

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

UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DÉPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

## Mémoire de Fin d'Études de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Électrotechnique

Spécialité : **Electrotechnique industrielle**

*Présenté par*

**Mohamed GAROUI**  
**Ouardia MAMMARI**

Thème

# Identification, modélisation et simulation d'une machine asynchrone à double stator alimentée en tension

*Mémoire soutenu publiquement le 25/06/2024 devant le jury composé de :*

**Mr Salah HADDAD**  
Professeur, UMMTO, Président

**Mme Fatma LOUNNAS-LOUNIS**  
MCB, UMMTO, Rapporteur

**Mr Rabah KHALDI**  
MAA, UMMTO, Examineur

**Mr M'Hand MEKIOUS**  
MCB, UMMTO, Examineur

## **Remerciements**

*Nos remerciements vont premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a donné pour réaliser ce travail.*

*Nous exprimons nos profondes gratitudees à nos parents pour leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.*

*Nous tenons à remercier plus particulièrement Mme **Fatma LOUNNAS-LOUNIS**, notre promotrice, nous lui exprimons notre profonde reconnaissance pour ses conseils, ses orientations scientifiques, sa disponibilité ainsi que pour ses qualités.*

*Nous tenons également à remercier fortement **Mr Salah HADDAD**, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, pour ses orientations et conseils et d'avoir accepté de présider le jury afin de juger ce présent travail.*

*Nos remerciements vont aussi à **Mr M'Hand MEKIOUS** enseignant à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou d'avoir accepté de faire part au jury de soutenance.*

*Que **Mr Rabah KHALDI** enseignant à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou trouve ici nos sincères remerciements pour son acceptation de juger notre travail en participant au jury de soutenance.*

*Un grand merci à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribué à notre formation.*

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

# *Dédicaces*

*C'est avec un grand honneur que je dédie ce mémoire*

- *À mes chers parents, à qui je dois tout.*
- *À mes chères sœurs et frères.*
- *À ma collègue Mammeri Ouardia.*
- *À tous mes amis (es).*
- *À tous les étudiants de l'électrotechnique.*
- *À toute ma famille.*

*Mohamed*

# *Dédicaces*

*C'est avec un grand honneur que je dédie ce mémoire*

- *À mes chers parents, à qui je dois tout.*
- *À mes chères sœurs et frères.*
- *À mon collègue Garoui Mohamed.*
- *À tous mes amis (es).*
- *À tous les étudiants de l'électrotechnique.*
- *À toute ma famille.*

*Ouardia*

|                            |   |
|----------------------------|---|
| Introduction Générale..... | 1 |
|----------------------------|---|

## *Chapitre I*

### *Généralités sur la machine asynchrone à double stator*

|   |   |
|---|---|
| I.1 Introduction.....   | 3 |
| I.2 Généralités sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA)..... | 3 |
| I.2.1 Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation.....    | 3 |
| I.3 Généralités sur la machine asynchrone à double stator (MASDS).....      | 5 |
| I.3.1 Constitution de la machine asynchrone à double stator.....            | 5 |
| I.3.2 Fonctionnement de la machine asynchrone à double stator (MASDS).....  | 6 |
| I.4 conclusion.....   | 7 |

## *Chapitre II*

### *Identification des paramètres électriques d'une machine asynchrone à double stator*

|   |    |
|---|----|
| II.1 Introduction.....  | 8  |
| II.2 Description de la machine asynchrone à double stator.....                            | 8  |
| II.3. Schéma équivalent.....  | 9  |
| II.4 Principe de fonctionnement de la méthode itérative :.....                            | 9  |
| II.4.1 Expression de la puissance réactive :.....   | 10 |
| II.4.2 Essai à vide.....  | 10 |
| II.4.2.1 Expression de la réactance magnétisante.....                                     | 10 |
| II.4.2.2 Expression de la résistance magnétisante.....                                    | 11 |
| II.4.3 Essai a rotor bloqué.....  | 12 |
| II.4.3.1 Expressions de réactances $X_s$ et $X_r$ .....                                   | 12 |
| II.4.3.2 Expression de la résistance rotorique ramené au stator.....                      | 14 |
| II.5 Les étapes à suivre pour résoudre ces équations par la méthode itérative :.....      | 14 |
| II.6 Détermination de l'inductance magnétisante et l'inductance statorique du stator..... | 18 |
| II.6.1 Détermination de l'inductance magnétisante.....                                    | 18 |
| II.6.2 Détermination de l'inductance statorique du stator.....                            | 18 |
| II.7 Comparaison des deux méthodes.....   | 19 |
| II.8 Conclusion.....  | 20 |

### Chapitre III

#### *Modélisation de la machine asynchrone à double stator*

|   |    |
|---|----|
| III.1 Introduction .....  | 21 |
| III.2 Représentation de la machine dans l'espace électrique .....                                   | 21 |
| III.3 Equations électriques dans les axes a,b,c .....   | 22 |
| III.4 Equations magnétiques dans les axes a,b,c .....   | 23 |
| III.5 Transformation de Park.....   | 24 |
| III.6 Equations magnétiques dans les axes d et q .....  | 26 |
| III.7. Equations électriques dans les axes d et q.....  | 28 |
| III.7.1 Equations électriques au stator $S_1$ .....   | 28 |
| III.7.2 Equations électriques au stator $S_2$ : .....   | 28 |
| III.7.3 Équations électriques au rotor.....   | 29 |
| III.8 Expression de la puissance dans les axes d et q .....   | 29 |
| III.9 Expression du couple électromagnétique dans les axes d et q .....                             | 30 |
| III.10. Modèle de Park du moteur asynchrone à double stator (Dual Stator Induction Motor DSIM)..... | 30 |
| III.11 Conclusion.....  | 34 |

### Chapitre IV

#### *Simulation du modèle de la MASDS alimentée en tension*

|   |    |
|---|----|
| IV.1 Introduction .....   | 35 |
| IV.2 Alimentation de la machine par des sources de tensions purement sinusoïdales ..... | 35 |
| IV.2.1 Equations des tensions d'alimentation de la machine.....                         | 35 |
| IV.2.2 Construction du modèle sous Matlab/Simulink.....                                 | 35 |
| IV.2.3 Résultats de simulation et interprétation .....                                  | 36 |
| IV.3 Alimentation de la machine par des onduleurs de tensions .....                     | 40 |
| IV.3.1 Modélisation de l'onduleur .....   | 40 |
| IV.3.2 Technique de commande MLI sinus-triangle.....                                    | 42 |
| IV.3.3 Résultats de simulation et interprétation .....                                  | 44 |
| IV.4 Conclusion .....   | 49 |
| Conclusion générale .....   | 50 |
| 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** : Paramètres de la machine asynchrone à double stator.

