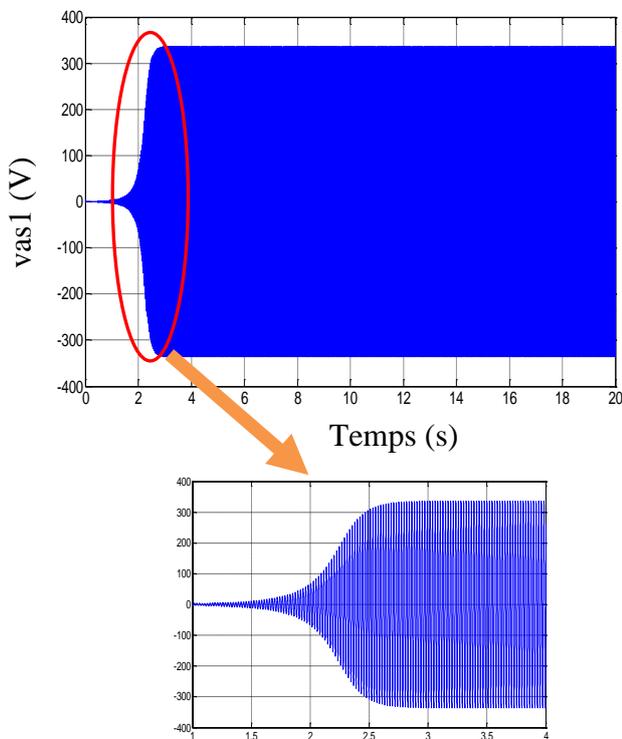


Figure IV.26 Tension par simulation du stator 1

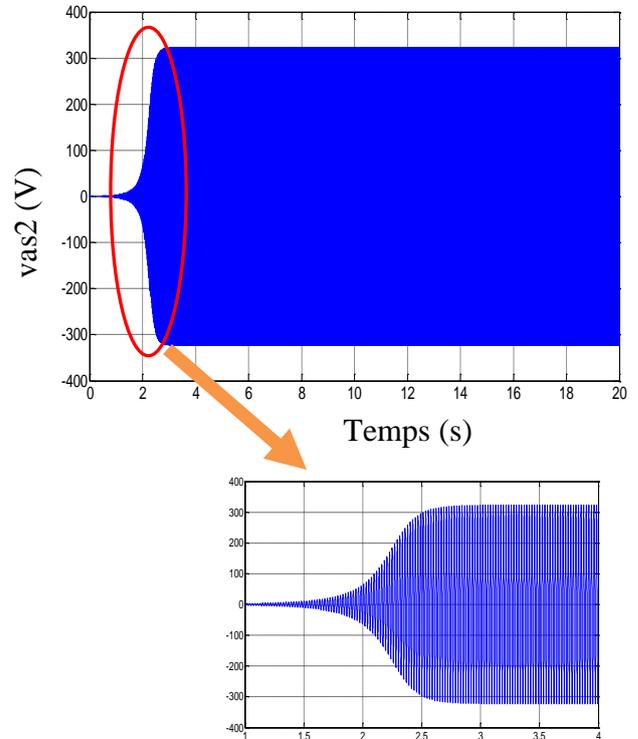


Figure IV.27 Tension par simulation du stator 2

Les figures IV.22 et IV.23 montrent les tensions statoriques des phases « a » des stators 1 et 2 relevées à l'oscilloscope. Les figures IV.24 et IV.25 représentent les mêmes courbes que celles des figures IV.22 et IV.23 mais elles sont tracées sous Matlab dans le but d'effectuer une comparaison. En comparant les courbes expérimentales des figures IV.24 et IV.25 aux courbes obtenues par simulation dans les figures IV.26 et IV.27 on constate une très bonne concordance. Les zooms effectués montrent que cette bonne concordance se vérifie même au niveau des délais d'auto-amorçage.

Nous avons effectué une autre expérience similaire à la précédente en excitant le deuxième stator et en laissant le premier stator non excité. Les résultats sont identiques (voir annexe D), ce qui montre que les deux stators sont de constructions identiques.

Deuxième expérience :

On entraîne la MASDS à une vitesse de 1160 tr/mn, puis on excite le deuxième stator par une capacité de 48 μF et le premier stator non excité, après une durée d'environ 10 secondes, on excite le premier stator avec une capacité de 36 μF .

L'évolution de la tension aux bornes de la phase a du deuxième stator « vas2 » relevée à l'oscilloscope est illustrée dans la figure IV.28 suivante :

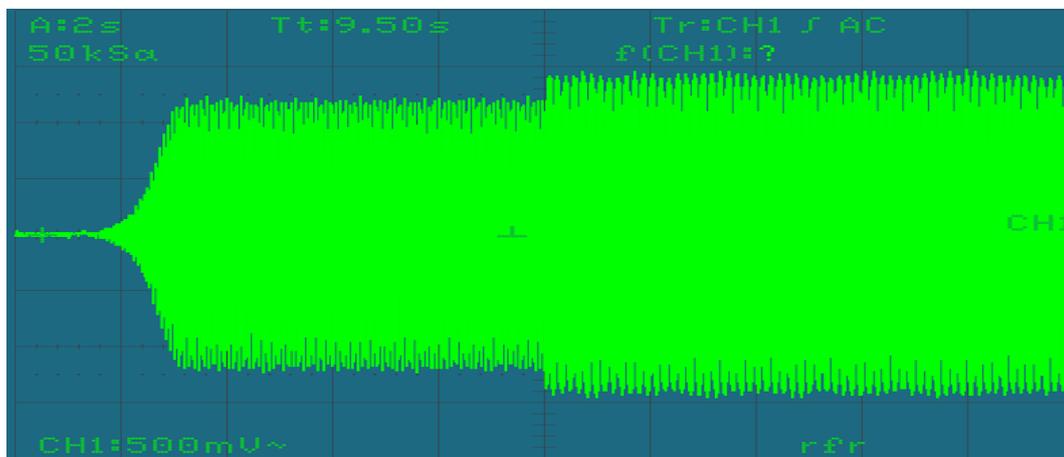


Figure IV.28 Image de la tension expérimentale du stator 2

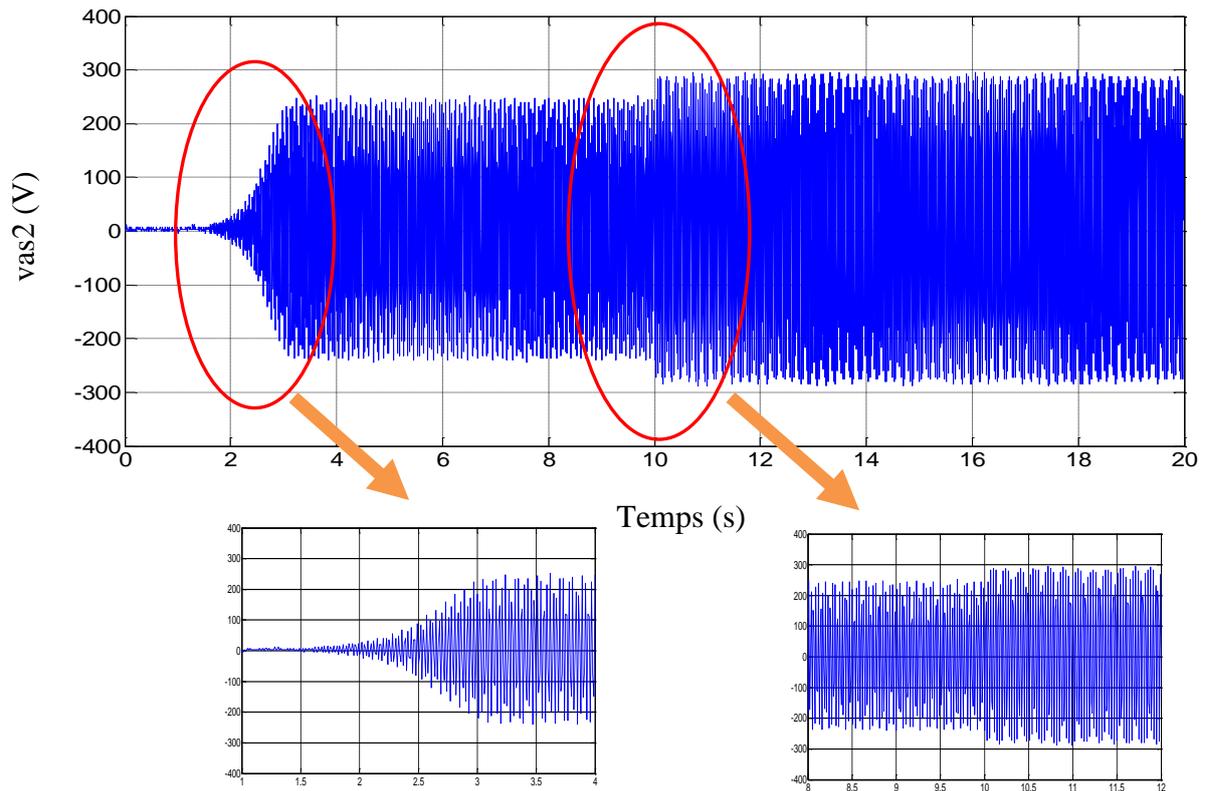


Figure IV.29 Tension expérimentale du stator 2

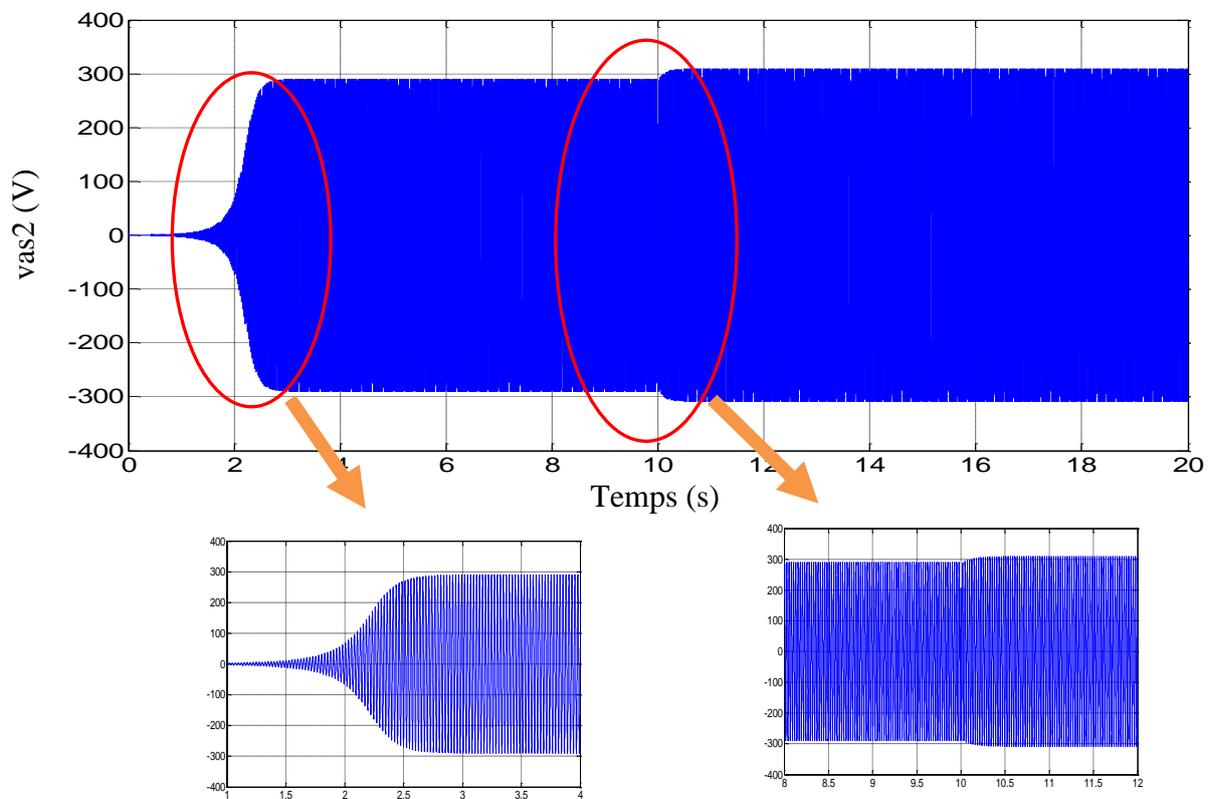


Figure IV. 30 Tension par simulation du stator 2

La figure IV.29 est la même que la figure IV.28, mais elle est tracée sous Matlab dans le but de faciliter la comparaison entre l'expérience et la simulation.

La comparaison entre la courbe obtenue par simulation (figure IV.30), et celle obtenue expérimentalement (Figure IV.29) montre une bonne concordance aussi bien dans les amplitudes que dans les délais d'auto-amorçage.

IV.3 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons procédé à la validation expérimentale du modèle de Park de la machine asynchrone à double stator, établi dans le chapitre II, avec les paramètres identifiés dans le chapitre III.

Nous avons étudié les deux cas de fonctionnement de la machine (moteur et générateur auto-excité) et nous avons réalisé au laboratoire deux bancs d'essais expérimentaux (un banc d'essais pour chaque mode de fonctionnement).

Concernant le fonctionnement en mode moteur : nous avons effectué deux essais de démarrage en pleine tension (démarrage direct) avec des tensions différentes (50V et 120V). Ces deux essais ont donné les mêmes tendances, aussi nous n'avons gardé qu'un seul (120V) et les résultats de l'autre sont en annexe C.

Pour le fonctionnement en mode générateur auto-excité, nous avons effectué trois essais expérimentaux. Le premier a consisté à entraîner notre machine à vitesse donnée, à exciter le premier stator et laisser le second stator non excité. Le deuxième essai a consisté à entraîner notre machine à la même vitesse mais à exciter le second stator et à laisser le premier stator non excité. Ces deux essais ont donné lieu à pratiquement les mêmes résultats. C'est pour cela que nous n'avons gardé qu'un seul essai. Les résultats de l'autre essai sont renvoyés en annexe D. Dans le troisième essai, nous avons entraîné notre machine à une certaine vitesse (gardée constante) et nous avons excité le deuxième stator, puis au bout d'un certain temps (10s environ), nous avons excité le second stator.

Les résultats expérimentaux comparés aux résultats des tests par simulation effectués dans les mêmes conditions ont donné lieu à de bonnes concordances. Ce qui a permis de valider les modèles construits et de s'assurer que les deux stators de la machines sont de construction identique.

Les modèles de la machine asynchrone à double stator étant validés, nous pouvons entamer le travail de synthèse des régulateurs constituant le dispositif de commande en puissance, objet du chapitre V. Ceci est dans le but d'intégrer notre machine dans un système global de conversion de l'énergie éolienne, qui fera l'objet du chapitre VI.

Chapitre V

Commande en puissance de la
machine asynchrone
à double stator

V.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous traitons de l'étude de la commande en puissance d'une machine asynchrone à double stator. Pour ce faire, nous allons d'abord décrire le système à étudier, puis procéder en se basant sur le principe de la commande vectorielle et en utilisant quelques simplifications, à la construction d'un diagramme simplifié de la machine asynchrone à double stator. Le diagramme ainsi construit, qui peut être considéré comme une extension du diagramme déjà établi pour la machine asynchrone à double alimentation [11], est utilisé pour la synthèse des régulateurs PI utilisés à l'effet de contrôler les puissances active et réactive de la machine.

En utilisant le modèle réel de la machine et les paramètres des régulateurs, nous allons élaborer un programme de simulation de la commande en puissance sous environnement Matlab/Simulink. Des résultats de simulation obtenus pour deux modes de fonctionnement de la machine (Hypo et Hyper-synchrone) seront présentés et discutés.

V.2 Description du système

La figure V.1 montre la structure du système proposé. Le générateur à induction à double stator (en anglais Dual Stator Induction Generator, DSIG en abrégé) a deux enroulements dans le stator ; le stator 1 représente le bobinage de puissance (Power Winding 'PW') connecté directement au réseau et le stator 2 est le bobinage de commande (Control Winding 'CW'), il est connecté au réseau par des convertisseurs bidirectionnels. Le rotor est à cage d'écureuil.

Les deux enroulements du stator de la MASDS ont le même nombre de pôles. En supposant que le référentiel est aligné avec le flux du stator 1, les puissances active et réactive échangées entre le stator 1 de la machine et le réseau sont contrôlées indépendamment en utilisant des régulateurs proportionnels et intégraux (PI) classiques.

Des convertisseurs bidirectionnels permettant un flux de puissance bidirectionnel sont utilisés, offrant ainsi à la machine la possibilité de fonctionner en moteur ou en générateur en mode hyper-synchrone et hypo-synchrone.

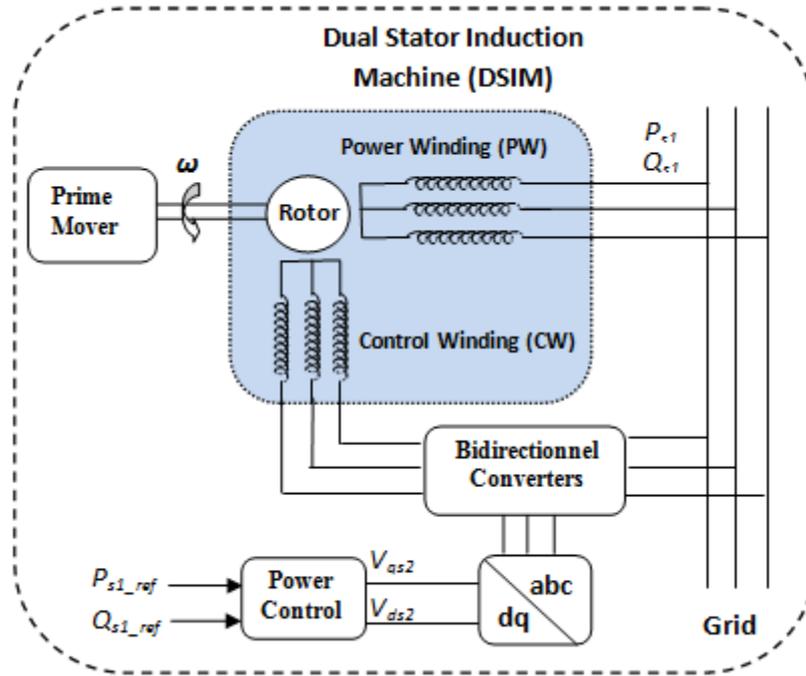


Figure V.1 Schéma synoptique du système étudié

V.3 Principe du contrôle de puissance de la machine asynchrone à double stator

La machine asynchrone à double stator est reliée au réseau via son premier stator (PW) tout en contrôlant les grandeurs du deuxième stator. Pour pouvoir contrôler la production d'énergie de ce système, nous réaliserons un contrôle indépendant des puissances active et réactive en établissant les équations qui lient les tensions du deuxième stator (CW), générées par un convertisseur, aux puissances actives et réactive du premier stator (PW).