# Introduction générale

Pendant longtemps, le domaine industriel a été largement dominé par les machines à courant continu. Cependant, les machines à courant alternatif présentent de nombreux avantages, notamment en ce qui concerne la simplicité de leur construction grâce à l'absence de collecteur mécanique. Les techniques modernes d'entraînement se basent de plus en plus sur l'utilisation de machines asynchrones, motivées par leur robustesse, leur fiabilité électromécanique et leur coût réduit.

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une machine de structure simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matières de semi-conducteurs de puissance et de technologies numériques. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation.

Afin d'assurer une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale par exemple, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multiniveaux ou à la mise en parallèle de convertisseurs. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines polyphasées (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois), alimentées par un onduleur ayant autant de bras que de phases. L'idée de multiplier le nombre de phases trouve là une de ses principales raisons d'être. En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus élevé de bras, chacun d'eux est alors dimensionné pour une puissance réduite ce qui permet d'obtenir des fréquences de commutation plus élevées et donc les ondulations de courant et de couple amoindries.

En plus de l'avantage de segmentation de puissance que présentent les machines polyphasées, elles contribuent à l'amélioration de la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes).

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) est très utilisée dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne en particulier et dans les systèmes d'entraînement électriques à vitesse variable en général. Ces systèmes font de plus en plus appel aux onduleurs. Mais la présence du système balais-bagues au niveau de ce type de machines réduit sa fiabilité

et engendre des couts de maintenance élevés. C'est ainsi qu'est née l'idée de faire appel à des machines dites sans balais (brushless).

La machine asynchrone à double stator (MASDS) fait partie des machines sans balais et c'est autour de celle-ci que s'inscrit le travail de ce mémoire, qui consiste en identification, la modélisation et l'alimentation en tension d'une machine asynchrone à double bobinage statoriques. Il est reparti comme suit :

Le **premier chapitre** est consacré aux notions générales sur la machine asynchrone à double stator dans lequel un petit historique sur cette machine sera présenté.

Dans le **second chapitre**, la méthode itérative d'identification des paramètres de la machine sera présentée. Les résultats obtenus seront comparés à ceux obtenus par la méthode classique d'identification.

Le **troisième chapitre** sera consacré à une modélisation de la MASDS. Celles-ci est caractérisée par la présentation des différentes équations électriques, magnétiques et mécaniques de la machine dans le repère (a,b,c). Ces équations seront développées dans le repère (d,q) en utilisant la transformation de Park.

Le **quatrième chapitre** fera l'objet d'étude et de simulation de la machine à double stator alimentée en premier lieu par des sources de tension purement sinusoïdales puis en deuxième lieu par des onduleurs de tension avec une stratégie de commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Un programme de simulation sous Matlab Simulink sera développé à cet effet, des résultats de simulation seront présentés et discutés.

Enfin la synthèse des points importants de ce mémoire ainsi que quelques perspectives seront présentés en conclusion.

# **Chapitre I**

Généralité sur la machine  
asynchrone à double stator

## I.1 Introduction

Avant d'aborder la modélisation de la machine asynchrone à double stator (MASDS), nous allons présenter quelques généralités sur ce type de machine ainsi que sur la machine asynchrone à double alimentation en rappelant leurs modes de fonctionnement (moteur et générateur).

## I.2 Généralités sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA)

La machine asynchrone à double alimentation trouve son application dans diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [1].

### I.2.1 Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation

#### A. Fonctionnement en mode génératrice

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. 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.1). [2]

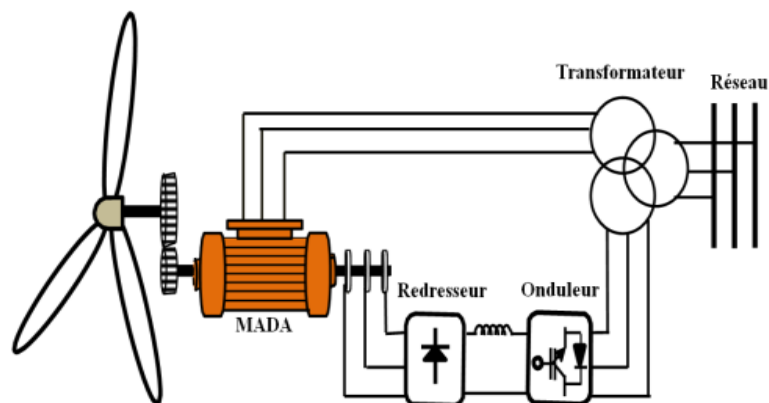


Figure I.1 Génératrice asynchrone à double alimentation

Il existe d'autres configurations de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) dans des unités de production qui sont :

- **Générateurs asynchrones à double alimentation à énergie rotorique dissipée :** Dans cette configuration le stator est connecté directement au réseau et le rotor est connecté avec un redresseur à diodes, à la sortie duquel est connecté un hacheur à IGBT qui alimente la charge résistive [3].
- **Générateurs asynchrones à double alimentation à structure de Kramer :** Dans le but de réduire les pertes d'énergie dues à la structure du système précédent, le hacheur et la résistance sont remplacés par un onduleur qui renvoie l'énergie de glissement vers le réseau [4].
- **Générateurs asynchrones à double alimentation avec cycloconvertisseur:** Afin d'autoriser un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau, l'association redresseur onduleur peut être remplacée par un cyclo convertisseur. Les variations du glissement doivent rester inférieures à 30% pour maintenir l'efficacité du système, ces variations peuvent être positives pour avoir un fonctionnement en mode hypo synchrone ou négatives pour un fonctionnement en mode hyper synchrone.
- **Générateurs asynchrones à double alimentation à structure Scherbius :** Cette configuration possède les mêmes caractéristiques que la structure de Kramer. Toutefois les interrupteurs utilisés dans ce cas (IGBTs) peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture et leur fréquence de commutation est plus élevée ce qui permet de décaler les harmoniques du courant rotorique vers les hautes fréquences facilitant ainsi le filtrage.