V.4 Modèle de la machine asynchrone à double stator

Comme indiqué dans le chapitre II, les équations régissant la machine asynchrone à double stator dans le repère de Park sont :

Stator 1

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1} \cdot i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot \varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1} \cdot i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot \varphi_{ds1} \end{cases} \quad (V.1)$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = (L_{s1} + L_m) i_{ds1} + L_m (i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = (L_{s1} + L_m) i_{qs1} + L_m (i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (V.2)$$

Stator 2

$$\begin{cases} v_{ds2} = R_{s2} \cdot i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot \varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} \cdot i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot \varphi_{ds2} \end{cases} \quad (\text{V.3})$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds2} = (L_{s2} + L_m) i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = (L_{s2} + L_m) i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{V.4})$$

Rotor

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{qr} = 0 \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{V.5})$$

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = (L_r + L_m) i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \\ \varphi_{qr} = (L_r + L_m) i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (\text{V.6})$$

Avec

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = g \cdot \omega = \omega_s - \omega_r \quad (\text{Référentiel lié au champ tournant})$$

L'équation du couple électromagnétique ainsi que celles des puissances active et réactive au niveau des deux stators sont données par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} \left[(i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \varphi_{qr} \right] \quad (\text{V.7})$$

$$\begin{cases} P_{s1} = v_{ds1} i_{ds1} + v_{qs1} i_{qs1} \\ Q_{s1} = v_{qs1} i_{ds1} - v_{ds1} i_{qs1} \end{cases} \quad (\text{V.8})$$

$$\begin{cases} P_{s2} = v_{ds2} i_{ds2} + v_{qs2} i_{qs2} \\ Q_{s2} = v_{qs2} i_{ds2} - v_{ds2} i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{V.9})$$

V.5 Commande en puissance de la machine asynchrone à double stator

V.5.1 Principe de la commande vectorielle

La commande par orientation de flux, proposé par Blaschke, est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines à courant alternatif. L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Cette méthode se base sur la projection

des variables électriques de la machine dans un référentiel biphasé (d,q) tournant avec le vecteur du flux, afin d'obtenir un contrôle analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, où la composante directe du courant de la machine asynchrone est analogue au courant d'excitation, tandis que la composante en quadrature est analogue au courant d'induit. Par conséquent, ces deux composantes sont mutuellement découplées [91].

V.6 Commande vectorielle en puissance de la machine asynchrone à double stator

V.6.1 Choix du référentiel pour le modèle diphasé

En orientant le repère (d,q) de sorte que l'axe direct d soit aligné sur le flux du premier stator, le modèle obtenu de la machine asynchrone à double stator se simplifie, le flux du premier stator suivant l'axe q est constamment nul [11], [41], [92].

Les équations des tensions du stator 1 deviennent :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1} \cdot i_{ds1} \\ v_{qs1} = R_{s1} \cdot i_{qs1} + \omega_s \cdot \varphi_{ds1} \end{cases} \quad (\text{V.10})$$

Si on suppose le réseau électrique stable, ayant pour tension simple V_s , cela conduit à un flux statorique φ_{ds} constant. De plus, si on néglige la résistance des enroulements du stator 1 ($R_{s1} = 0$), hypothèse réaliste pour les machines de fortes puissances utilisées pour la production éolienne, les équations des tensions du stator 1 se réduisent à :

$$\begin{cases} v_{ds1} = 0 \\ v_{qs1} = V_s = \omega_s \cdot \varphi_{ds1} \end{cases} \quad (\text{V.11})$$

Par conséquent, les équations des courants du rotor et celles des tensions du stator 1 et du stator 2 ainsi que celles des puissances du stator 1 sont représentées respectivement dans l'ensemble des équations suivantes (12-15).

$$\begin{cases} i_{dr} = -C i_{ds2} \cdot \frac{C V_s}{\omega_s \cdot L_s} \\ i_{qr} = -C i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{V.12})$$

$$\begin{cases} i_{ds1} = \left[\frac{L_m}{(L_s + L_m)} (C - 1) \right] i_{ds2} + \frac{V_s}{\omega_s \cdot (L_s + L_m)} \left[1 + \frac{L_m \cdot C}{L_s} \right] \\ i_{qs1} = \left[\frac{L_m}{(L_s + L_m)} (C - 1) \right] i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{V.13})$$

$$\begin{cases} v_{ds2} = R_s i_{ds2} + L_s \left[1 + \frac{L_m(1-C)}{(L_s + L_m)} \right] \frac{di_{ds2}}{dt} - \omega_s \cdot L_s \left[1 + \frac{L_m(1-C)}{(L_s + L_m)} \right] i_{qs2} \\ v_{qs2} = R_s i_{qs2} + L_s \left[1 + \frac{L_m(1-C)}{(L_s + L_m)} \right] \frac{di_{qs2}}{dt} + \omega_s \cdot L_s \left[1 + \frac{L_m(1-C)}{(L_s + L_m)} \right] i_{ds2} \\ + \frac{L_m V_s (1-C)}{(L_s + L_m)} \end{cases} \quad (V.14)$$

$$\begin{cases} P_{s1} = V_s \cdot i_{qs1} = \frac{V_s \cdot L_m}{(L_s + L_m)} (C-1) i_{qs2} \\ Q_{s1} = \left[\frac{V_s L_m}{(L_s + L_m)} (C-1) \right] i_{ds2} + \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot (L_s + L_m)} \left[1 + \frac{L_m \cdot C}{L_s} \right] \end{cases} \quad (V.15)$$

Avec
$$C = \left[\frac{L_s L_m}{(L_r + L_m) \cdot (L_s + L_m) - L_m^2} \right]$$

Les expressions liant les tensions du stator de commande v_{ds2} et v_{qs2} et celles des puissances active et réactive du stator de puissance P_{s1} et Q_{s1} , nous permettent d'établir un schéma bloc du système à réguler (voir figure V.2).

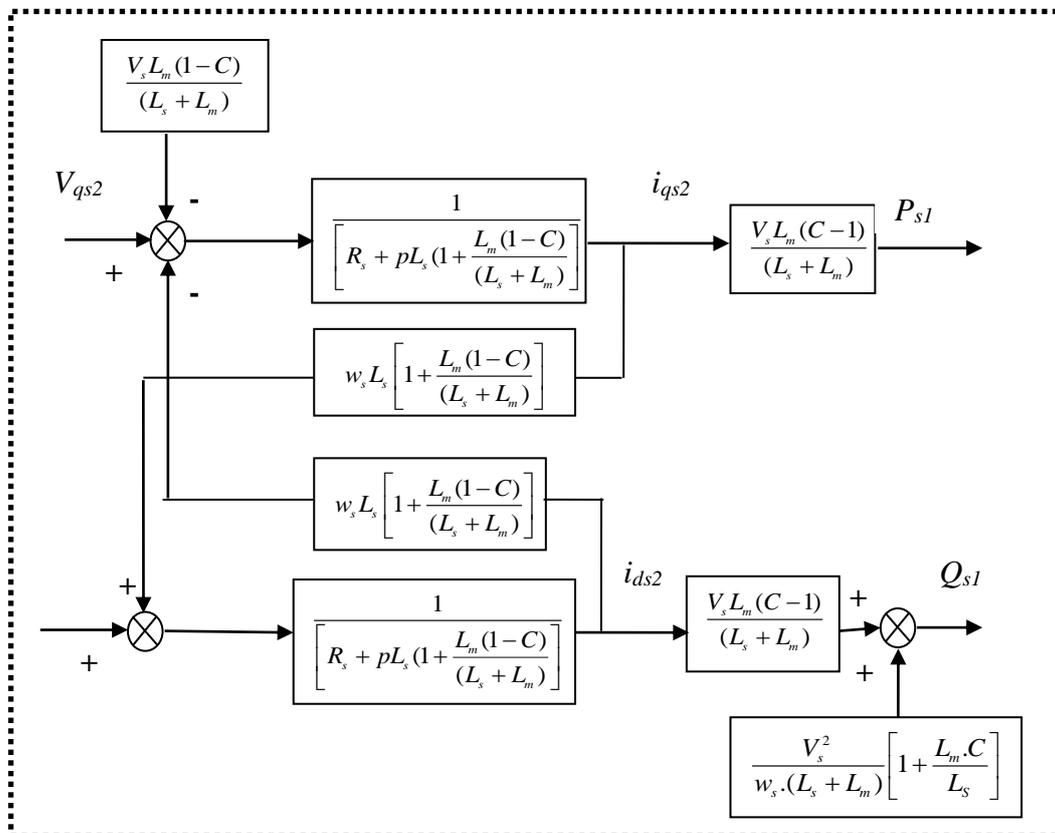


Figure V.2. Diagramme simplifié de la machine asynchrone à double stator

Ce schéma fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre (pour les deux axes d et q), liant les tensions du deuxième stator v_{ds2} et v_{qs2} aux puissances active et réactive du premier stator P_{s1} et Q_{s1} . Il montre également que grâce à la commande vectorielle, à l'influence des termes de couplage près (qui peuvent être compensés), chaque puissance peut être commandée indépendamment par son propre régulateur. Les commandes des puissances active et réactive deviennent ainsi complètement découplées. Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront :

La puissance active P_{s1} , commandée par la tension d'axe q du stator de commande v_{qs2} et la puissance réactive Q_{s1} , commandée par la tension d'axe d du stator de commande v_{ds2} . La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire du côté du premier stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau.

Le régulateur Proportionnel Intégrateur (PI), utilisé dans la commande de cette machine asynchrone à double stator est simple et rapide à mettre en œuvre.

V.6.2 Synthèse des régulateurs

Pour commander la machine asynchrone à double stator des régulateurs s'imposent, nous avons choisi des régulateurs proportionnel-intégral (PI) pour leur simplicité.

Comme indiqué dans la figure V.3, chaque puissance est contrôlée indépendamment de l'autre par un régulateur PI.

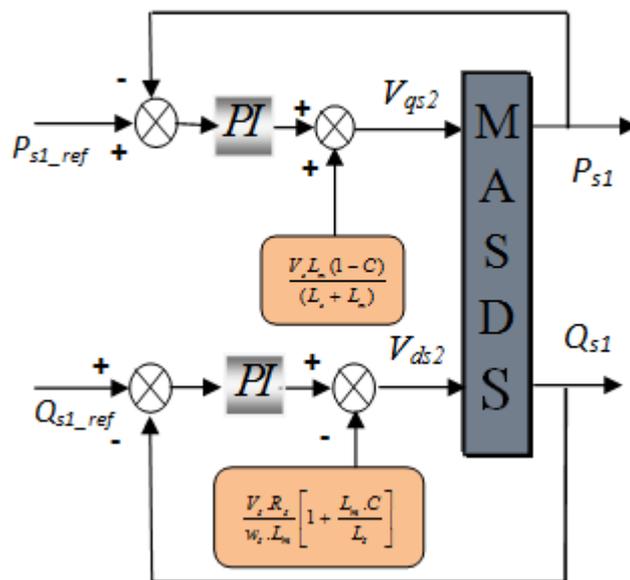


Figure V.3. Schéma bloc du contrôle de puissances

Le rôle des régulateurs est de faire suivre à la machine, des références de puissances active et réactive. L'écart entre les puissances active et réactive de référence et les puissances active et réactive mesurées doit être constamment nul. Notons que le modèle du schéma simplifié de la figure V.2 sert uniquement à la synthèse des régulateurs, dans tous les autres calculs, c'est le modèle réel de la machine qui est utilisé.

La structure générale d'un régulateur proportionnel-intégral, noté PI, est composée de l'action proportionnelle et de l'action intégrale mises en parallèle, l'action du régulateur proportionnel assure la rapidité de la réponse dynamique et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent. Ces régulateurs sont très utilisés dans le domaine de la commande des machines électriques.

La fonction de transfert d'un régulateur PI est donnée par :

$$G_c(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \tag{V.16}$$

Avec : K_p : le gain proportionnel du régulateur

K_i : le gain intégral du régulateur

La figure V.4 montre le système en boucle fermée corrigé par un régulateur PI.

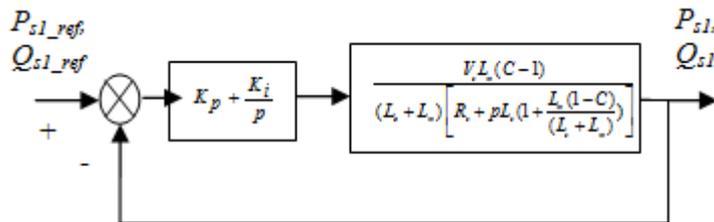


Figure V.4. Stratégie de commande des puissances par un régulateur PI

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) avec les régulateurs s'écrit de la manière suivante :

$$G(p) = \begin{bmatrix} p + \frac{K_i}{K_p} \\ \frac{p}{K_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{V_s L_m (C-1)}{L_s (L_s + L_m) \left[1 + \frac{L_m (1-C)}{(L_s + L_m)} \right]} \\ \frac{R_s}{p + \frac{L_m (1-C)}{L_s \left[1 + \frac{L_m (1-C)}{(L_s + L_m)} \right]}} \end{bmatrix} \tag{V.17}$$

Nous choisissons la méthode de compensation des pôles pour la synthèse du régulateur afin d'éliminer le zéro de la fonction de transfert. Cette méthode se déroule en deux étapes, elle consiste, dans une première étape à utiliser le zéro de régulateur ($\frac{K_i}{K_p}$) pour compenser un pôle du système à commander. Elle permet ainsi de simplifier l'ordre de la fonction de transfert en boucle ouverte. Cette compensation donne la première équation permettant de calculer les deux coefficients K_i et K_p . Dans une seconde étape, on calcule la fonction de transfert en boucle fermée et on détermine une seconde équation permettant de calculer le deuxième coefficient de régulateur.

L'application de cette méthode au système nous conduit à obtenir le rapport des coefficients suivants :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{L_s \left[1 + \frac{L_m(1-C)}{(L_s + L_m)} \right]} \quad (V.18)$$

Et la fonction de transfert en boucle ouverte devient

$$G(p) = \left[\frac{K_p V_s L_m (C-1)}{p L_s (L_s + L_m) \left[1 + \frac{L_m(1-C)}{(L_s + L_m)} \right]} \right] \quad (V.19)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est définie par :

$$F(p) = \left[\frac{G(p)}{1 + G(p)} \right] \quad (V.20)$$

Après calcul, on trouve :

$$F(p) = \left[\frac{1}{1 + p \left[\frac{L_s (L_s + L_m) \left[1 + \frac{L_m(1-C)}{(L_s + L_m)} \right]}{K_p L_m V_s (C-1)} \right]} \right] \quad (V.21)$$

Cette fonction se présente sous la forme :

$$F(p) = \left[\frac{1}{1 + \tau_r p} \right] \quad (\text{V.22})$$

Avec

$$\tau_r = \frac{L_s(L_s + L_m) \left[1 + \frac{L_m(1-C)}{(L_s + L_m)} \right]}{K_p L_m V_s (C-1)} \quad (\text{V.23})$$

On obtient :

$$K_p = \frac{L_s(L_s + L_m) \left[1 + \frac{L_m(1-C)}{(L_s + L_m)} \right]}{\tau_r L_m V_s (C-1)} \quad (\text{V.24})$$

$$K_i = \frac{R_s(L_s + L_m)}{\tau_r L_m V_s (C-1)} \quad (\text{V.25})$$

V.7 Résultats de simulation et interprétation

Afin d'étudier les performances de la méthode de contrôle proposée, nous avons réalisé un ensemble de tests de simulation pour une machine asynchrone à double stator de puissance 1.1kW, fabriquée par l'entreprise « ELECTRO-INDUSTRIES » d'Azazga (Tizi-Ouzou) et dont les paramètres sont identifiés dans le chapitre III.

Ces tests sont effectués en appliquant trois échelons de la puissance active à différents instants (P1 = -200 W à t1 = 0 s; P2 = -1000 W à t2 = 0,5 s; P3 = -600 W à t3 = 1 s), les résultats de la simulation sont présentés pour deux modes de fonctionnement, un en dessous de la vitesse synchrone (mode hypo-synchrone) et un au-dessus (mode super-synchrone).

La consigne de la puissance réactive est maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire du côté du stator 1 de la machine.

V.7.1 Mode hypo- synchrone

Dans ce cas, nous supposons que la machine est entraînée à une vitesse constante et inférieure à la vitesse synchrone (1450 tr/mn), les résultats caractérisant ce mode de fonctionnement sont représentés par les figures V.5 à V.12 suivantes :

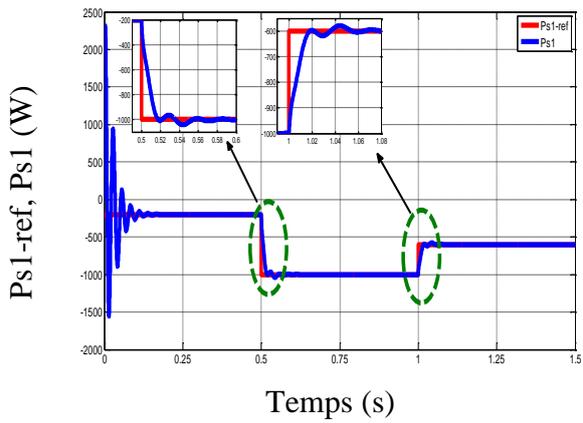


Figure V.5 puissance active du stator 1 et sa référence

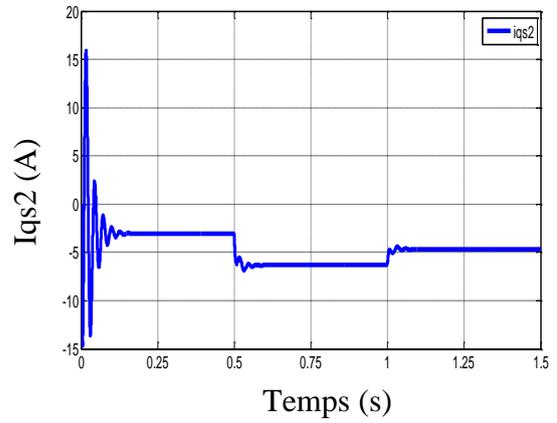


Figure V.6 Composante en quadrature du courant du stator 2

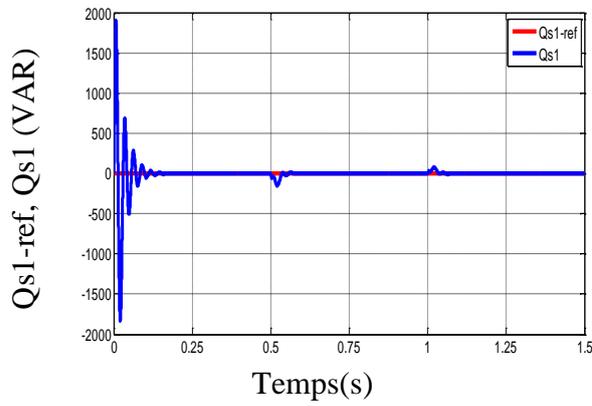


Figure V.7 Puissance réactive du stator 1 et sa référence

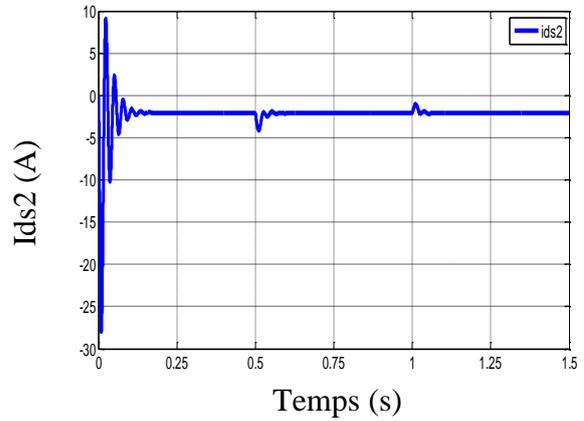


Figure V.8 Composante directe du courant du stator 2

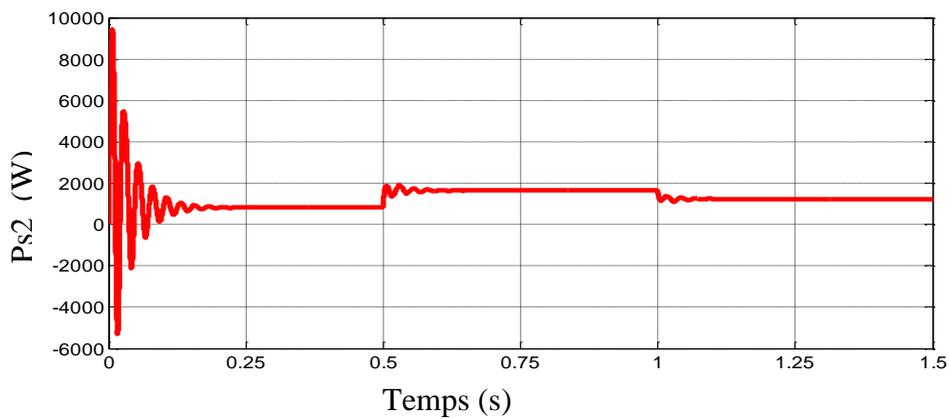


Figure V.9 Puissance active du stator 2

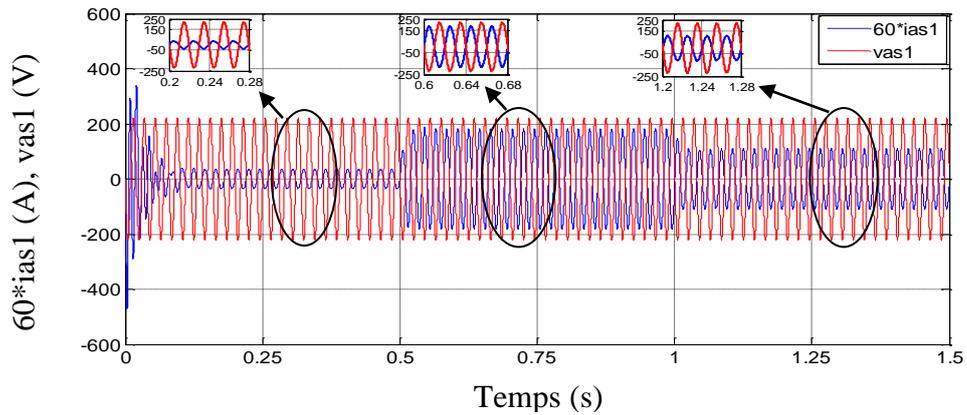


Figure V.10 Courant et tension du stator 1

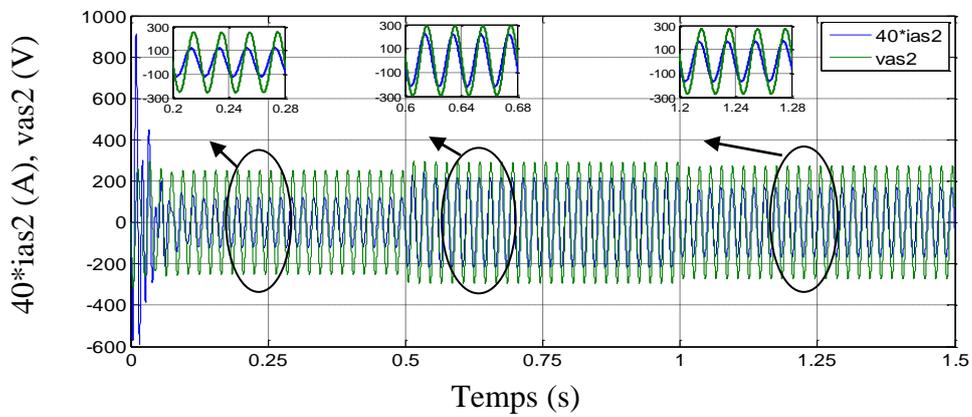


Figure V.11 Courant et tension du stator 2

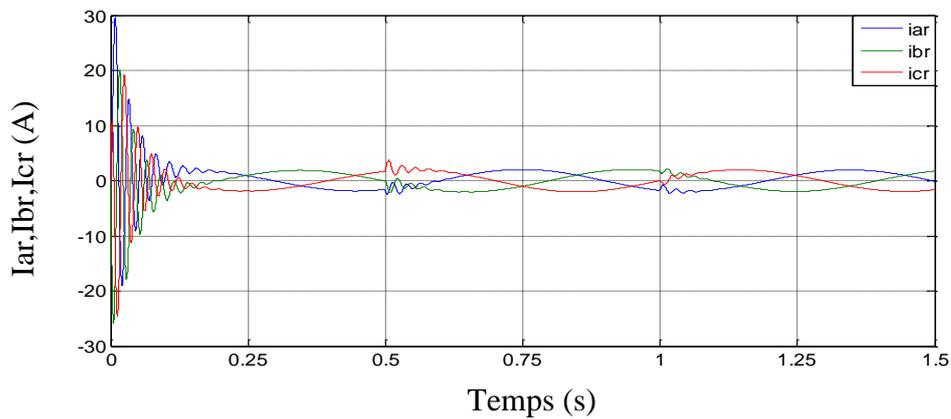


Figure V.12 Courant rotorique

V.7.2 Mode hyper- synchrone

Dans ce cas, nous supposons que la machine est entraînée à une vitesse constante et supérieure à la vitesse synchrone (1648 tr/mn), les résultats caractérisant ce mode de fonctionnement sont représentés par les figures V.13 à V.20 suivantes :

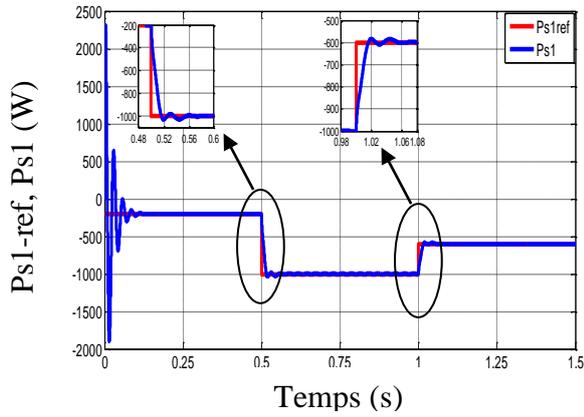


Figure V.13. Puissance active du stator 1 et sa référence

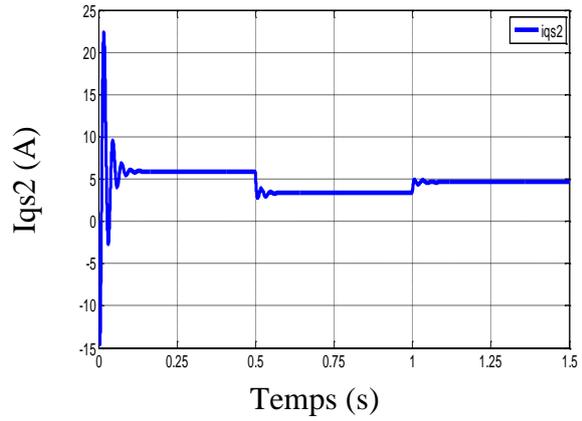


Figure V.14 Composante en quadrature du courant du stator 2

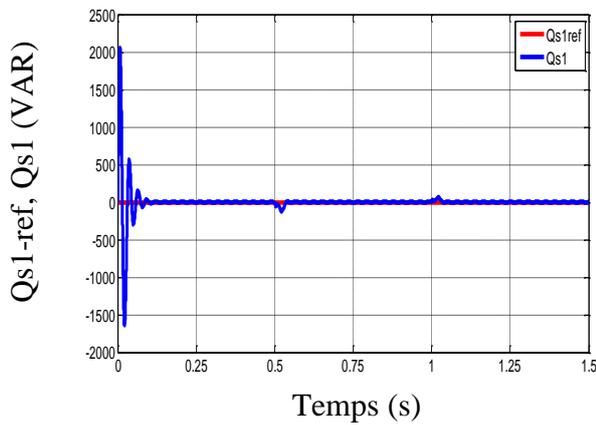


Figure V.15 Puissance réactive du stator 1

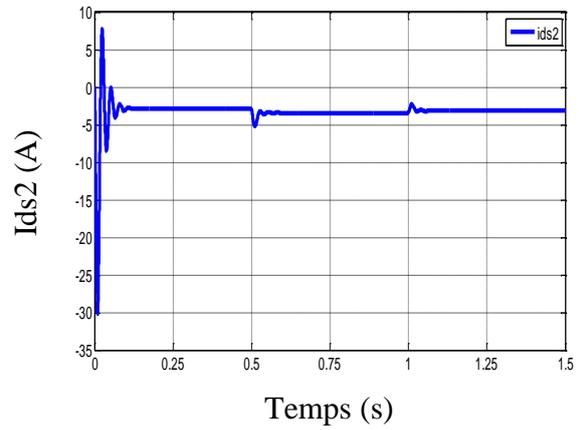


Figure V.16 Composante directe du courant du stator 2

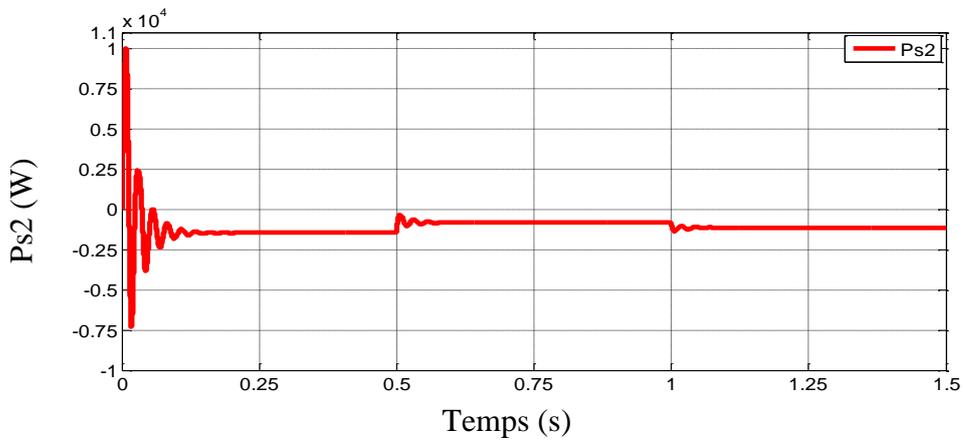


Figure V.17. Puissance active du stator 2

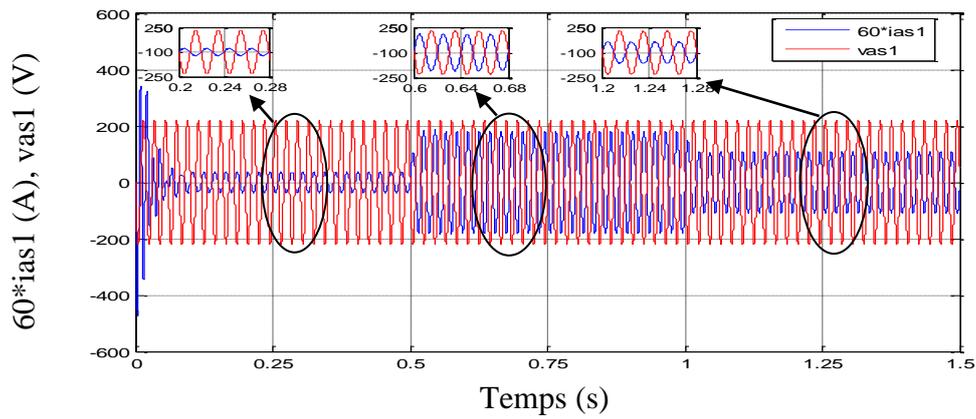


Figure V.18. Courant et tension du stator 1

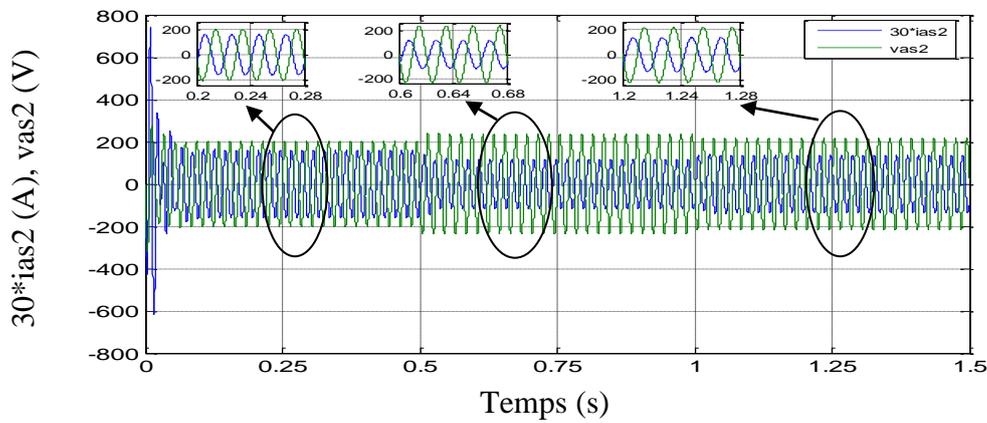


Figure V.19 Courant et tension du stator 2

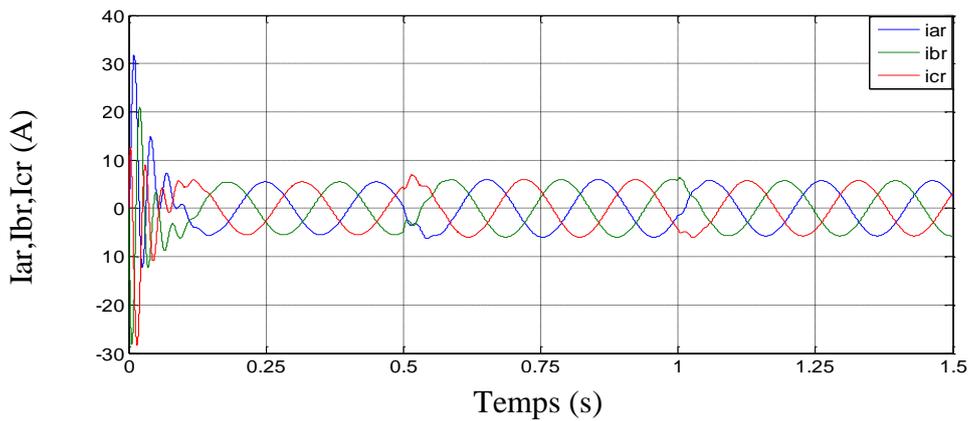


Figure V.20 Courant rotorique

Les figures (V.5 et V.7) et (V.13 et V.15) montrent que les puissances active et réactive du stator 1 (stator de puissance) suivent parfaitement leurs références dans les deux cas de fonctionnement (hypo et hyper-synchrone).

En examinant simultanément les figures V.5 et V.6 puis V.7 et V.8, nous observons un découplage parfait entre les puissances active et réactive échangées entre le stator 1 et le réseau. En effet, la composante en quadrature du courant du stator 2 (bobinage de commande) de la figure V.6 contrôle la puissance active du stator 1 de figure V.5. De l'autre côté, la puissance réactive de la figure V.7 est bien contrôlée par la composante directe du courant du stator 2 de la figure V.8.

Les mêmes remarques peuvent également être faites sur le mode hyper-synchrone en considérant respectivement les figures V.13, V.14 et V.15, V.16.

Le signe positif de la puissance active du stator 2 montré dans la figure V.9 indique que la machine asynchrone à double stator fonctionne en mode hypo-synchrone et absorbe la puissance active du réseau par le stator 2. La figure V.11 montre la tension et le courant du stator 2 et leurs zooms, le déphasage entre ces deux grandeurs est également une preuve que la machine est en mode hypo-synchrone.

Le signe négatif de la puissance active du stator 2 montré dans la figure V.17 indique que la machine asynchrone à double stator fonctionne en mode hyper-synchrone et fournit une puissance active au réseau par l'intermédiaire du stator 2. On peut également le voir dans la figure V.19 en considérant le déphasage entre la tension et le courant du stator 2. Il est par ailleurs clair que le stator 1 fournit toujours de la puissance active, son signe est toujours négatif que ça soit en mode hypo ou hyper synchrone, voir figures V.5 et V.13. Ceci peut également être constaté dans les figures V.10 et V.18 représentant le courant et la tension du stator 1, correspondant respectivement aux modes hypo et hyper synchrone, en effet le courant et la tension sont en opposition de phase. On peut également constater, en examinant les zooms de la tension et du courant, que la machine fonctionne avec un facteur de puissance unitaire.

Dans les figures V.12 et V.20, qui montrent les courants du rotor correspondant respectivement aux modes hypo et hyper-synchrone, on peut voir que l'amplitude et la fréquence du courant du rotor en régime permanent sont constantes. Ce résultat est attendu conformément à l'hypothèse de départ selon laquelle la vitesse de rotation et le glissement sont constants. Comme on peut le constater dans ces figures, la fréquence du courant du rotor varie selon la relation suivante : $\omega_r = \omega_s - p * \Omega_r = g * \omega_s$, où g est le glissement. On peut également noter que l'amplitude du courant du rotor augmente avec le glissement.

En examinant simultanément les figures V.10, V.11 et V.18, V.19, on peut constater que les courants et les tensions du stator 1 et du stator 2 ont la même fréquence, cela est dû au fait que les deux stators possèdent le même nombre de pôles.

V.8 Conclusion

Dans ce chapitre, le contrôle de la puissance active et réactive d'une machine asynchrone à double stator (MASDS) de puissance nominale de 1,1 kW est étudié. Les régulateurs PI ont été synthétisés et un modèle de la machine contrôlé est développé dans un environnement Matlab-Simulink. Les résultats de la simulation montrent de bonnes performances ; ils prouvent la faisabilité et la validité de la méthode de contrôle proposée. Les résultats obtenus prouvent également que la MASDS contrôlée offre des performances similaires à celles de la machine asynchrone à double alimentation sans difficultés particulières. Les performances de la machine asynchrone à double stator (MASDS) sont particulièrement intéressantes en mode hyper-synchrone. En effet, dans cette région, la machine fournit de la puissance active par ses deux stators et elle peut même si besoin est participer aux services système du réseau.