## B. Fonctionnement en mode moteur

Pour le cas de l'application moteur de la MADA, il existe plusieurs configurations de fonctionnement qui se résument comme suit : [1]

- Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur ;
- Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un cycloconvertisseur ;
- MADA alimentée par convertisseurs indépendant.

Malgré que la machine asynchrone à double alimentation présente plusieurs avantages mais la présence du système balais-bagues 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.

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. [2].

L'inconvénient de la structure de la cascade de MADA 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.3 Généralités sur la machine asynchrone à double stator (MASDS)**

Les machines multiphasées présentent plusieurs avantages, à savoir : La segmentation de puissance, Amélioration de la fiabilité...etc. La machine asynchrone à double stator est un cas particulier de ces machines, elle 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.

#### **I.3.1 Constitution de la machine asynchrone à double stator**

La machine asynchrone à double stator est constituée d'un rotor à cage d'écureuil et de deux stators inclus dans la même carcasse et peuvent être décalés d'un angle électrique  $0^\circ$ ,  $30^\circ$  ou  $60^\circ$ . Cette structure est appelée machine asynchrone à double stator (figure I.2). Les deux stators peuvent être de puissances différentes et ayant des nombres de paires de pôles différents.

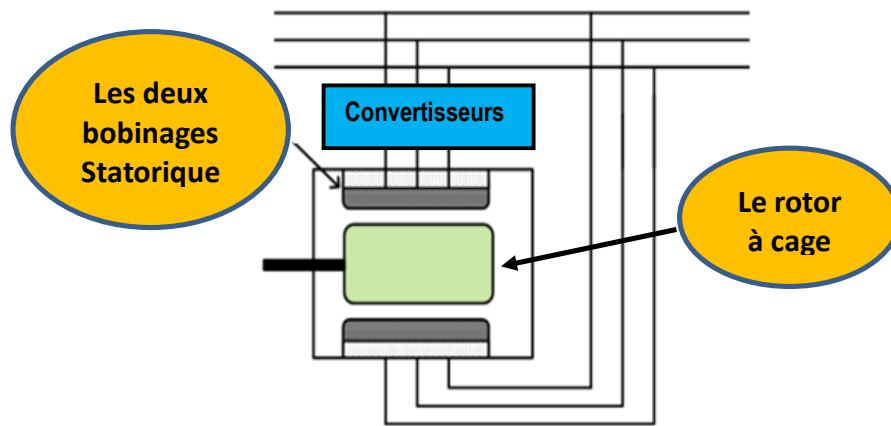


Figure I.2 Schéma de la machine asynchrone à double stator

### I.3.2 Fonctionnement de la machine asynchrone à double stator (MASDS)

#### A. Fonctionnement en générateur

Ce genre de génératrice peut fonctionner en auto-excitée, on parlera alors de génératrice asynchrone doublement auto-excitée où des bancs de condensateurs sont reliés aux deux stators (Figure I.3). Elle peut également fonctionner en génératrice à double alimentation. 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'.

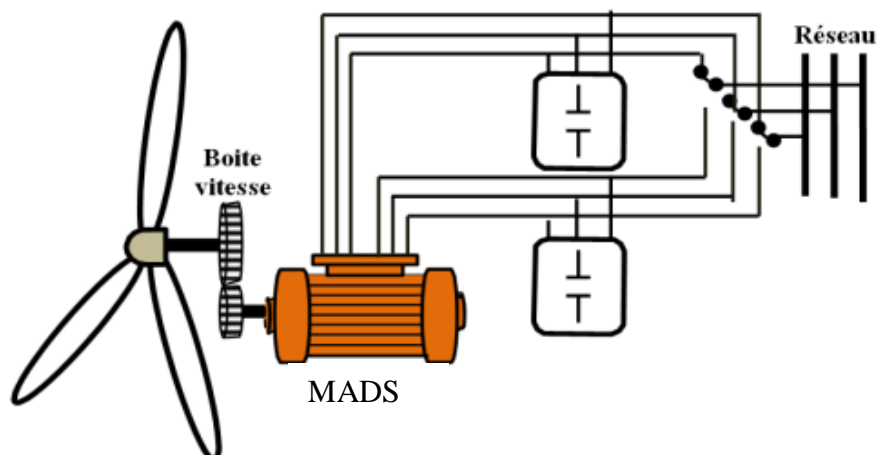


Figure I.3 Génératrice asynchrone à double stator auto-excitée

## **B. Fonctionnement en mode moteur**

La machine asynchrone à double stator peut être utilisée à la fois comme moteur et comme génératrice. Elle est employée en mode moteur pour des applications nécessitant une grande puissance. Souvent, un onduleur alimente la machine asynchrone, permettant ainsi de mettre en œuvre des stratégies de commande visant à obtenir des performances dynamiques élevées. La conception de la machine asynchrone à double stator permet de gérer de fortes puissances grâce à des onduleurs dimensionnés pour la moitié de la puissance totale, un concept appelé segmentation de la puissance. Cela signifie qu'il est possible d'atteindre une grande puissance en combinant plusieurs petites puissances. De plus, la machine asynchrone à double stator est utilisée lorsqu'il est crucial d'assurer une continuité de fonctionnement. En cas de panne d'un des stators, la machine peut continuer à fonctionner avec l'autre stator, bien que ses performances soient réduites. [5]

### **I.4 conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons donné quelques généralités sur la machine asynchrone à double stator après avoir donné quelques notions sur la machine asynchrone à double alimentation, mettant en évidence les deux modes de fonctionnement des deux types de machines.