Dans le prochain et dernier chapitre nous allons procéder à l'application de cette stratégie de contrôle pour une machine asynchrone à double stator insérée dans un système de conversion d'énergie éolienne.

Chapitre VI

Application de la commande à la
Génératrice Asynchrone à Double
Stator (GASDS) intégrée dans
un Système de Conversion de
de l'Energie Eolienne (SCEE)

VI.1 Introduction

Après avoir étudié la commande en puissance de la machine asynchrone à double stator dans le chapitre précédent, nous allons dans ce présent chapitre appliquer cette stratégie de commande sur un système de conversion d'énergie éolienne à base de ce type de machine. Pour ce faire une description du système étudié s'impose en premier lieu, suivi d'une modélisation de toutes les parties qui le composent.

La modélisation ainsi établie nous permet de construire un programme de simulation sous environnement Matlab/Simulink pour tout le système muni de la commande en question.

Les résultats de simulation du système seront présentés et discutés, à travers lesquels nous allons examiner les performances de la commande en puissance proposée.

VI.2 Description du système

Le schéma synoptique du système proposé dans cette étude est un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une génératrice asynchrone à double stator (Figure VI.1), où le stator 1 de la génératrice (PW) se trouve connecté directement au réseau et le stator 2 (CW), connecté au réseau par des convertisseurs bidirectionnels. Le rotor est à cage d'écureuil. La génératrice est entraînée par une turbine éolienne, elle-même entraînée par le vent.

Les deux enroulements de notre machine ont le même nombre de pôles. On suppose de plus que le référentiel est aligné avec le flux du stator 1. Les puissances active et réactive échangées entre le stator 1 de la génératrice et le réseau sont ainsi contrôlées indépendamment en utilisant des régulateurs proportionnels et intégraux (PI) classiques.

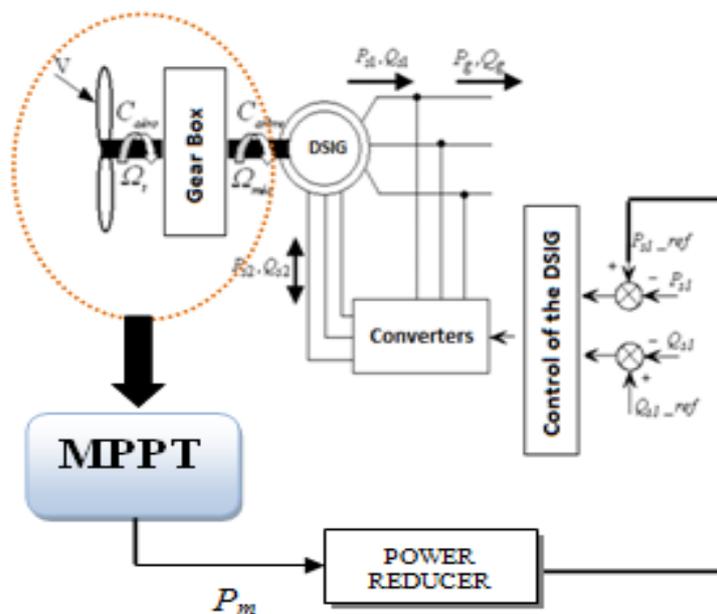


Figure VI.1 Schéma synoptique du système étudié

Il faut préciser que le modèle de la turbine éolienne utilisé est d'une puissance plus grande que celle de notre machine. Nous avons donc utilisé un facteur d'échelle adaptatif pour tout échange entre la turbine éolienne et notre machine.

VI.3 Modélisation de la turbine éolienne

La majorité des éoliennes ont une turbine généralement constituée de trois pales (parfois deux pour les éoliennes de petite taille). Ces pales ont un profil aérodynamique identique à celui des ailes d'avion (voir figure VI.2). Elles exploitent donc la différence de pression qui crée une force de portance pour mettre en rotation la turbine et ainsi extraire une partie de l'énergie cinétique du vent [93].

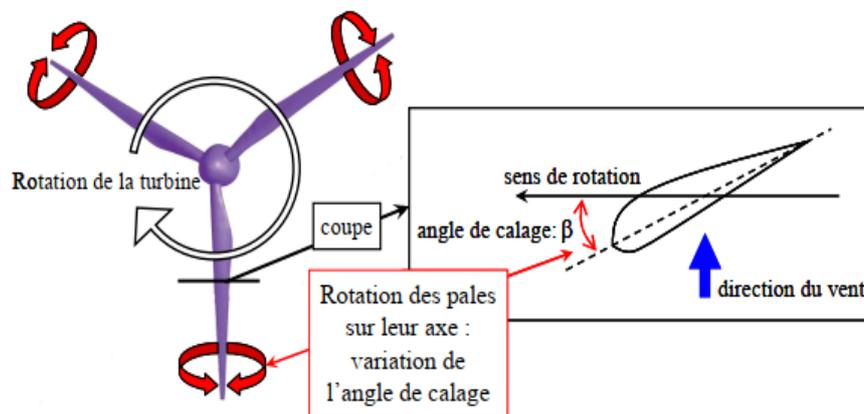


Figure VI.2 Profil aérodynamique d'une pale

Le modèle de la turbine permet de déterminer la puissance extraite par cette dernière en fonction de la vitesse du vent, de sa vitesse de rotation et de la position de l'angle de calage des pales. Il sera ainsi possible de déduire le couple appliqué par la turbine sur l'arbre lent de l'éolienne et décrire le coefficient de puissance de la turbine. L'aéro-turbine transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique, le multiplicateur de vitesse de gain G permet à la fois de diminuer le couple et d'augmenter la vitesse de rotation [94].

La puissance du vent ou la puissance éolienne est définie de la manière suivante [95]:

$$P_{extr} = \frac{1}{2} S \rho^2 V^3 \quad (VI.1)$$

Avec

ρ la densité de l'air ;

S la surface circulaire balayée par les pales, le rayon du cercle est déterminé par la longueur de la pale, $S = \pi R^2$;

V la vitesse du vent.

La puissance captée par la turbine s'écrit donc :

$$P_{extr} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 V^3 C_p(\beta, \lambda) \quad (VI.2)$$

C_p le coefficient de puissance qui est défini par le rapport entre la puissance totale extraite et la puissance incidente [96], ce coefficient C_p qui caractérise chaque turbine dépend à la fois de la position angulaire de l'axe de la pale caractérisée par son angle de calage β et du rapport de vitesse λ .

Le rapport de vitesse λ est défini par :

$$\lambda = \frac{\Omega_t \cdot R}{V} \quad (VI.3)$$

Où Ω_t est la vitesse de la turbine.

Le maximum du coefficient de puissance C_p a été déterminé par Albert Betz (1920) comme suit [97], [98]:

$$C_{p\max} = \frac{16}{27} = 0.59 \quad (VI.4)$$

A partir de cette puissance et de la vitesse de rotation de la turbine Ω_t il est donc possible de déterminer le couple exercé par la turbine.

$$T_{aer} = \frac{P_{extr}}{\Omega_t} = \frac{1}{2 \cdot \Omega_t} \rho \pi R^2 V^3 C_p(\beta, \lambda) \quad (VI.5)$$

La modélisation de la turbine passe donc par la caractérisation du coefficient de puissance.

VI.3.1 Modèle du coefficient de puissance C_p

Le modèle du coefficient de puissance doit tenir compte de la position de l'angle de calage qui modifie la portance de la pale et permet donc de contrôler la puissance captée par la turbine.

Ce coefficient de puissance C_p peut s'exprimer par la relation suivante [99], [100], [101], [102].

$$C_p(\lambda, \beta) = [0.35 - 0.0167(\beta - 2)] \sin \left[\frac{\pi(\lambda + 0.1)}{14.34 - 0.3(\beta - 2)} \right] - 0.00184(\lambda - 3)(\beta - 2) \quad (6)$$

La figure VI.3, représente la variation du coefficient de puissance C_p en fonction du rapport de vitesse λ , pour différentes valeurs de l'angle de calage β :

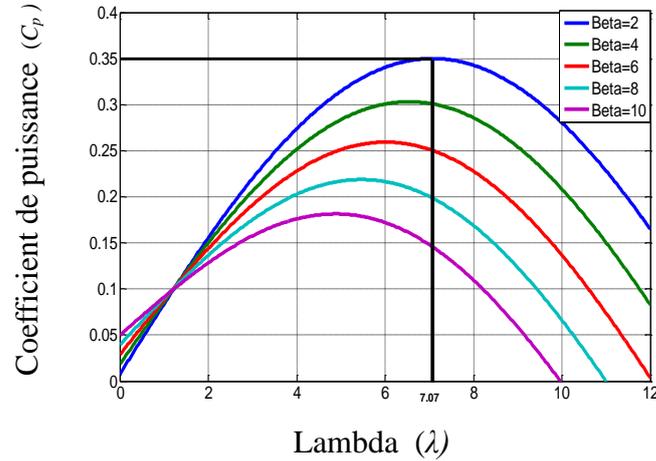


Figure VI.3 Coefficient de puissance en fonction de λ et β

A noter que l'équation (VI.6) et la figure VI.3 sont données pour une turbine spécifique (voir tableau 1 en Annexe E).

VI.3.2 Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur de vitesse de gain G permet à la fois de diminuer le couple et d'augmenter la vitesse de rotation, il est modélisé par les équations suivantes :

$$\Omega_{mec} = G\Omega_t \quad (VI.7)$$

$$T_{aer} = GT_g \quad (VI.8)$$

VI.3.3 Equation dynamique de l'arbre

La masse de la turbine éolienne est reportée sur l'arbre de la turbine sous la forme d'une inertie $J_{Turbine}$ et comprend la masse des pales et la masse du rotor de la turbine. Le modèle mécanique proposé considère l'inertie totale J constituée de l'inertie de la turbine reportée sur le rotor de la génératrice et de l'inertie de la génératrice (inertie totale des parties tournantes).

$$J = \frac{J_{Turbine}}{G^2} + J_g \quad (VI.9)$$

Il est à noter que l'inertie de la génératrice est très faible par rapport à l'inertie de la turbine reportée par cet axe. L'équation fondamentale de la dynamique permet de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple mécanique total (C_{mec}) appliqué au rotor :

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} \quad (VI.10)$$

Où J est l'inertie totale qui apparait sur le rotor de la génératrice. Ce couple mécanique prend en compte, le couple électromagnétique C_{em} produit par la générateur, le couple des frottements visqueux C_{vis} , et le couple issu du multiplicateur et appliqué sur l'arbre du générateur C_g .

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - C_{vis} \quad (VI.11)$$

Le couple résistant dû aux frottements est modélisé par un coefficient de frottement visqueux f :

$$C_{vis} = f \cdot \Omega_{mec} \quad (VI.12)$$

VI.3.4 Stratégie d'extraction de puissance maximale (Maximum Power Point Tracking 'MPPT')

Pour extraire la puissance maximale générée, nous devons fixer le rapport de vitesse λ à sa valeur optimale λ_{opt} et ensuite le coefficient de puissance à sa valeur maximale $C_{p,max}$, la valeur de la vitesse du vent est estimée par l'équation suivante :

$$\hat{V} = \frac{R \cdot \hat{\Omega}_t}{\lambda_{opt}} \quad (VI.13)$$

Le couple électromagnétique de référence est déterminé par l'équation suivante :

$$T_{em-ref} = \frac{1}{2 \cdot G \cdot \Omega_t} C_{p,max} \rho \pi R^2 \hat{V}^3 \quad (VI.14)$$

VI.4 Modélisation de la génératrice asynchrone à double stator

La modélisation de la génératrice asynchrone à double stator a été traitée dans le chapitre II et appliquée dans le chapitre V, et c'est ce modèle que nous adoptons dans cette partie.

VI.5 Application de la stratégie de contrôle des puissances active et réactive d'un générateur à induction à double stator (DSIG) pour la conversion de l'énergie éolienne

Le principe de la stratégie de contrôle des puissances active et réactive de la machine asynchrone à double stator a été présenté dans le chapitre V. Rappelons que cette méthode est basée sur la synthèse des régulateurs PI utilisés pour cette commande à partir de la construction d'un diagramme simplifié de la machine. Dans cette partie nous appliquons cette loi de commande sur la même génératrice à double stator intégrée dans un système de conversion de l'énergie éolienne.

VI.6 Résultats de simulation et interprétation

Afin d'étudier les performances de la méthode de contrôle proposée, on l'applique sur la même génératrice à double stator intégrée dans un système de conversion d'énergie éolienne (voir figure VI.1). A cet effet, nous avons réalisé un ensemble de tests de simulation. Les tests effectués sont des tests de consigne de puissances active et réactive et des tests de perturbation de la vitesse de rotation et l'étude de l'influence de ces perturbations sur les autres grandeurs. La puissance active de référence est une fraction de la puissance mécanique générée par la turbine éolienne, ceci pour la compatibilité de notre machine qui est d'une puissance de 1.1 kW.

La référence de la puissance réactive est toujours supposée égale à zéro pour garantir un facteur de puissance unitaire.

Notons qu'ici la présence du convertisseur n'est pas prise en compte et que les résultats obtenus seront considérés comme idéaux.

Les résultats de simulation obtenus par Matlab/Simulink sont représentés par les figures suivantes. Nous avons établi un profil de puissance (Figure IV.4) à imposer comme référence de puissance active à notre génératrice. Ce profil a été choisi de façon qu'il présente une allure aléatoire semblable aux profils de puissance présents dans les turbines éoliennes. Le profil de puissance imposé à notre génératrice est finalement le même que celui de la figure VI.4 mais il est multiplié par un facteur d'échelle réducteur.

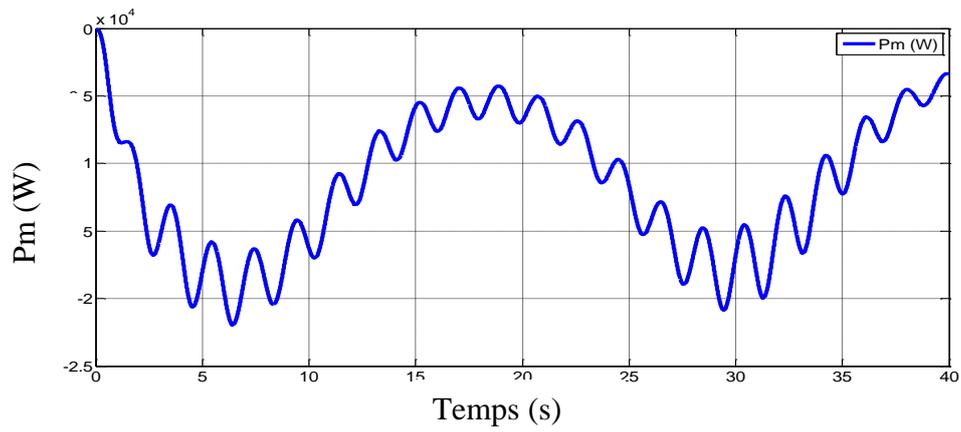


Figure VI.4 Puissance mécanique de la turbine

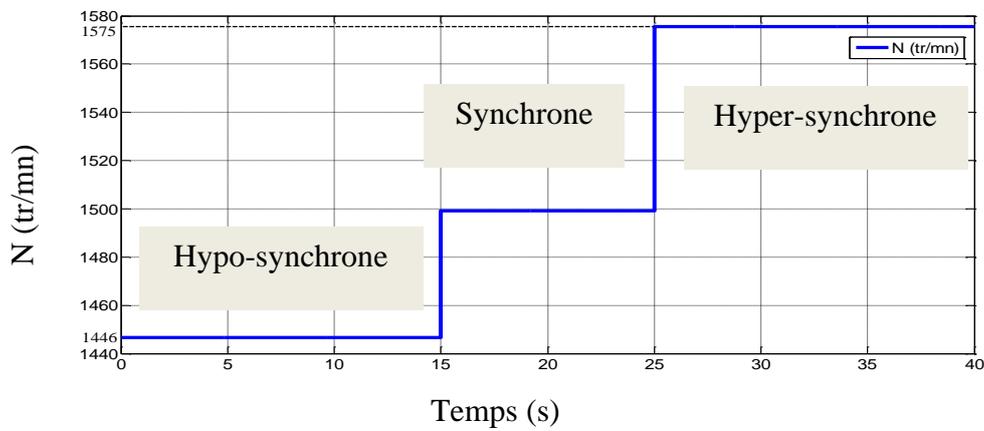


Figure VI.5 Variation de la vitesse de rotation

La figure IV.5 représente le profil de vitesse de rotation imposé à notre génératrice, nous l'avons choisi de façon à englober les trois modes de fonctionnement, hypo-synchrone ($N < 1500 \text{tr/mn}$), synchrone ($N = 1500 \text{tr/mn}$) et hyper-synchrone ($N > 1500 \text{tr/mn}$). Nous aurions pu choisir un profil de vitesse semblable à celui de la vitesse du vent, mais nous l'avons choisi ainsi de façon à obtenir des interprétations des courbes claires et logiques.

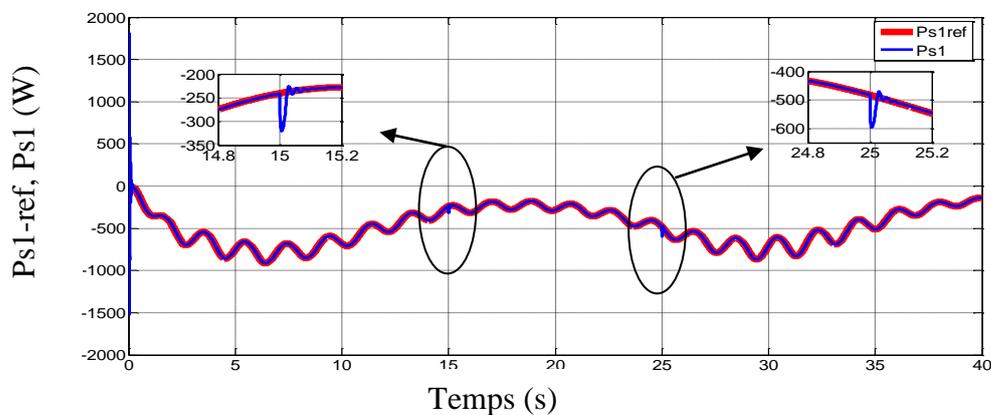


Figure VI.6 Puissance active du stator 1 et sa référence

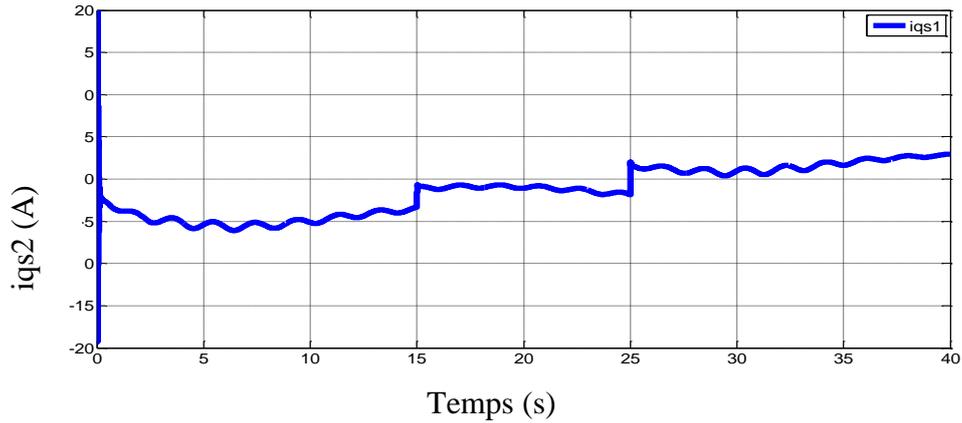


Figure VI.7 Courant du stator 2 sur l'axe q

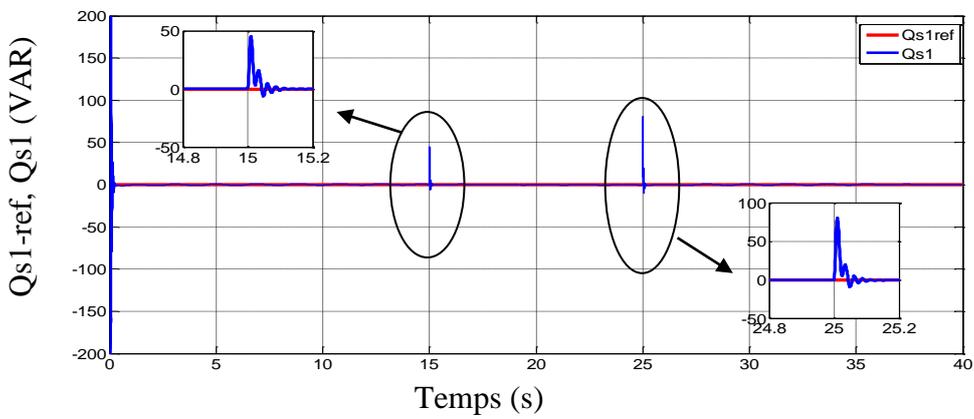


Figure VI.8 Puissance réactive du stator 1 et sa référence

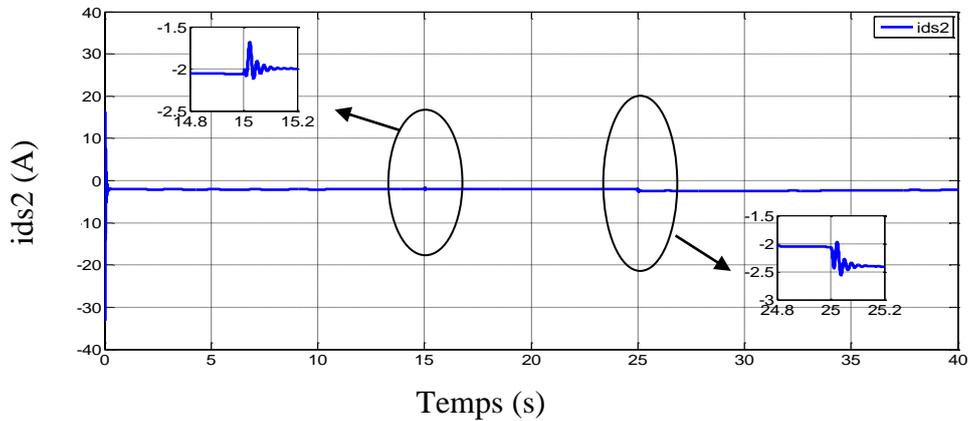


Figure VI.9 Courant du stator 2 sur l'axe d

Les figures VI.6 et VI.8 montrent que les puissances active et réactive du stator 1 (stator de puissance) suivent parfaitement leurs références dans tous les cas de fonctionnement de la génératrice.

On observe un découplage parfait entre les puissances active et réactive échangées entre le stator 1 et le réseau, où la composante en quadrature du courant du stator 2 (bobinage de commande) (Figure VI.7) contrôle la puissance active du stator 1 (Figure VI.6) et la puissance

réactive (Figure VI.8) est contrôlé par la composante directe du courant du stator 2 (Figure VI.9).

Aux instants où la vitesse change, des perturbations au niveau des courbes des puissances active et réactive du stator 1 sont constatées (voir les zooms au niveau des figures VI.6 et VI.8), ces perturbations sont rejetées par les régulateurs PI.

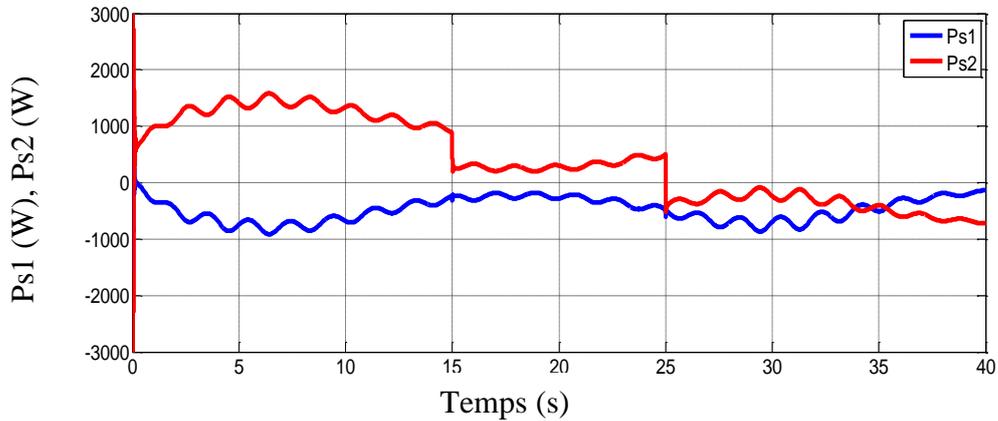


Figure VI.10 Puissances actives des deux stators

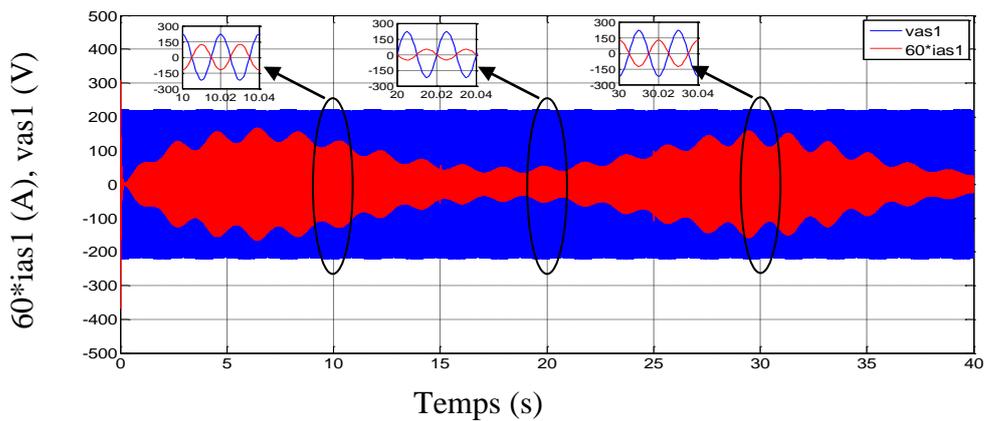


Figure VI.11 Tension et courant de la phase (a) du stator 1

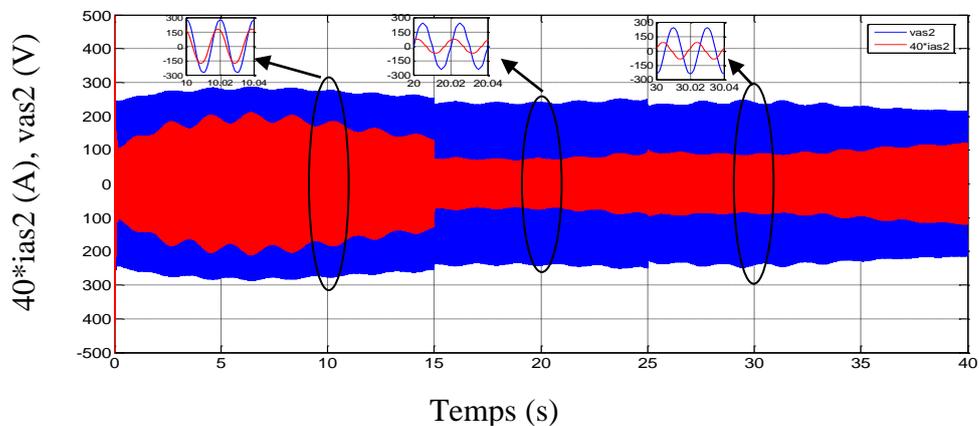


Figure VI.12 Tension et courant de la phase (a) du stator 2

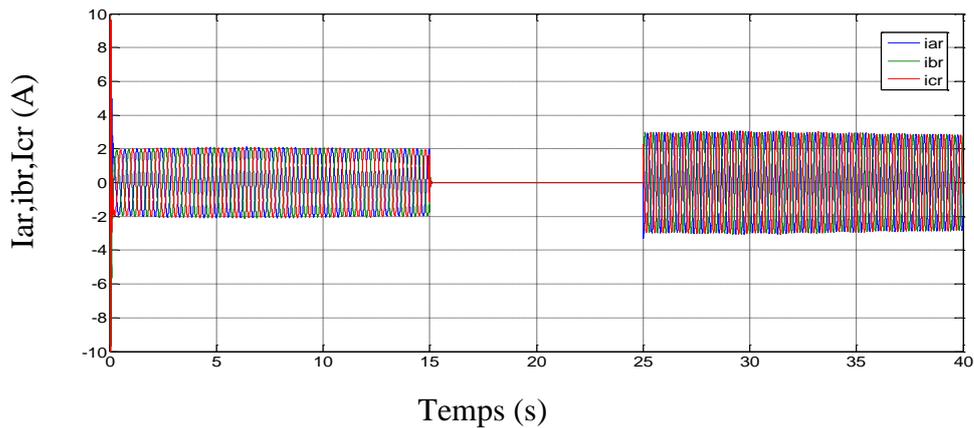


Figure VI.13 Courant des phases rotorique

A partir de la figure VI.10 qui représente les puissances actives des deux stators, on constate ce qui suit :

- **Mode hypo-synchrone** : la puissance active du stator 2 est positive, ce qui signifie que la machine asynchrone à double stator fonctionne en mode hypo-synchrone et absorbe la puissance active du réseau par le stator 2. La figure VI.12 montre la tension et le courant du stator 2 et leurs zooms, le déphasage entre ces deux grandeurs est également une preuve que la machine est en mode hypo-synchrone.
- **Mode synchrone** : les puissances actives des deux stators sont égales en valeur et opposées en signe, pendant ce mode de fonctionnement la génératrice est équivalente à un transformateur à facteur de transformation unitaire, absorbe une puissance à partir du primaire équivalent au stator 1 de la génératrice et délivre la même puissance à travers son secondaire, qui est équivalent au stator 2 de la génératrice.
- **Mode hyper-synchrone** : Le signe négatif de la puissance active du stator 2 pendant ce mode de fonctionnement indique que la machine asynchrone à double stator fonctionne en mode hyper-synchrone et fournit une puissance active au réseau par l'intermédiaire du stator 2. On peut également le voir dans la figure VI.12 en considérant le déphasage entre la tension et le courant du stator 2.

La figure VI.13 montre le courants du rotor durant les trois modes de fonctionnement. Comme on peut le constater dans cette figure que la fréquence du courant du rotor varie selon la relation suivante : $\omega_r = \omega_s - p^* \Omega_r = g^* \omega_s$, où g est le glissement. On peut également noter que l'amplitude du courant du rotor augmente avec le glissement.

VI.7 Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre est consacré à l'application de la stratégie de contrôle étudiée dans le chapitre précédent à un aérogénérateur, connecté au réseau

électrique basé sur le générateur asynchrone à double stator. A partir des résultats obtenus par simulation sous Matlab/Simulink, nous pouvons conclure ce qui suit :

- Un bon suivi de référence des puissances active et réactive.
- Un découplage parfait garanti, la puissance active du stator 1 est contrôlée par la composante en quadrature du courant du stator 2, et la puissance réactive est contrôlée par la composante directe de ce même courant.
- Un rejet de perturbation assuré par l'utilisation des régulateurs PI.

Avec l'application de cette loi de commande, la génératrice asynchrone à double stator intégrée dans un système de conversion de l'énergie éolienne offre de bonnes performances surtout en mode hyper-synchrone, vu qu'elle fournit de l'énergie, même à partir du stator 2.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux présentés dans cette thèse sont effectués dans le cadre de la modélisation et de la commande d'une machine asynchrone à double stator intégrée dans un système de conversion d'énergie éolienne.

Pour nous permettre de situer notre travail par rapport aux travaux qui ont été déjà réalisés nous avons consacré le premier chapitre à la présentation d'un état de l'art après avoir cité les différentes machines asynchrones utilisées dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne. Vu les avantages que présente la machine asynchrone à double stator par rapport à la machine asynchrone à double alimentation ainsi qu'à la cascade de MADA, nous avons porté notre choix sur un système éolien basé sur la machine asynchrone à double stator.

Le deuxième chapitre a été réservé à la modélisation de la machine asynchrone à cage et portant deux bobinages dans le stator, appelée machine asynchrone à double stator, la machine ayant fait l'objet de notre étude a été fabriquée par l'entreprise « ELECTRO-INDUSTRIES » d'Azazga. Les équations électriques et mécaniques caractérisant cette machine dans le domaine naturel (a,b,c) ont été établies puis en utilisant la transformation de Park, nous avons développé ces équations dans le repère de Park. Pour le fonctionnement de la machine en générateur autonome, les équations d'auto-amorçage ont été introduites.

La machine en question se trouve dans notre laboratoire, sa modélisation est établie dans le chapitre deux. Pour l'exploitation de ce modèle, une identification des paramètres s'est imposée, ce qui a fait l'objet du chapitre trois où la méthode classique d'identification a été utilisée. Pour la caractérisation du fonctionnement en génératrice asynchrone à double stator auto-excitée, l'évolution expérimentale de l'inductance magnétisante (L_m) en fonction du courant magnétisant (I_m) a été relevée lors d'un essai au synchronisme et a été approximée par une fonction polynomiale d'ordre 5.

Le chapitre quatre a été dédié à l'exploitation du modèle établi en insérant les paramètres identifiés dans le chapitre précédent. Nous avons développé un programme de simulation sous environnement Matlab/Simulink, des résultats de simulation en mode linéaire (non saturé) et non linéaire (saturé), en fonctionnement moteur et génératrice auto excitée ont été présentés et interprétés. La validation de ces résultats théoriques a été concrétisée par le montage deux bancs d'essais expérimentaux : un essai de démarrage direct pour valider le fonctionnement en mode moteur et un essai d'auto-amorçage pour valider le fonctionnement en mode génératrice auto-excitée.

Le cinquième chapitre a été réservé au contrôle de puissances active et réactive de la machine asynchrone à double stator en utilisant des régulateurs PI. Les paramètres de ces régulateurs ont été synthétisés en se basant sur la construction d'un diagramme simplifié de la machine. Celui-ci obtenu après l'application du principe de la commande vectorielle et après obtention de relations simples liant les puissances du stator de puissance aux tensions du stator de commande. Des tests par simulation ont été conduits pour caractériser le fonctionnement en hypo et hyper synchrone de notre machine.

Dans le sixième et dernier chapitre, nous avons exploité la stratégie de commande en puissance développée au chapitre précédent pour construire le modèle d'un système de conversion de l'énergie éolienne basé sur notre machine asynchrone à double stator. Des tests par simulation avec des profils de vitesse spécifiques et des consignes de puissance active semblables à ceux issus des systèmes éoliens, ont montré l'efficacité et les performances de la méthode de commande en puissance proposée.

En perspective, nous envisageons d'étendre les travaux selon divers axes, à savoir :

- Tester la robustesse de la méthode de commande proposée et appliquer d'autres types de commande et comparer les résultats.
- Refaire l'étude de la méthode de contrôle de puissances proposée en prenant en considération la modélisation réelle des convertisseurs.
- Envisager de réaliser une validation expérimentale pour valider les résultats théoriques de la méthode de contrôle proposée.

Bibliographie

- [1] D.Nedjari Hafida, “*L’énergie éolienne en Algérie*”, Bulletin des Energies Renouvelables, Centre du Développement et de la Recherche des Energies Renouvelables (CDER), N°46, 2018.
- [2] F. J. Poza Lobo, “*Modélisation, conception et commande d’une machine asynchrone sans balais doublement alimentée pour la génération à vitesse variable*”, Thèse de Doctorant. Institut National. Polytechnique de Grenoble, France, 2003.
- [3] 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.
- [4] Louis J. Hunt. “*A new type of induction motor*”, Journal of the Institution of Electrical Engineers, Vol. 39, N° 186, 1907, pp. 648-667.
- [5] Louis J. Hunt. “*The ‘cascade’ induction motor*”, Journal of the Institution of Electrical Engineers, Vol. 52, N° 230, 1914, pp. 406 – 426.
- [6] 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, France, soutenue le 20 décembre 2001.
- [7] E. Levi, “*Recent developments in high performance variable speed multiphase induction motor drives,*” Sixth International Symposium Nikola Tesla, Belgrade, SASA, Serbia, October 18–20, 2006.
- [8] R. Bojoi, A. Tenconi, G. Griva, F. Profumo, “*Vector control of dual-three-phase induction-motor drives two current sensors,*” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, N° 5, September/October 2006, pp. 1284–1292, September/October 2006.
- [9] D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug, “*Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machine : analysis, performance evaluation, and DSP Implementation,*” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, N° 4, July/August 2006, pp. 1112– 1122.
- [10] O.Gergaud, “*Modélisation énergétique et optimisation économique d’un système de production éolienne et photovoltaïque couplé au réseau et associé à un accumulateur*”, Thèse de doctorat de l’école supérieure de Cachan, Décembre 2002.
- [11] F. Poitiers, “*Etude et commande de génératrices asynchrones pour l’utilisation de l’énergie éolienne*”, Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l’Université de Nantes, France, 2003.
- [12] K. Idjdarene, “*Contribution à l’étude et à la commande de génératrices asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonomes*”, Thèse de Doctorat, Université de Lille, France et de l’université de Béjaia, Algérie, le 23 Mai 2010 Bejaia, Algérie.