Dans le prochain chapitre, nous allons procéder à l'identification des paramètres d'une machine asynchrone à double stator fabriquée par l'entreprise « ELECTRO-INDUSTRIES » d'Azazga.

## **Chapitre II**

Identification des paramètres de la  
machine asynchrone  
à double stator

## II.1 -Introduction

Après avoir donné quelques généralités sur la machine asynchrone à double stator dans le chapitre I, nous allons procéder dans cette partie à l'identification des paramètres d'une MASDS d'une puissance de 1,1 kW par stator.

Nous allons commencer par la description de la machine en question, les paramètres de cette machine ont déjà été identifiés dans [6], et ce en utilisant la méthode classique d'identification. Notre travail dans cette partie consiste à identifier les paramètres de la même machine en utilisant la méthode itérative d'identification. Les valeurs des paramètres obtenus en utilisant cette méthode seront comparées à celles des mêmes paramètres présentés dans [6].

## 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).

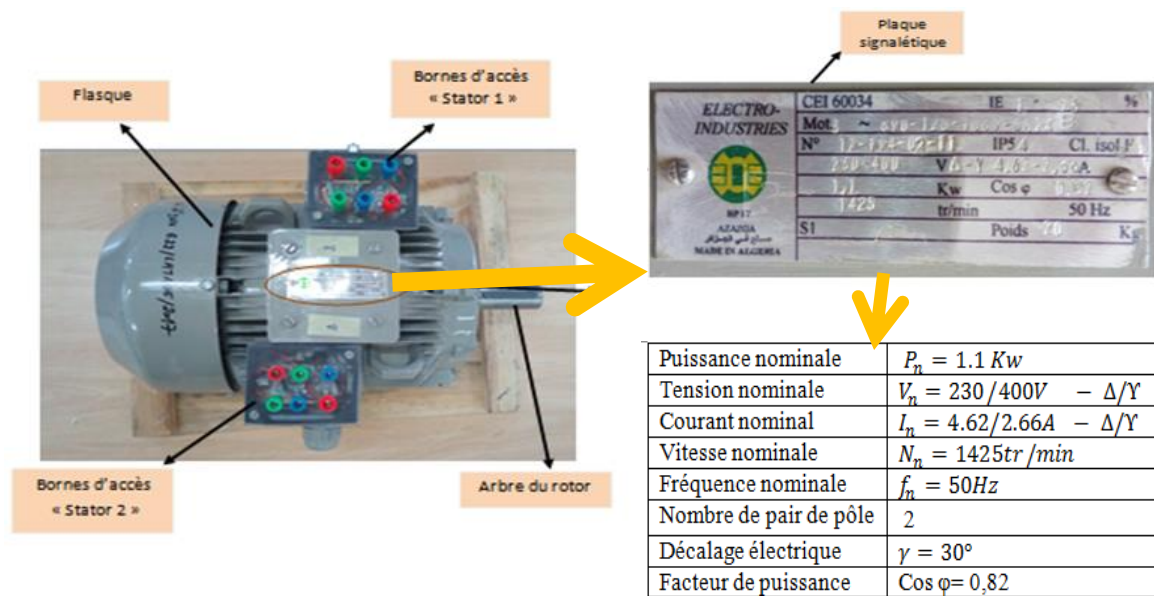


Figure II.1 Photographique de la machine asynchrone à double stator et plaque signalétique pour un stator de la machine

### II.3. 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.

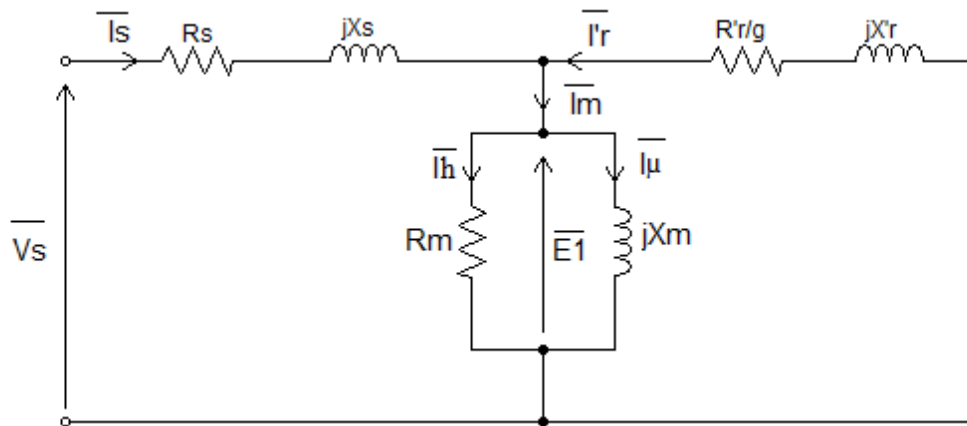


Figure II.2 Schéma équivalent ramené au stator

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

$R_s$  : Résistance statorique par phase [ $\Omega$ ].

$X_s$  : Réactance de fuites d'une phase statorique [ $\Omega$ ].

$R'_r$  : Résistance d'une phase rotorique ramenée au stator [ $\Omega$ ].

$X_r$  : Réactance de fuites d'une phase rotorique ramenée au stator [ $\Omega$ ].

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

$R_m$  : Résistance représentant les pertes fer [ $\Omega$ ].

$X_m$  : Réactance de magnétisation [ $\Omega$ ].

$I_s$  : Courant statorique.

$I'_r$  : Courant rotorique ramené au stator.