- [13] B. Hopfensperger, D.J. Atkinson, “*Doubly-fed a.c. machines: classifications and comparison*”, 9th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE 2001, Graz, Austria, August 2001.
- [14] T.H. Ortmeier and W.U. Borger, “*Control of Cascaded Doubly Fed Machines for Generator Applications*”, IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-103, N° 9, Sep. 1984, pp. 2564–2571.
- [15] C.P. Steinmetz, “*Operating alternating motors*”, uS Patent N° 587,340, Patented Aug. 3, 1897, [Online]. Available: <http://www.google.es/patents/US587340>.
- [16] B. Songjiang, H. Yikang and Z. Hui, “*Modeling and operation analysis of the cascade brushless doubly fed machine*” International Conference on Electrical Machines and Systems ‘ICEMS’, Shenyang, China, 2001, Vol.2, pp. 942-945.
- [17] H. Amimeur, “*Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile*”, Thèse de Doctorat, Université de Batna, Juin 2012.
- [18] Maria El Achkar, “*Contribution to the Sizing and Control of the Cascaded Doubly Fed Induction generator*”, Thèse de Doctorat de L’université de Cergy Pontoise, France, Décembre 2016.
- [19] G. Boukettaya, O. Naifar, and A. Ouali, “*A vector Control of a Cascaded Doubly Fed Induction Generator for a Wind Energy Conversion System*”, in 2014 IEEE, 11th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD14), Barcelona, Spain, 2014. pp. 1-7.
- [20] N. Patin, E. Monmasson, and J.-P. Louis, “*Modeling and Control of a Cascaded Doubly Fed Induction Generator Dedicated to Isolated Grids*”, IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 56, No 10, Oct 2009. pp. 4207-4219.
- [21] N. Patin, E. Monmasson, and J.-P. Louis, “*Modeling and control of a cascaded doubly-fed induction generator based on dynamical equivalent circuits*”, *Mathematics and computers in Simulation*, Elsevier, Vol. 81, N° 2, Oct.2010, pp. 225–238.
- [22] M. Adamowicz, R.Strzelecki and D. Wojciechowski, “*Steady State Analysis of Twin Stator Cascaded Doubly Fed Induction Generator*”, In Compatibility in Power Electronics conference CPE ’07, Gdansk, Poland, 2007, pages 1–5.
- [23] M. Adamowicz and R. Strzelecki, “*Cascaded Doubly Fed Induction Generator for Mini and Micro Power Plants Connected to Grid*”, 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, Poznan, Poland, Sept.2008, pp 1729-1733N.
- [24] M. Adamowicz and R. Strzelecki, “*Cascaded Doubly Fed Induction Generator with a Back-to-Back Converter Connected to a Small Distributed Generation System*”, International Conference on Ecologic Vehicles and Renew Energies–EVER. Monaco, March 2009, Vol. 9.

- [25] M. E. Achkar, R. Mbayed, G. Salloum, N. Patin, S. Le Ballois, and E. Monmasson, “*Modeling and control of a stand-alone cascaded doubly fed induction generator supplying an isolated load*”, 2015, 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), Geneva, Switzerland, 2015, pp. 1-10.
- [26] G. Boardman, J. G. Zhu, and Q.P. Ha “*Dynamic and Steady State Modeling of Brushless Doubly Fed Induction Machines*”, International Conference on Electrical Machines and Systems ‘ICEMS’, 2001, Vol. 01, pp. 412-416.
- [27] Z.Tir, “*Contribution à l'Étude d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation sans Balais en vue de son Application dans le Domaine de l'Energie Eolienne*”, Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2014.
- [28] A.Maafa, D.Aouzellag, K.Ghedamsi, S. Chekkal et R.Abdessemed, “*Influence du décalage des stators sur les harmoniques dans une cascade de deux machines asynchrones*”, The International Conference on Electronics & Oil: From Theory to Applications, Ouargla, Algeria, March 05-06, 2013.
- [29] M. E. Achkar, R. Mbayed, G. Salloum, S. Le Ballois, N. Patin, and E. Monmasson, “*Control of a cascaded doubly fed induction generator supplying an isolated DC grid*”, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Yokohama, Japan, 2015, pp. 000737-000742.
- [30] M. El Achkar, R. Mbayed, G. Salloum, S. Le Ballois, and E. Monmasson, “*Generic study of the power capability of a cascaded doubly fed induction machine*”, International Journal of Electrical Power and Energy Systems, Vol. 86, 2017, pp. 61-70.
- [31] Z. Tir and R. Abdessemed, “*Hybrid Fuzzy Logic Proportional Plus Conventional Integrator Controller of a Novel BDFIG for Wind Energy Conversion*”, Acta Electrotechnica et Informatica, Vol. 13, No. 2, 2013, 65–72.
- [32] Z. Tir and R. Abdessemed, “*Hybrid Fuzzy Logic Proportional Plus Conventional Integrator-Derivation Controller of a Novel BDFIG for Wind Energy Conversion*”, Journal of electrical engineering (JEE), Vol. 14, N°1, Art.23, 2014, pp.1-12.
- [33] Z.Tir, Y.Soufi M.N.Hashemnia, O.P. Malik and K.Marouani, “*Fuzzy logic field oriented control of double star induction motor drive*”, Electrical Engineering, Springer, Vol. 99, N° 2, 2017, pp. 495-503.
- [34] A. Maafa, D. Aouzellag, K. Ghedamsi, R. Abdessemed, “*Modélisation et Contrôle en Puissance d'une Cascade de deux Machines Asynchrones Doublement Alimentées*”, 6th International Conference on Electrical Engineerig, Batna, Algérie, 2010.
- [35] N. Patin, E. Monmasson and J.P. Louis, “*Analysis and control of a cascaded doubly fed induction generator*”, 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, ‘IECON 2005’ , Raleigh, USA, 2005, pp. 2487- 2492.

- [36] N. Patin, “*Analyse d’architecture, modélisation et commande de générateurs pour réseaux autonomes et puissants. Application aux générateurs de bord d’avions*”, Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2006.
- [37] B. Hopfensperger, D. J. Atkinson and R. A. Lakin, “*The application of field oriented control to a cascaded doubly-fed induction Machine*”, 8th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (IEE 2000, Conf. Publ. No. 475), London, UK, 2000, pp. 262- 267.
- [38] Hopfensperger, D.J.Atkinson and R.A.Lakin, “*Combined magnetising flux oriented control of the cascaded doubly-fed induction machine*”, IEE Proceedings - Electric Power Applications, Vol. 148, N°, 4, July 2001, p 354-362.
- [39] M. El Achkar, R. Mbayed, G. Salloum, S. Leballois, N. Patin, and E. Monmasson, “*New approach for maximum power tracking of a variable speed WT at constant power generation, under normal grid conditions*”, In MELECON 2014 - 17th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, Beirut, Lebanon, 2014, pp. 553-559.
- [40] M. El Achkar, R. Mbayed, G. Salloum, S. Leballois, N. Patin, and E. Monmasson, “*New voltage sensorless approach for maximum constant power tracking of WECS based on a cascaded DFIG*”, In IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, Dallas, TX, USA, 2014. pp. 2185-2191.
- [41] A.Maafa, D. Aouzellag, K.Ghedamsi, R. Abdessemed , “*Cascaded Doubly Fed Induction Generator with Variable Pitch Control System*”, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg. Vol. 61, N°4, 2016, pp. 361–366.
- [42] A. Maafa, “*Intégration d’une cascade de deux machines asynchrones dans un système éolien*”, Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Béjaia, Janvier 2017.
- [43] F. Lounas, R. Kachenoura, M. Si Brahim S.Haddad, N.Benamrouche, “*Electrical and mechanical behavior study of a cascaded doubly fed induction machine*”, International conference and electrical on electronics and electrical engineering (IC3E’18), University of Bouira, Algeria, November 12-13, 2018.
- [44] F.Lounas, S.Haddad and N.Benamrouche, “*Performance of Multilevel Converter for Energy conversion System based on a Cascaded Doubly Fed Induction Machine*”, The 3rd International Conference on Electromechanical Engineering ICEE’2018, Skikda, Algeria, November 21-22, 2018.
- [45] B. Hopfensperger, D.J. Atkinson, and R. A Lakin, “*Stator flux oriented control of a cascaded doubly-fed induction machine*”, IEE Proceedings-Electric Power Applications, Vol. 146, N° 6, Nov 1999, pp. 597-605.
- [46] J. Poza, E. Oyarbide, I. Sarasola, and M. Rodriguez., “*Vector control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine*”, IET Electric Power Applications, Vol. 3, N° 4 , July 2009, pp. 247 – 256.

- [47] K. Protsenko and X. Dewei, “*Modeling and control of brushless doubly-fed induction generators in wind energy applications*”, *Power Electronics*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, N° 3 , May 2008, pp. 1191 – 1197.
- [48] S. Shao, E. Abdi, F. Barati, and R. McMahon, “*Stator-flux-oriented vector control for brushless doubly fed induction generator*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, N°10, 2009, pp. 4220 – 4228.
- [49] I.A. Gowaid, A.S. Abdel-Khalik, A.M. Massoud, and S. Ahmed, “*Ride-Through Capability of Grid-Connected Brushless Cascade DFIG Wind Turbines in Faulty Grid Conditions; A Comparative Study*”, IEEE Transactions on Sustainable Energy, Vol. 4, N°4 , 2013, pp. 1002 – 1015.
- [50] T. Long, S.i Shao, P. Malliband, E. Abdi, and R.A. McMahon, “*Crowbarless fault ride-through of the brushless doubly fed induction generator in a wind turbine under symmetrical voltage dips*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, N° 7, 2012, pp. 2833-2841.
- [51] S. Tohidi, H. Oraee, M.R. Zolghadri, S. Shao, and P. Tavner, “*Analysis and enhancement of low-voltage ride-through capability of brushless doubly fed induction generator*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, N° 3, 2013, pp. 1146-1155.
- [52] S. Tohidi, P. Tavner, R. McMahon, H. Oraee, M.R. Zolghadri, S. Shao, and E. Abdi, “*Low voltage ride-through of DFIG and brushless DFIG: Similarities and differences*”, *Electric Power Systems Research*, Vol. 110, 2014, pp. 64-72.
- [53] K. Pienkowski, “*Analysis and Control of Dual Stator Winding Induction Motor*”, *Archives of Electrical Engineering*, Vol. 61, N° 3, 2012, pp. 421-438.
- [54] M. B. Slimene, M. L. Khlifi, M.Ben Fredj, H. Rehaoulia, “*Dual Stator Induction Motor Operation from Two PWM Voltage Source Inverters*”, 2013 International Conference on Electrical Engineering and Software Applications, Hammamet, Tunisia, 21-23 March 2013.
- [55] H. Amimeur, R. Abdessemed, D. Aouzellag, E. Merabet and F. Hamoudi, “*Modeling and analysis of dual-stator windings self-excited induction generator*”, *Journal of Electrical Engineering*, JEE, Vol. 8, No. 3, Art. 3, 2008.
- [56] A.S.O. Ogunjuyigbe, T.R. Ayodele, B.B. Adetokun, “*Modelling and Analysis of Dual Stator-Winding Induction Machine using Complex Vector Approach*”, *Engineering Science and Technology*, an International Journal · Vol. 21, N°3, June 2018, pp. 351-363.
- [57] H.Kouki, M. B.Fredj & H. Rehaoulia, “*Double star induction machine modelling: Impact of the stator mutual leakage inductance*”, *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, Vol. 53, N°1, 2017, pp.51-61.

- [58] M.B. Slimene, M.A. Khelifi, “*Performance Evaluation of the Stator Mutual Leakage Impedance of Wind Generator Based on the Dual Stator Winding Induction Generator*”, International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT’14), Sousse, Tunisia, 2014, pp, 68-72.
- [59] H. Kouki, M. Ben Fredj, H. Rehaoulia, “*Effect of the stator mutual leakage inductance for low and high power applications of dual star induction machine*”, International Review on Modeling and Simulation (IREMOS), Vol. 6, N° 1, Part A, April 2012, pp. 132-138.
- [60] H. Kouki, M.B. Fredj, H. Rehaoulia, “*Modeling of double star induction machine including magnetic saturation and skin effect*”, IEEE, 10th International Multi-Conferences on Systems, Signals & Devices 2013 (SSD13), pp. 1–5, 2013, Hammamet, Tunisia, 2013, pp. 1–5.
- [61] Y. Zhao, T.A. Lipo, “*Modeling and control of multi-phase induction machine with structural unbalance, Part I*”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 11, N° 3, 1996, pp. 570-577.
- [62] H. Razik, “*Modelling of double star induction motor for diagnosis purpose*”, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03, Madison, USA, 2003, pp 907–912.
- [63] R. Ounis, M.B.Hamed, M.Dhaoui and L.Sbita, “*Modeling of a Dual-Three-Phase Induction Motor Including the Effect of Stator Mutual Leakage Inductance*”, 2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS), IEEE, Hammamet, Tunisia, 2017, pp. 1-5.
- [64] M.B. Slimene, M.A. Khelifi, M. Benfredj, H. Rehaoulia, “*Double Stator Induction Generator Model for Autonomous Operating Mode*”, World Applied Sciences Journal, Vol. 30, N° 10, 2014, pp. 1370- 1375.
- [65] G.K. Singh, A.S. Kumar, R.P. Saini, “*Selection of Capacitor for the Self-Excited Six-Phase Induction Generator*”, International Conference on Power System, ICPS '09, IEEE, Kharagpur, India, 2009, pp. 1-6.
- [66] R. C. Bansal, “*Three-phase self-excited induction generator: an overview*”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, N°. 2, Jun. 2005, pp. 292-299.
- [67] Levi, E. “*Multiphase electric machines for variable-speed applications*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, N°5 , May 2008, pp. 1893–1909.
- [68] GK. Singh, “*Modeling and experimental analysis of a self-excited six-phase induction generator for stand-alone renewable energy generation*”, *Renewable Energy IJRE, Science direct*, Vol.33, N°7, 2008, pp.1605–1621.
- [69] E. Messini, S. Mekhtoub, S.Hadji, R. Ibtouen , “*Modelling of a Self-Excited Dual Star Induction Generator Under Balanced And Unbalanced Operation mode*”, 8th

- International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC-2016), IEEE, Algiers, Algeria- November 15-17, 2016, pp. 554-559.
- [70] A. Senthil Kumar and G.K. Singh, “*Performance Analysis of Self-regulated and Self-Excited Six-Phase Induction Generator*”, International Conference on Sustainable Energy and Intelligent Systems (SEISCON 2011), IET, Chennai, India, July 2011, pp. 480–484.
- [71] S. Meroufel, A. Massoum, A. Bentaallah, P. Wira, “*Double star induction motor direct torque control with fuzzy sliding mode speed controller*”, Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotechn. et Energ. Bucarest, Vol. 62, N°1, 2017, pp. 31–35.
- [72] T. Laamayad, F. Naceri, R. Abdessemed and S. Belkacem, “*A Fuzzy Sliding Mode Strategy for control of the Dual Star Induction Machine*”, Journal of Electrical Engineering, Romania, Vol. 13, N°1, 2013, pp. 216-223.
- [73] Pablo E. Troncoso, Ricardo J. Mantz and Pedro E. Battaiotto, “*Active and Reactive Power Regulation in wind turbines based on BDFIG Machines*”, 2017 IEEE URUCON, Montevideo, Uruguay, Oct. 2017.
- [74] F. Ameer and K. Kouzi, “*Genetic algorithm optimized PI and fuzzy logic speed vector control of dual stator induction generator in wind energy conversion system,*” in Proc. IEEE 3rd International Conference on Systems and Control ICoSC, Algiers, Algeria, Oct. 2013, pp.1036–1042.
- [75] S. Lekhchine, T. Bahi, Y. Soufi, “*Indirect rotor field oriented control based on fuzzy logic controlled double star induction machine*”, International Journal of Electrical Power and Energy Systems, Elsevier, Vol. 57, 2014, pp. 206–211.
- [76] Z. Tir, Om.P. Malik , A.M. Eltamaly, “*Fuzzy logic based speed control of indirect field oriented controlled Double Star Induction Motors connected in parallel to a single six-phase inverter*”, Electric Power Systems Research, Elsevier, Vol. 134, 2016, pp. 126–133.
- [77] K. Kouzi, T. Seghier and A. Natouri, “*Fuzzy Speed Sensorless Vector Control of Dual Star Induction Motor Drive using MRAS Approach*”, International Journal of Electronics and Electrical Engineering ‘IJEEE’, Vol. 3, N° 6, December 2015, pp. 445-450.
- [78] T. H. Liu, and M.T. Lin, “*A Fuzzy Sliding Mode Controller, Design for a Synchronous Reluctance Motor Drive*”, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 32, N° 3, July 1996, pp. 1065-1076.
- [79] H. Khouidmi, A.Massoum, “*Reduced-Order Sliding Mode Observer-based Speed Sensorless Vector Control of Double Stator Induction Motor*”, Acta Polytechnica Hungarica, Vol. 11, N° 6, 2014, pp. 229-249.

- [80] R. Sadouni, A. Meroufel, “*Indirect Rotor Field-oriented Control (IRFOC) of a Dual Star Induction Machine (DSIM) Using a Fuzzy Controller*”, Acta Polytechnica Hungarica Vol. 9, N° 4, 2012, pp. 177-192.
- [81] Donghua Pan, Hongxing Wu, Fengxiang Wang, Kan Deng, “*Study on Dual Stator Winding Induction Generator System Based on Fuzzy Control*”, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Harbin, China, September 3-5, 2008, pp.1–4.
- [82] X. Wei, M. Cheng, W. Hua , J. Zhu and H. Yang, “*Model predictive power control of a brushless doubly fed twin stator induction generator,*” 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, USA, Oct. 2017, pp. 5080–5085.
- [83] X. Wei, C. Fang, J. Liu, S. Liu, and M. Cheng, “*Model Predictive Power Control of Brushless Doubly Fed Twin Stator Induction Generator for grid synchronization and power generation,*” 8th Renewable Power Generation Conference (RPG 2019), IET, Shanghai, China, Oct. 2019, pp.1-7.
- [84] X. Wei, M. Cheng, J. Zhu, H. Yang, and W. Hua, “*Model Predictive Power Control of Dual-Stator Brushless Doubly-Fed Induction Generator with Reduced Power Ripple*”, IEEE, 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Honolulu, USA, Dec. 2017, pp. 607-612.
- [85] X. Wei, M. Cheng, J. Zhu, H. Yang, and R. Luo, “*Finite-Set Model Predictive Power Control of Brushless Doubly Fed Twin Stator Induction generator,*” IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 34, N° 3, March 2019, pp. 2300 – 2311.
- [86] M. Bouziane, M. Abdelkader, “*A Neural Network Based Speed Control of a Dual Star Induction Motor*”, International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), Vol. 4, N° 6, December 2014, pp. 952-961.
- [87] M. Bouziane, “*Application des techniques intelligentes à la commande d’une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel*”, Thèse de doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, 2014.
- [88] K. Idjdarene, D. Rekioua et D. Aouzellag, “*Modélisation et simulation d’une chaine de conversion à énergie éolienne basée sur une génératrice asynchrone en fonctionnement autonome*”, 3rd Conference on Electrical Engineering, Batna, Alegria, 04-06 October 2004, pp. 294-297.
- [89] R. Perret, “*Entrainement électrique 2, machines électriques industrielles*”, Edition paris : Hermès science : Lavoisier 2007, ISBN 978-2-7462-1557-3.
- [90] T. Wildi, G. Sybille, « *Electrotechnique* » ,4^{ème} édition. Edition de Boeck 2005, ISBN PUL 2-7637-8185-3.
- [91] N. Akkari, “*Contribution à l’amélioration de la robustesse de la commande d’une machine asynchrone à double alimentation*”, Thèse de Doctorat, Université de Batna, Juin 2010.

- [92] A. Boyette, S. Saadate and P. Poure, “*Direct and indirect control of a doubly fed induction generator wind turbine including a storage unit*”, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, Paris, France, pp.2517–2522.
- [93] A. Tenenge, “*Participation aux services système de parcs éoliens mixtes: application en milieu insulaire*”, Thèse de Doctorat. Institut National. Polytechnique de Grenoble. 2009.
- [94] S. Chekkal, “*Intégration des Génératrices Asynchrones à Double Etoile dans un Système Eolien*”, Thèse de Doctorat, Université A. Mira de Bejaia. 2015.
- [95] S. El Aimani, “*Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension*”, Thèse de Doctorat délivré conjointement par l'école centrale de Lille et l'Université des sciences et technologies de Lille, 2004.
- [96] Errami, Y. and Obbadi, A., “*Direct torque control strategy applied to the grid connected wind farm based on the PMSG and controlled with variable structure approach*”, Int. J. Power and Energy Conversion, Vol. 9, No. 1, 2018, pp. 58-88.
- [97] Betz, A. “*Das Maximum der theoretisch möglichen Ausnützung des Windes durch Windmotoren*”, Zeitschrift für das gesamte Turbinenwesen, Vol. 26, 1920, pp. 307-309 (in German).
- [98] Bin Wu, Yongqiang Lang, Navid Zargari, Samir Kouro, “*Power conversion and control of wind energy systems*”, IEEE Press Series on Power Engineering Book 76, John Wiley & Sons, 2011.
- [99] Aimani, S., François, B., Minne, F. and Robyns, B., “*Comparison analysis of control structures for variable wind speed turbine*”, in Proc. of CESA, Lille, France, 2003.
- [100] El Azzaoui, M. and Mahmoudi, H. “*Modeling, Control and Analysis of a Doubly Fed Induction Generator Based Wind Turbine System: Optimization of the Power Produced*”, WSEAS TRANSACTIONS on POWER SYSTEMS, Vol. 12, N° 5, 2017, pp.39-48.
- [101] El Azzaoui, M. and Mahmoudi, H. “*Modeling and control of a doubly fed induction generator base wind turbine system optimization of the power*”, Journal of Theoretical and Applied Information Technology, Vol.80. N° 2, 2015, pp. 304- 314.
- [102] H. Becheri, I. K.Bousserhane, B.Bouchiba, A. Harrouz et T. Belbekri, “*Vector control of wind turbine conversion chain variable speed based on DFIG using MPPT strategy*”, International Journal of Applied Engineering Research, Vol. 13, N° 7, 2018, pp. 5404-5410.

Annexes

ANNEXE A

Détails des équations magnétiques de la machine asynchrone à double stator

$$\left(\varphi_{ps1} \right) = P(\theta_{s1}) [L_{s1s1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1}) + P(\theta_{s1}) [L_{s1s2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2}) + P(\theta_{s1}) [L_{s1r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr})$$

$$P(\theta_{s1}) [L_{s1s1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} =$$

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & L_s + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L_s + L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$P(\theta_{s1}) [L_{s1s2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} =$$

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \gamma & \cos(\gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos \gamma & \cos(\gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$P(\theta_{s1}) [L_{s1r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} =$$

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} L_m \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$\left(\varphi_{ps2} \right) = P(\theta_{s2}) [L_{s2s1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1}) + P(\theta_{s2}) [L_{s2s2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2}) + P(\theta_{s2}) [L_{s2r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr})$$

$$P(\theta_{s2}) [L_{s2s1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} =$$

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \gamma & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos \gamma & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$P(\theta_{s2})[L_{s2s2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} =$$

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_s + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_s + L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$P(\theta_{s2})[L_{s2r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} =$$

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} L_m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \gamma) & \cos(\theta_r - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \gamma) & \cos(\theta_r - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$\boxed{(\varphi_{pr}) = P(\theta_r)[L_{rs1}]P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1}) + P(\theta_r)[L_{rs2}]P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2}) + P(\theta_r)[L_{rr}]P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr})}$$

$$P(\theta_r)[L_{rs1}]P(\theta_{s1})^{-1} =$$

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} L_m \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$P(\theta_r)[L_{rs2}]P(\theta_{s2})^{-1} =$$

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} L_m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \gamma) & \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \gamma) & \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$P(\theta_r)[L_{rr}]P(\theta_r)^{-1} =$$

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_r + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Quelques relations trigonométriques utiles au calcul :

$$\cos \theta + \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) = 0$$

$$\sin \theta + \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) = 0$$

$$\cos^2 \theta = \frac{1 + \cos 2\theta}{2}$$

$$\sin^2 \theta = \frac{1 - \cos 2\theta}{2}$$

$$\cos^2 \theta + \cos^2(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos^2(\theta - \frac{4\pi}{3}) = \frac{3}{2}$$

$$\sin^2 \theta + \sin^2(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \sin^2(\theta - \frac{4\pi}{3}) = \frac{3}{2}$$

$$\cos(\theta_1 + \theta_2) = \cos \theta_1 \cdot \cos \theta_2 - \sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \quad ; \quad \cos(\theta_1 - \theta_2) = \cos \theta_1 \cdot \cos \theta_2 + \sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2$$

$$\cos \theta_1 \cdot \cos \theta_2 = \frac{\cos(\theta_1 + \theta_2) + \cos(\theta_1 - \theta_2)}{2} \quad ; \quad \sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 = \frac{\cos(\theta_1 - \theta_2) - \cos(\theta_1 + \theta_2)}{2}$$

$$\cos \theta_1 \cdot \cos \theta_2 + \cos(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}) \cdot \cos(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta_1 - \frac{4\pi}{3}) \cdot \cos(\theta_2 - \frac{4\pi}{3}) =$$

$$\frac{\cos(\theta_1 + \theta_2) + \cos(\theta_1 - \theta_2)}{2} + \frac{\cos(\theta_1 + \theta_2 - \frac{4\pi}{3}) + \cos(\theta_1 - \theta_2)}{2} + \frac{\cos(\theta_1 + \theta_2 - \frac{8\pi}{3}) + \cos(\theta_1 - \theta_2)}{2} = \frac{3}{2} \cos(\theta_1 - \theta_2)$$

$$\sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 + \sin(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}) \cdot \sin(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\theta_1 - \frac{4\pi}{3}) \cdot \sin(\theta_2 - \frac{4\pi}{3}) =$$

$$\frac{\cos(\theta_1 - \theta_2) - \cos(\theta_1 + \theta_2)}{2} + \frac{\cos(\theta_1 - \theta_2) - \cos(\theta_1 + \theta_2 - \frac{4\pi}{3})}{2} + \frac{\cos(\theta_1 - \theta_2) - \cos(\theta_1 + \theta_2 - \frac{8\pi}{3})}{2} = \frac{3}{2} \cos(\theta_1 - \theta_2)$$

$$\sin \theta_1 \cdot \cos \theta_2 = \frac{\sin(\theta_1 + \theta_2) + \sin(\theta_1 - \theta_2)}{2} \quad ; \quad \cos \theta_1 \cdot \sin \theta_2 = \frac{\sin(\theta_1 + \theta_2) - \sin(\theta_1 - \theta_2)}{2}$$

$$\sin \theta_1 \cdot \cos \theta_2 + \sin(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}) \cdot \cos(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\theta_1 - \frac{4\pi}{3}) \cdot \cos(\theta_2 - \frac{4\pi}{3}) =$$

$$\frac{\sin(\theta_1 - \theta_2) + \sin(\theta_1 + \theta_2)}{2} + \frac{\sin(\theta_1 - \theta_2) + \sin(\theta_1 + \theta_2 - \frac{4\pi}{3})}{2} + \frac{\sin(\theta_1 - \theta_2) + \sin(\theta_1 + \theta_2 - \frac{8\pi}{3})}{2} = \frac{3}{2} \sin(\theta_1 - \theta_2)$$

$$\cos \theta_1 \cdot \sin \theta_2 + \cos(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}) \cdot \sin(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta_1 - \frac{4\pi}{3}) \cdot \sin(\theta_2 - \frac{4\pi}{3}) =$$

$$\frac{\sin(\theta_1 + \theta_2) - \sin(\theta_1 - \theta_2)}{2} + \frac{\sin(\theta_1 + \theta_2 - \frac{4\pi}{3}) - \sin(\theta_1 - \theta_2)}{2} + \frac{\sin(\theta_1 + \theta_2 - \frac{8\pi}{3}) - \sin(\theta_1 - \theta_2)}{2} = -\frac{3}{2} \sin(\theta_1 - \theta_2)$$

$$P(\theta_{s1})[L_{s1s1}].P(\theta_{s1})^{-1} = P(\theta_{s2})[L_{s2s2}].P(\theta_{s2})^{-1} = \begin{pmatrix} L_s + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L_s + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{pmatrix}$$

$$P(\theta_r)[L_r].P(\theta_r)^{-1} = \begin{pmatrix} L_r + \frac{3}{2}L_{mr} & 0 & 0 \\ 0 & L_r + \frac{3}{2}L_{mr} & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{pmatrix}$$

$$P(\theta_{s1})[L_{s1s2}].P(\theta_{s2})^{-1} = \left(P(\theta_{s2})[L_{s2s1}].P(\theta_{s1})^{-1} \right)^t = \begin{pmatrix} \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$P(\theta_{s1})[L_{s1r}].P(\theta_r)^{-1} = \left(P(\theta_{s2})[L_{s2r}].P(\theta_r)^{-1} \right)^t = \begin{pmatrix} \frac{3}{2}L_{msr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_{msr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$P(\theta_r)[L_{rs1}].P(\theta_{s1})^{-1} = \left(P(\theta_r)[L_{rs2}].P(\theta_{s2})^{-1} \right)^t = \begin{pmatrix} \frac{3}{2}L_{msr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_{msr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Détails du calcul du produit : $P(\theta_{s1})[L_{s1r}].P(\theta_r)^{-1} =$

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} L_m \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

Calculons d'abord le produit :

$$\begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$A_{11} = \cos \theta_r \cdot \cos \theta - \theta_r + \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \cdot \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \cdot \cos(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3})$$

$$A_{11} = \frac{\cos \theta + \cos(2\theta_r - \theta) + \cos(\theta - \frac{6\pi}{3}) + \cos(2\theta_r - \theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta - \frac{6\pi}{3}) + \cos(2\theta_r - \theta + \frac{2\pi}{3})}{2}$$

$$A_{11} = \frac{3}{2} \cdot \cos \theta$$

$$A_{12} = - \left\{ \cos \theta_r \cdot \sin(\theta - \theta_r) + \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \cdot \sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \cdot \sin(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \right\}$$

$$A_{12} = - \frac{\sin \theta - \sin(2\theta_r - \theta) + \sin(\theta - \frac{6\pi}{3}) - \sin(2\theta_r - \theta - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\theta - \frac{6\pi}{3}) - \sin(2\theta_r - \theta + \frac{2\pi}{3})}{2}$$

$$A_{12} = -\frac{3}{2} \cdot \sin \theta$$

$$A_{13} = 0$$

$$A_{21} = \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \cdot \cos(\theta - \theta_r) + \cos(\theta_r) \cdot \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \cdot \cos(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3})$$

$$A_{21} = \frac{\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos(2\theta_r - \theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos(2\theta_r - \theta + \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos(2\theta_r - \theta)}{2}$$

$$A_{21} = \frac{3}{2} \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$A_{22} = - \left\{ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \cdot \sin(\theta - \theta_r) + \cos(\theta_r) \cdot \sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \cdot \sin(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \right\}$$

$$A_{22} = - \frac{\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \sin(2\theta_r - \theta - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \sin(2\theta_r - \theta + \frac{2\pi}{3}) + \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \sin(2\theta_r - \theta)}{2}$$

$$A_{22} = -\frac{3}{2} \cdot \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$A_{23} = 0$$

$$A_{31} = \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \cdot \cos(\theta - \theta_r) + \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \cdot \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta_r) \cdot \cos(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3})$$

$$A_{31} = \frac{\cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) + \cos(2\theta_r - \theta - \frac{4\pi}{3}) + \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) + \cos(2\theta_r - \theta) + \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) + \cos(2\theta_r - \theta + \frac{4\pi}{3})}{2}$$

$$A_{31} = \frac{3}{2} \cdot \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$$

$$A_{32} = - \left\{ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \cdot \sin(\theta - \theta_r) + \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \cdot \sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta_r) \cdot \sin(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \right\}$$

$$A_{32} = - \frac{\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) - \sin(2\theta_r - \theta - \frac{4\pi}{3}) + \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) - \sin(2\theta_r - \theta) + \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) - \sin(2\theta_r - \theta + \frac{4\pi}{3})}{2}$$

$$A_{32} = - \frac{3}{2} \cdot \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})$$

$$A_{33} = 0$$

$$\frac{2}{3} L_m \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{3}{2} L_m & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$P(\theta_{s1}) [L_{s1r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{3}{2} L_m & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Détails du calcul du produit : $P(\theta_{s2}) [L_{s2r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} =$

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \gamma) & \cos(\theta_r - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \gamma) & \cos(\theta_r - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Calculons d'abord le produit :

$$\begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \gamma) & \cos(\theta_r - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \gamma) & \cos(\theta_r - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$A_{11} = \cos(\theta_r - \gamma) \cdot \cos(\theta - \theta_r) + \cos(\theta_r - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \cdot \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \cdot \cos(\theta - \theta_r - \frac{4\pi}{3})$$

$$A_{11} = \frac{\cos \theta - \gamma + \cos(2\theta_r - \theta - \gamma) + \cos(\theta - \gamma - \frac{6\pi}{3}) + \cos(2\theta_r - \theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta - \gamma - \frac{6\pi}{3}) + \cos(2\theta_r - \gamma - \theta + \frac{2\pi}{3})}{2}$$

$$A_{11} = \frac{3}{2} \cdot \cos(\theta - \gamma)$$

Le même calcul que précédemment donne :

$$A_{12} = -\frac{3}{2} \cdot \sin(\theta - \gamma) ; A_{13} = 0 ;$$

$$A_{21} = \frac{3}{2} \cdot \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) ; A_{22} = -\frac{3}{2} \cdot \sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) ; A_{23} = 0$$

$$A_{31} = \frac{3}{2} \cdot \cos(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) ; A_{32} = -\frac{3}{2} \cdot \sin(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) ; A_{33} = 0$$

$$\frac{2}{3} L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma) & 0 \\ \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ \cos(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{4\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{3}{2} L_m & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$P(\theta_{s2}) [L_{s2r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{3}{2} L_m & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$(P(\theta_{s2}) \cdot [L_{s2r}] \cdot P(\theta_r)^{-1})^t = (P(\theta_r)^{-1})^t \cdot [L_{s2r}]^t \cdot P(\theta_{s2})^t$$

$$(P(\theta_r)^{-1})^t = P(\theta_r) ; [L_{s2r}]^t = [L_{rs2}] ; P(\theta_{s2})^t = P(\theta_{s2})^{-1}$$

$$\Rightarrow (P(\theta_{s2}) \cdot [L_{s2r}] \cdot P(\theta_r)^{-1})^t = P(\theta_r) \cdot [L_{rs2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1}$$

$$P(\theta_r) \cdot [L_{rs2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{3}{2} L_m & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

ANNEXE B

Expression du couple électromagnétique dans les axes d et q dans les trois référentiels

On définit d'abord les angles : $\theta = \theta_{s1} = \theta_{s2} + \gamma = \theta_r + \theta_{gl} \Rightarrow \frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta_{gl}}{dt}$

La vitesse électrique du rotor est définie comme suit :

$$\omega_r = \frac{d\theta_{gl}}{dt} = \frac{d\theta_{s1}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$$

La puissance électromagnétique : c'est le deuxième terme de la puissance instantanée

$$P_{em} = \left\{ \left(\varphi_{ds1} \cdot i_{qs1} - \varphi_{qs1} \cdot i_{ds1} \right) \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} + \left(\varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2} \right) \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} + \left(\varphi_{dr} \cdot i_{qr} - \varphi_{qr} \cdot i_{dr} \right) \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \right\}$$

$$\varphi_{ds1} = L_{s1} \cdot i_{ds1} + L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})$$

$$\varphi_{qs1} = L_{s1} \cdot i_{qs1} + L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})$$

$$\varphi_{ds2} = L_{s2} \cdot i_{ds2} + L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})$$

$$\varphi_{qs2} = L_{s2} \cdot i_{qs2} + L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})$$

$$\varphi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})$$

$$\varphi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})$$

1. Référentiel immobile par rapport au stator :

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_{gl}}{dt} = \omega_r = 0 - \frac{d\theta_r}{dt} \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r$$

$$P_{em} = -\omega_r \left(\varphi_{dr} \cdot i_{qr} - \varphi_{qr} \cdot i_{dr} \right)$$

$$C_{em} = - \left(\varphi_{dr} \cdot i_{qr} - \varphi_{qr} \cdot i_{dr} \right)$$

$$C_{em} = - \left\{ \left(L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \right) \cdot i_{qr} - \left(L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \right) \cdot i_{dr} \right\}$$

$$C_{em} = -L_m \cdot \left\{ (i_{ds1} + i_{ds2}) \cdot i_{qr} - (i_{qs1} + i_{qs2}) \cdot i_{dr} \right\}$$

$$\boxed{C_{em} = L_m \cdot \left\{ (i_{qs1} + i_{qs2}) \cdot i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \cdot i_{qr} \right\}}$$

2. Référentiel immobile par rapport au rotor :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{gl}}{dt} = \omega_r$$

$$P_{em} = \omega_r \cdot \left\{ \left(\varphi_{ds1} \cdot i_{qs1} - \varphi_{qs1} \cdot i_{ds1} \right) + \left(\varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2} \right) \right\}$$

$$\begin{aligned}
C_{em} &= \left(\left\{ L_{s1} \cdot i_{ds1} + L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \right\} \cdot i_{qs1} - \left\{ L_{s1} \cdot i_{qs1} + L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \right\} \cdot i_{ds1} \right) \\
&+ \left(\left\{ L_{s2} \cdot i_{ds2} + L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \right\} \cdot i_{qs2} - \left\{ L_{s2} \cdot i_{qs2} + L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \right\} \cdot i_{ds2} \right) \\
C_{em} &= L_m \cdot \left\{ i_{dr} \cdot (i_{qs1} + i_{qs2}) - i_{qr} \cdot (i_{ds1} + i_{ds2}) \right\} + L_m \cdot \left\{ (i_{ds1} + i_{ds2}) \cdot i_{qs1} - (i_{qs1} + i_{qs2}) \cdot i_{ds1} + (i_{ds1} + i_{ds2}) \cdot i_{qs2} - (i_{qs1} + i_{qs2}) \cdot i_{ds2} \right\} \\
\boxed{C_{em} &= L_m \cdot \left\{ i_{dr} \cdot (i_{qs1} + i_{qs2}) - i_{qr} \cdot (i_{ds1} + i_{ds2}) \right\}}
\end{aligned}$$