$I_h$  : Composante active du courant magnétisant.

$I_\mu$  : Composante réactive du courant magnétisant.

### II.4 Principe de fonctionnement de la méthode itérative :

Cette méthode est basée sur un principe d'itération jusqu'à l'obtention de convergence lorsque les conditions imposées sont satisfaites, c'est-à-dire pour satisfaire les puissances mesurées à vide et en court-circuit, cette méthode utilise les mêmes essais que la méthode classique et rassemble des expressions sous forme itérative de différents paramètres du schéma électrique équivalent [7].

#### **II.4.1 Expression de la puissance réactive :**

La puissance apparente absorbée par le moteur à partir du schéma équivalent est :

$$S^2 = (3.V_s.I_s)^2 = P^2 + Q^2 \quad (\text{II.1})$$

D'où

$$Q = \sqrt{(3.V_s.I_s)^2 - P^2} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

P : la puissance active absorbée [W].

Q : la puissance réactive absorbée [Var].

S : la puissance apparente absorbée [VA].

#### **II.4.2 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.

##### **II.4-2.1 Expression de la réactance magnétisante $X_m$ :**

Du schéma équivalent à vide en déduit l'expression de la puissance réactive.

$$Q_0 = 3.X_s.I_0^2 + 3.X_m.I_\mu^2 \quad (\text{II.3})$$

A vide :

$$I_{\mu} \cong I_0$$

En appliquant la loi de Kirchhoff au schéma équivalent à vide, on aura :

$$\overline{V}_{s0} = [R_s + j(X_s + X_m)] \cdot \overline{I}_0 \quad (\text{II.4})$$

D'où :

$$I_0^2 = \frac{V_{s0}^2}{R_s^2 + (X_s + X_m)^2} \quad (\text{II.5})$$

On sait que :  $R_s \ll X_s + X_m$  donc :

$$I_0^2 \cong \frac{V_{s0}^2}{(X_s + X_m)^2} \quad (\text{II.6})$$

D'où

$$\left\{ \begin{array}{l} I_0 = \frac{v_{s0}}{(x_m)} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{x_s}{x_m}\right)} \\ Q_0 = 3 \cdot x_s \cdot I_0^2 + 3 \frac{v_{s0}^2}{x_m} \cdot \left( \frac{1}{\left(1 + \frac{x_s}{x_m}\right)} \right)^2 \end{array} \right. \quad (\text{II.7})$$

D'où :

$$X_m = \frac{3 \cdot V_{s0}^2}{Q_0 - 3 \cdot X_s \cdot I_0^2} \cdot \left( \frac{1}{\left(1 + \frac{X_s}{X_m}\right)} \right)^2 [\Omega] \quad (\text{II.8})$$

#### **II.4.2.2 Expression de la résistance magnétisante $R_m$ :**

A vide, les pertes fers sont données par l'expression suivante :

$$P_{fs} = P_0 - 3 \cdot R_s \cdot I_0^2 - P_m \quad (\text{II.9})$$

Et aussi :

$$P_{fs} = 3.R_m.I_h^2$$

Avec :

$$R_m . I_h \cong X_m . I_0$$

$$I_h = \left( \frac{x_m}{R_m} \right) I_0 \tag{II.10}$$

D'où :

$$P_{fs} = 3.R_m \left( \frac{x_m^2}{R_m^2} \right) I_0^2$$

$$P_{fs} = \left( \frac{3.V_{s0}^2}{R_m} \right) \cdot \left( \frac{1}{1 + \frac{x_s}{x_m}} \right)^2 \tag{II.11}$$

D'où :

$$R_m = \left( \frac{3.V_{s0}^2}{P_{fs}} \right) \cdot \left( \frac{1}{1 + \frac{x_s}{x_m}} \right)^2 [\Omega] \tag{II-12}$$

### II.4.3 Essai a 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.

#### II.4.3.1-Expressions de réactances $X_s$ et $X'_r$ :

On utilise le schéma équivalent à rotor bloqué en tenant compte de la branche magnétisante. On obtient l'expression de la puissance réactive suivante :

$$Q_l = 3.X_s.I_{cc}^2 + 3.X'_r.I_r'^2 + 3.X_m.I_m^2 \quad (\text{II-13})$$

Avec :

$Q_l$  = la puissance réactive absorbée a rotor bloqué.

$$X'_r.I_r' \cong X_m.I_m$$

$$I_m = \left( \frac{x'_r}{x_m} \right) . I_r' \quad (\text{II-14})$$

D'où :

$$Q_l = 3.X_s.I_{cc}^2 + 3.X'_r \cdot \left(1 + \frac{x'_r}{x_m}\right) . I_r'^2 \quad (\text{II-15})$$

On sait que :

$$\overline{I_{cc}} = \overline{x'_r} + \overline{x_m}$$

$$I_{CC} = I_r' + \frac{X'_r}{x_m} . I_r' \quad (\text{II-16})$$

D'où :

$$I_r' = \frac{1}{\left(1 + \frac{X'_r}{x_m}\right)} . I_{CC} \quad (\text{II-17})$$

On remplace  $I_r'$  dans l'expression de la puissance réactive et on trouve :

$$Q_l = 3.X_s.I_{cc}^2 + 3.X'_r \cdot \left(1 + \frac{X'_r}{X_m}\right) . I_{cc}^2 \quad (\text{II-18})$$

$$Q_l \cdot \left(1 + \frac{X'_r}{X_m}\right) = 3.X_s \cdot \left(1 + \frac{X'_r}{X_m}\right) . I_{cc}^2 + 3.X'_r . I_{cc}^2$$

$$Q_l \cdot \left(1 + \frac{x'_r}{x_m}\right) = 3.x_s \cdot \left(1 + \frac{x'_r}{x_m} + \frac{x'_r}{x_s}\right) . I_{cc}^2$$

$$Q_l \cdot \left(\frac{1}{x'_r} + \frac{1}{x_m}\right) = 3.x_s \cdot \left(\frac{1}{x'_r} + \frac{1}{x_m} + \frac{1}{x_s}\right) . I_{cc}^2$$

$$Q_l \cdot \left( \frac{x_s}{x_r} + \frac{x_s}{x_m} \right) = 3 \cdot x_s \cdot \left( \frac{x_s}{x_r} + \frac{x_s}{x_m} + 1 \right) \cdot I_{cc}^2 \quad (\text{II-19})$$