3. Référentiel immobile par rapport au champ tournant :

$$\begin{aligned}
\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \omega_s &\Rightarrow \frac{d\theta_{gl}}{dt} = \omega_r = \omega_s - \frac{d\theta_r}{dt} \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r \\
P_{em} &= \left(\varphi_{ds1} \cdot i_{qs1} - \varphi_{qs1} \cdot i_{ds1} \right) \cdot \omega_s + \left(\varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2} \right) \cdot \omega_s + \left(\varphi_{dr} \cdot i_{qr} - \varphi_{qr} \cdot i_{dr} \right) \cdot (\omega_s - \omega_r) \\
C_{em} &= \left(\left\{ L_{s1} \cdot i_{ds1} + L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \right\} \cdot i_{qs1} - \left\{ L_{s1} \cdot i_{qs1} + L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \right\} \cdot i_{ds1} \right) \cdot \omega_s \\
&+ \left(\left\{ L_{s2} \cdot i_{ds2} + L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \right\} \cdot i_{qs2} - \left\{ L_{s2} \cdot i_{qs2} + L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \right\} \cdot i_{ds2} \right) \cdot \omega_s \\
&+ \left(\left\{ L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \right\} \cdot i_{qr} - \left\{ L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \right\} \cdot i_{dr} \right) \cdot (\omega_s - \omega_r) \\
C_{em} &= \left(\left\{ L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \right\} \cdot i_{qs1} - \left\{ L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \right\} \cdot i_{ds1} \right) \cdot \omega_s \\
&+ \left(\left\{ L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \right\} \cdot i_{qs2} - \left\{ L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \right\} \cdot i_{ds2} \right) \cdot \omega_s \\
&+ \left(\left\{ L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \right\} \cdot i_{qr} - \left\{ L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \right\} \cdot i_{dr} \right) \cdot (\omega_s - \omega_r) \\
C_{em} &= L_m \cdot \omega_s \cdot \left\{ \begin{aligned} &(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \cdot i_{qs1} + (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \cdot i_{qs2} - (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \cdot i_{ds1} - (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \cdot i_{ds2} + \\ &(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \cdot i_{qr} - (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \cdot i_{dr} \end{aligned} \right\} \\
&- L_m \cdot \omega_r \cdot \left\{ (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \cdot i_{qr} - (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \cdot i_{dr} \right\} \\
C_{em} &= -L_m \cdot \omega_r \cdot \left\{ (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \cdot i_{qr} - (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \cdot i_{dr} \right\} \\
\boxed{C_{em} &= L_m \cdot \left\{ (i_{qs1} + i_{qs2}) \cdot i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \cdot i_{qr} \right\}}
\end{aligned}$$

ANNEXE C

Résultats expérimentaux et de simulation du courant d'une phase statorique lors du démarrage en pleine tension de valeur efficace de 50V

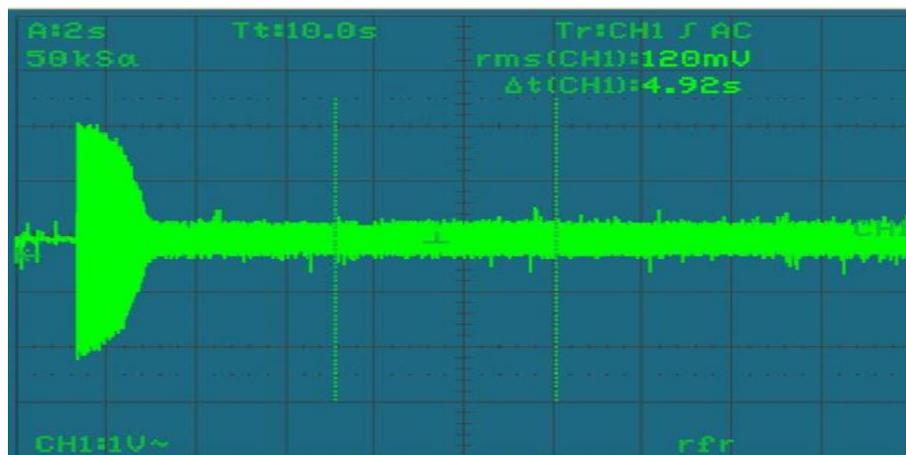


Figure C₁ : Image du courant expérimental de la machine pour une tension de 50V

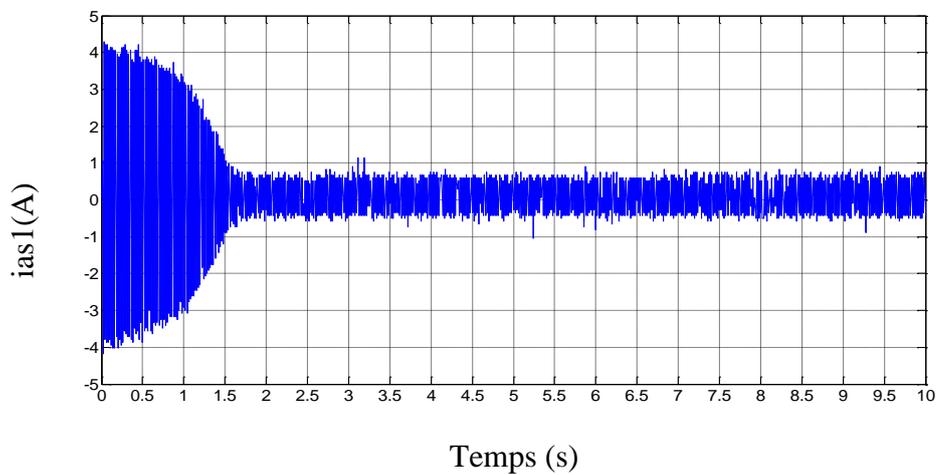


Figure C₂ : Courant statorique expérimental

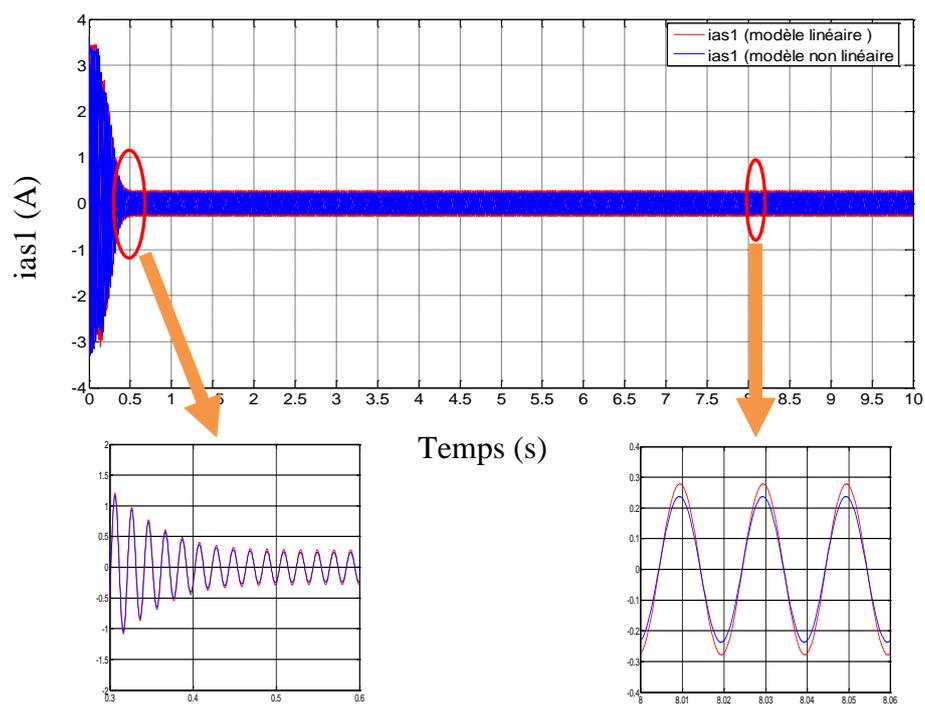


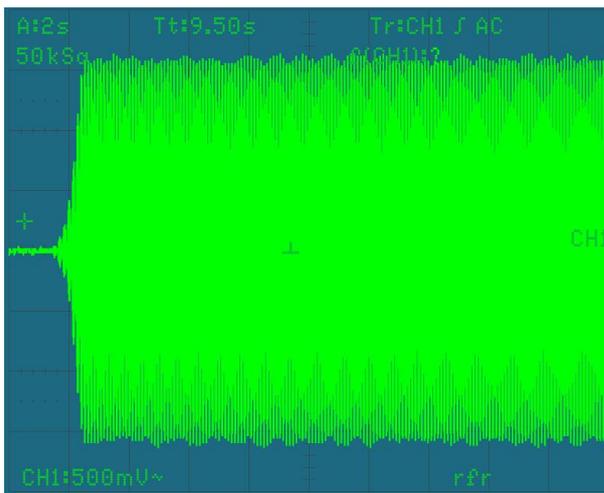
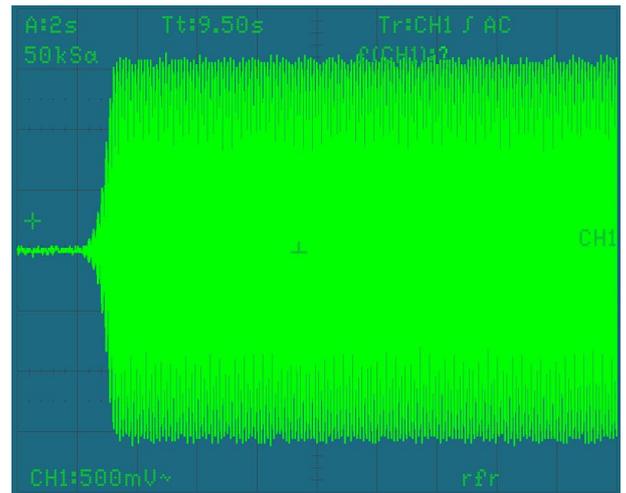
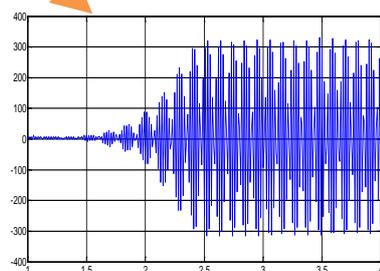
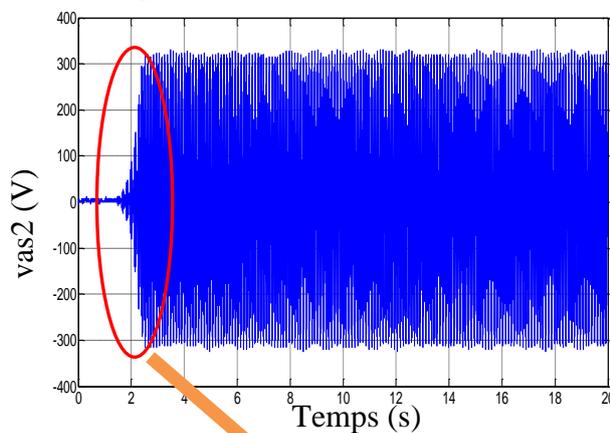
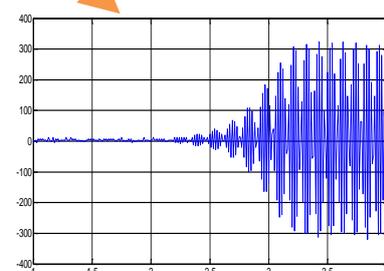
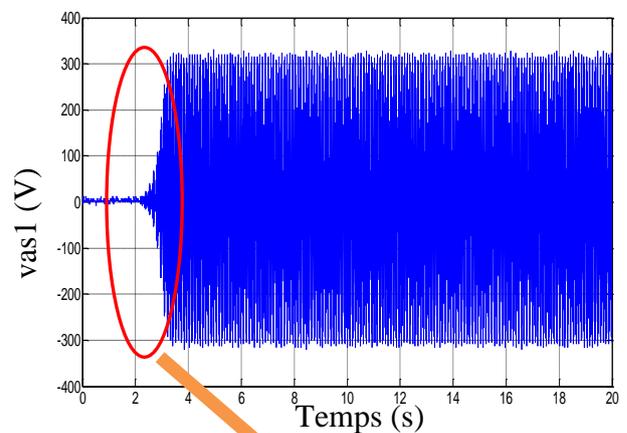
Figure C₃: Courant statorique par simulation pour les modèles linéaire et non linéaire

ANNEXE D

Résultats expérimentaux des tensions d'auto-amorçage des deux stators

2^{ème} expérience

On entraîne la MASDS à la même vitesse que le test précédent (1406 tr/mn), puis on auto-excite le 2^{ème} stator par une capacité de $36 \cdot 10^{-6}$ F et le 1^{er} stator reste non excité. Les résultats des tensions vas2 et vas1 deux stators sont comme suit :

Figure D₁ : Image de la tension expérimentale du stator 2 (vas2)Figure D₂ : Image de la tension expérimentale du stator 1 (vas1)Figure D₃ : Tension expérimentale du stator 2Figure D₄ : Tension expérimentale du stator 1

ANNEXE E

Paramètres de la turbine et de la machine asynchrone à double stator

Tableau 1 : Paramètres de la turbine

Paramètres	Valeur
Rayon de la turbine	$R=5$ m
Multiplicateur de vitesse	$G=130$
Coefficient de puissance maximale	$C_{p_max}=0,35$
Vitesse spécifique optimale	$\lambda_{opt}=7,07$
Nombre de pales	3
Densité de l'air	$\rho=1,22$ kg/m ³ à 15°C

Tableau 2 : Paramètres de la machine asynchrone à double stator

Paramètres	Valeur
Résistance statorique	$R_{s1}= 7,73 \Omega$
Résistance rotorique ramenée au stator	$R'_r= 4,01 \Omega$
Inductance statorique	$L_{s1}= 0,015$ H
Inductance de magnétisation	$L_m=0,4$ H
Résistance de magnétisation	$R_m=777,76 \Omega$
Inductance rotorique ramenée au stator	$L'_r=0,015$ H
Coefficient de frottements (Méthode 1)	$K_f=0,00078$ Nm.s/rad
Coefficient de frottements (Méthode 2)	$K_f=0,00075$ Nm.s/rad
Moment d'inertie (Méthode 1)	$J=0,0078$ Kg.m ²
Moment d'inertie (Méthode 2)	$J=0,0075$ Kg.m ²

Résumé

Le travail traité dans cette thèse s'inscrit dans le cadre de la modélisation et de la commande d'une machine asynchrone à double stator intégrée dans un système de conversion de l'énergie éolienne.

La machine asynchrone à double alimentation est la machine la plus utilisée dans la conversion de l'énergie éolienne, mais la présence de système bagues-balais limite la puissance d'utilisation et exige un entretien régulier, c'est ainsi qu'est née l'idée d'une cascade de machines asynchrones à double alimentation ou d'une machine à double stator. La machine ayant fait l'objet de ce travail est une machine asynchrone à double stator de puissance 1.1kW pour chaque stator, fabriquée par l'Entreprise Nationale des Industries Electrotechniques « ELECTRO-INDUSTRIES » d'Azazga (Tizi-Ouzou).

La première partie de ce travail porte sur le développement sous Matlab de deux modèles de la machine, qui permettent l'étude de la machine dans les deux cas de fonctionnement (moteur et génératrice auto-excitée). Un dispositif expérimental a été réalisé à l'effet d'identifier les paramètres électriques et mécaniques de cette machine ainsi que sa caractéristique de magnétisation qui joue un rôle important dans la prise en compte de la saturation. Afin d'exploiter et de valider les modèles développés en utilisant les paramètres identifiés, des essais expérimentaux et des tests par simulation sont effectués. Ainsi deux bancs d'essai expérimentaux ont été réalisés ; il s'agit d'un essai de démarrage en pleine tension pour valider le modèle du fonctionnement en mode moteur et un test d'auto-amorçage pour valider celui du fonctionnement en mode générateur auto-excité.

La deuxième partie traite de la commande en puissance de la machine asynchrone à double stator et l'application de cette stratégie à un système de conversion de l'énergie éolienne à base de ce type de machine. La stratégie de commande adoptée consiste en l'utilisation des régulateurs PI pour un contrôle découplé de la puissance active et réactive échangées entre le stator de puissance de la machine et le réseau. Les paramètres de ces régulateurs sont synthétisés en se basant sur la construction d'un diagramme simplifié de la machine. Une loi de commande en puissance est ainsi développée et appliquée à la génératrice asynchrone à double stator intégrée dans un système de conversion d'énergie éolienne. Les résultats obtenus sont présentés et discutés.

Mots-clés : *Machine asynchrone à double stator, Cascade de MADA, Modélisation, Commande en puissance, Régulateurs PI, Système de conversion de l'énergie éolienne.*

Abstract

The work treated in this thesis is based on the modeling and control of a dual stator induction generator integrated in a wind energy conversion system.

The doubly fed induction machine is widely used in wind energy conversion, but the presence of brush-ring systems limits the operating power and requires regular maintenance, thus the idea of a cascade of doubly fed induction machine or a dual stator induction machine was developed. The machine that was the subject of this work is an asynchronous machine with a double stator of 1.1kW power for each stator, manufactured by the National Company of Electrotechnical Industries « ELECTRO-INDUSTRIES » of Azazga (Tizi-Ouzou).

The first part of this work deals with the development under Matlab environment of two models of the machine, which permit the study of the machine in both of operating modes (motor and self-excited generator). An experimental test bench has been carried out to identify the electrical and mechanical parameters of this machine as well as its magnetization characteristic which plays an important role in taking into account saturation. In order to exploit and validate the models developed using the identified parameters, experimental tests and simulation tests are carried out. Thus two experimental test benches were carried out; this is a full voltage start-up test to validate the model of motor mode operation and a self-priming test to validate that of self-excited generator mode operation.

The second part deals with the power control of the dual stator induction machine and the application of this strategy to a wind energy conversion system based on this type of machine. The control strategy adopted is the use of PI controllers for decoupled control of the active and reactive power exchanged between the machine's power stator and the grid. The parameters of these controllers are synthesized based on the construction of a simplified diagram of the machine. A power control law is thus developed and applied to the dual stator induction generator integrated in a wind energy conversion system. The results obtained are presented and discussed.

Keywords: *Dual stator induction machine, Cascaded doubly fed induction machine, Modeling, Power control, PI controllers, Wind energy conversion system.*