D'où :

$$X_s = \left( \frac{v_{arl}}{3 \cdot \left( \frac{x_s}{x_r} + \frac{x_s}{x_m} + 1 \right) \cdot I_{cc}^2} \right) \cdot \left( \frac{x_s}{x_r} + \frac{x_s}{x_m} \right) [\Omega] \quad (\text{II-20})$$

Avec :  $X_s = X'_r$

#### II.4.3.2 Expression de la résistance rotorique ramené au stator $R'_r$ :

On utilise le schéma équivalent à rotor bloqué en tenant compte de la branche magnétisante.

On obtient l'expression de la puissance active suivante :

$$P_{cc} = 3 \cdot R_s \cdot I_{cc}^2 + 3 \cdot R'_r \cdot I_r'^2 + 3 \cdot R_m \cdot I_h^2 \quad (\text{II-21})$$

$$R_m \cdot I_h \cong X_m \cdot I_m$$

$$X_m \cdot I_m = X'_r \cdot I'_r$$

$$I_h = \frac{X'_r}{R_m} \cdot I'_r = \frac{X'_r}{R_m} \cdot \frac{1}{\left( 1 + \frac{x_r}{x_m} \right)} \cdot I_{cc} \quad (\text{II-22})$$

D'où :

$$P_{cc} = 3 \cdot I_{cc}^2 \cdot \left[ R_s + \frac{x_r'^2}{R_m} \cdot \left( \frac{1}{\left( 1 + \frac{x_r'}{x_m} \right)} \right)^2 + R'_r \cdot \left( \frac{1}{\left( 1 + \frac{x_r'}{x_m} \right)} \right)^2 \right] \quad (\text{II-23})$$

$$R'_r = \left( \frac{P_{cc}}{3 \cdot I_{cc}^2} - R_s \right) \cdot \left( 1 + \frac{x_r'}{x_m} \right)^2 - \left( \frac{x_r'^2}{R_m} \right) [\Omega] \quad (\text{II-24})$$

#### II.5 Les étapes à suivre pour appliquer la méthode itérative :

En assignant tout au début une valeur pour  $X_s$ , une autre pour  $X_m$ , et en posant  $X'_r = X_s$ .

1. Résoudre l'équation (II-8) pour les valeurs initiales de  $X_s$  et  $X_m$ , et on trouvera la nouvelle valeur de  $X_m$ .
2. Résoudre l'équation (II-20) pour la valeur initiale de  $X_s$  et la nouvelle valeur de  $X_m$  trouvée de l'équation (II-8) On aura la nouvelle valeur de  $X_s$  et  $X'_r$ .
3. Résoudre l'équation (II-8) en utilisant les nouvelles valeurs de  $X_s$  et  $X'_r$  et  $X_m$  trouvées précédemment.
4. Continuer ce calcul itératif jusqu'à avoir une fluctuation des valeurs de  $X_s$  et  $X_m$  d'ordre 0.1%.
5. Connaissant  $X_s$  et  $X_m$  on peut calculer les valeurs de  $R'_r$  et  $R_m$ .
6. Si la fluctuation d'ordre de 0.1% n'est pas obtenue, c'est-à-dire que la boucle itérative s'exécute indéfiniment, c'est que les valeurs initiales de  $X_s$  et  $X_m$  divergent. Dans ce cas, Il faut réinitialiser  $X_s$  et  $X_m$  par des nouvelles valeurs. [8]

**Application de la méthode itérative pour l'identification des paramètres électriques d'une machine asynchrone double stator d'une puissance 1.1 kW :**

Les résultats de l'essai à vide et a rotor bloqué sont résumés dans le tableau suivants :

|                    |       |
|--------------------|-------|
| $R_s$ [ $\Omega$ ] | 7.73  |
| $V_{cc}$ [V]       | 40    |
| $I_{cc}$ [A]       | 2.65  |
| $P_{cc}$ [W]       | 247.5 |
| $I_0$ [A]          | 1.65  |
| $P_0$ [W]          | 174   |
| $V_0$ [V]          | 220   |
| $P_{fer}$ [W]      | 61.65 |

Tableau II.1 : résultat de l'essai à vide et a rotor bloqué [6]

1-En assumant tout au début une valeur pour  $X_s$ , une autre pour  $X_m$ , et on pose  $X'_r = X_s$ .

$$X_s = 5 \text{ } [\Omega]$$

$$X_m = 126 \text{ } [\Omega]$$

2-Résoudre l'équation (II-24) pour la valeur initiale de  $X_s$  et la nouvelle valeur de  $X_m$  trouvée de l'équation (II-8). On aura la nouvelle valeur de  $X_s$  et  $X'_r$ .

D'abord on calcule la valeur de  $V_{ar0}$  avec l'équation (II-7) :

$$Q_0 = 3.X_s.I_0^2 + \left( \frac{3.V_{s0}^2}{X_m} \right) \cdot \left( \frac{1}{1 + \frac{X_s}{X_m}} \right)^2$$

$$Q_0 = 3 \times 5 \times (1.65)^2 + \frac{3 \times (220)^2}{126} \cdot \left( \frac{1}{\left( 1 + \frac{5}{126} \right)} \right)^2$$

$$Q_0 = 1106.09 \text{ [Var]}$$

On remplace la valeur de  $V_{ar0}$  dans l'équation (II-8) et on trouve

$$X_m = \frac{3 \times 220^2}{1106.09 - 3 \times 5 \times (1.65)^2} \cdot \left( \frac{1}{\left( 1 + \frac{5}{126} \right)} \right)^2 \text{ [\Omega]}$$

$$X_m = 125.99 \text{ [\Omega]} \cong 126 \text{ [\Omega]}$$

3-Résoudre l'équation (II-8) en utilisant les nouvelles valeurs de  $X_s$  et  $X'_r$  et  $X_m$  trouvées précédemment.

$$X_s = \left( \frac{V_{ar1}}{3 \left( \frac{X_s}{X_r} + \frac{X_s}{X_m} + 1 \right) . I_{cc}^2} \right) \cdot \left( \frac{X_s}{X_r} + \frac{X_s}{X_m} \right) \text{ [\Omega]}$$

Avec :  $X_s = X'_r$

D'abord on calcule la valeur de  $V_{ar1}$  avec l'équation (II-18)

$$Q_l = 3.X_s.I_{cc}^2 + 3.X_r' \cdot \left( 1 + \frac{X_r'}{X_m} \right) . I_{cc}^2$$

$$Q_l = 3 \times 5 \times (2.65)^2 + 3 \times 5 \times \left( 1 + \frac{5}{126} \right) \times (2.65)^2$$

$$Q_l = 206.65 \text{ [Var]}$$

On remplace la valeur de  $V_{arL}$  dans l'équation (II-24) on trouve :

$$X_s = \left( \frac{206.65}{3 \times \left(1 + \frac{5}{126} + 1\right) \times (2.65)^2} \right) \times \left(1 + \frac{5}{126}\right)$$

$$X_s = 4.99[\Omega] \cong 5[\Omega]$$

A la fin du calcul itératif on a trouvé que la fluctuation des valeurs de  $X_1$  et  $X_m$  est de l'ordre de 0.1% , alors on continu le calcul des autres valeurs de  $R'_r$  et  $R_m$ .

4- Connaissant  $X_s$  et  $X_m$  on peut calculer les valeurs de  $R'_r$  et  $R_m$ .

-On remplace la valeur dans l'équation de  $R_m$  et on trouve :

$$R_m = \left( \frac{3.V_{s0}^2}{P_{fs}} \right) \left( \frac{1}{1 + \frac{x_s}{x_m}} \right)^2 [\Omega]$$

$$R_m = \left( \frac{3 \times 220^2}{61.55} \right) \cdot \left( \frac{1}{1 + \frac{5}{126}} \right)^2$$

$$R_m = 2178.87[\Omega]$$

-On remplace la valeur de  $R_m$  dans l'équation de  $R'_r$  et on trouve :

$$R'_r = \left( \frac{P_{cc}}{3.I_{cc}^2} - R_s \right) \cdot \left( 1 + \frac{X'_r}{X_m} \right)^2 - \left( \frac{X_r'^2}{R_m} \right)$$

$$R'_r = \left( \frac{247.5}{3 \times (2.65)^2} - 7.73 \right) \cdot \left( 1 + \frac{5}{126} \right)^2 - \left( \frac{5^2}{2178.87} \right)$$

$$R'_r = 4.30[\Omega]$$

Les résultats obtenus par la méthode itérative sont résumés dans le tableau suivant :

| Paramètres | $X_m[\Omega]$ | $x_s[\Omega]$ | $X'_r[\Omega]$ | $R_m[\Omega]$ | $R'_r[\Omega]$ |
|------------|---------------|---------------|----------------|---------------|----------------|
| Valeurs    | 126           | 5             | 5              | 2178.87       | 4.30           |

Tableau II.2 : Les résultats obtenus par la méthode itérative

## **II.6 Détermination de l'inductance magnétisante $L_m$ et l'inductance statorique $L_s$ :**

### **II.6.1 Détermination de l'inductance magnétisante $L_m$ :**

On a :

$$X_m = L_m \times \omega$$

On aura

$$L_m = \frac{X_m}{\omega}$$

Avec  $\omega = 2.\pi.f$

On obtient

$$L_m = \frac{126}{314}$$

$$L_m = 0.40[H]$$

### **II.6.2 Détermination de l'inductance statorique $L_s$ :**

On a :

$$X_s = L_s \times \omega$$

On aura

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

Avec  $\omega = 2.\pi.f$

On obtient  $L_s = \frac{5}{314}$

$$L_s = 0.015[H]$$

Les résultats de l'identification des paramètres électriques de la machine asynchrone à double stator obtenus par la méthode itérative sont présentés dans le tableau ci-dessous :

|  |                                   |
|--|-----------------------------------|
| Résistance statorique                  | $R_{s1} = R_{s2} = 7.73 [\Omega]$ |
| Résistance rotorique ramenée au stator | $R_r' = 4.30 [\Omega]$            |
| Inductance statorique du stator        | $L_s = 0.015 [H]$                 |
| Inductance de magnétisation            | $L_m = 0.40 [H]$                  |
| Résistance de magnétisation            | $R_m = 2178.87 [\Omega]$          |
| Inductance rotorique ramenée au stator | $L_r' = 0.015 [H]$                |

Tableau II.3 : Résultats de l'identification des paramètres électrique de la machine asynchrone à double stator obtenus par la méthode itérative

Les résultats de l'identification des paramètres électriques de la même machine, obtenus par la méthode classique [6] sont donnés dans le tableau ci-après :

|  |                                   |
|--|-----------------------------------|
| Résistance statorique                  | $R_{s1} = R_{s2} = 7.73 [\Omega]$ |
| Résistance rotorique ramenée au stator | $R_r' = 4.01 [\Omega]$            |
| Inductance statorique du stator        | $L_{s1} = 0.015 [H]$              |
| Inductance de magnétisation            | $L_m = 0.4 [H]$                   |
| Résistance de magnétisation            | $R_m = 777.76 [\Omega]$           |
| Inductance rotorique ramenée au stator | $L_r' = 0.015 [H]$                |

Tableau II.4 Résultats de l'identification des paramètres de la MASDS obtenus par la méthode classique

### II.7 Comparaison des deux méthodes

En examinant les valeurs des paramètres de la MASDS présentées dans les tableaux (II.3) et (II.4), on constate que les valeurs des paramètres ( $R_{s1}, R_{s2}, R_r', L_{s1}, L_m$  et  $L_r'$  sont les mêmes, sauf pour la résistance magnétisante  $R_m$ , la différence entre les deux valeurs obtenues par les deux méthodes est très significative ( $1401,11 [\Omega]$  ).

### II.8-Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons procéder à l'identification des paramètres électriques d'une machine asynchrone à double stator en utilisant une méthode itérative.

Les résultats obtenus à partir de la méthode itérative comparativement à ceux de la méthode classique et itérative montre une grande similarité entre les valeurs des paramètres identifiés, à l'exception de la résistance de magnétisation pour laquelle les valeurs obtenus affiche un écart de  $\Delta R_m = 1401,87 [\Omega]$ . Pour permettre la vérification de la valeur de cette résistance de magnétisation, nous proposons de procéder au calculs des paramètres de la même machine en utilisant d'autres méthodes d'identification.

En termes d'évaluation de la méthode itérative utilisée dans ce travail, nous pouvons dire qu'elle présente une bonne précision comme en témoigne la comparaison les valeurs des paramètres identifiés avec celles obtenues par des essais classiques.

# **Chapitre III**

## Modélisation de la machine asynchrone à double stator

### III.1 Introduction

Après avoir identifié les paramètres et comparé les paramètres de la machine asynchrone à double stator dans le chapitre précédent, nous passons dans ce chapitre à sa modélisation qui consiste à l'élaboration d'un modèle mathématique de celle-ci.

Avant de procéder à l'étape de modélisation de la machine asynchrone à double stator, nous allons d'abord faire le schéma électrique représentant la disposition géométrique des différents enroulements de celle-ci.

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 qui caractérisent le modèle de la machine dans le repère de Park.

### III.2 Représentation de la machine dans l'espace électrique

Le schéma de la figure III.1 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).

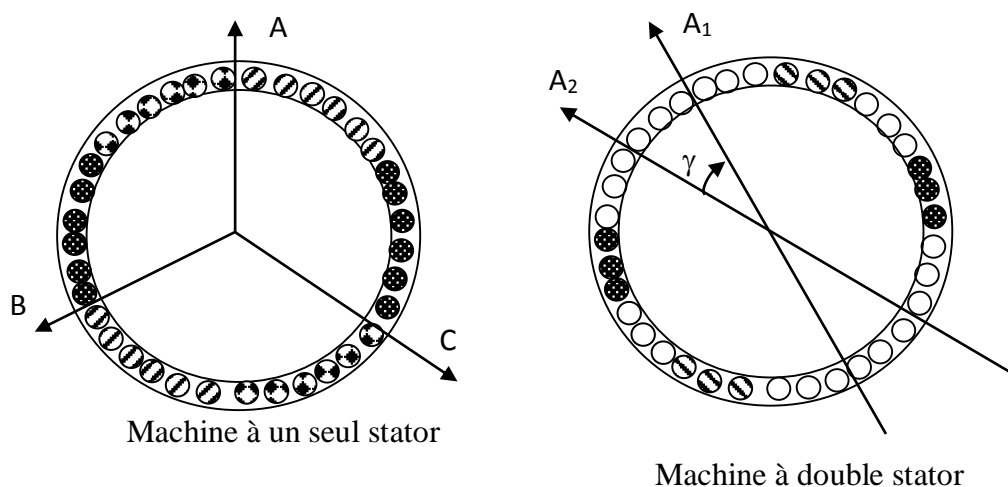


Figure III.1 Disposition des enroulements d'une machine asynchrone à un stator et à double stator

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  $\gamma$ .

Les enroulements statoriques et rotoriques sont représentés aux droits de leurs axes magnétiques. La machine est représentée dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation (Figure III.2).

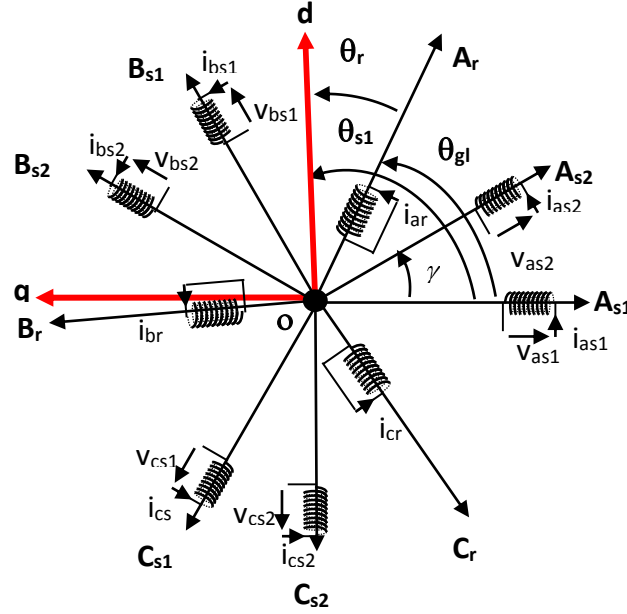


Figure II.2 Machine asynchrone à double stator, représentation dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation

### Définition des angles

$$(oA_{s1}, oA_{s2}) = \gamma \quad ; \quad (oA_{s1}, oA_r) = \theta_r \quad ; \quad (oA_{s2}, oA_r) = \theta_r - \gamma \quad (\text{III.1})$$

### Angles de Park

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

### III.3 Equations électriques dans les axes a,b,c

$$\begin{aligned} (v_{s1}) &= \frac{d(\varphi_{s1})}{dt} + [R_{s1}] \cdot (i_{s1}) \quad (v_{s1}) = (v_{as1}, v_{bs1}, v_{cs1}) \quad (i_{s1}) = (i_{as1}, i_{bs1}, i_{cs1}) \quad (\varphi_{s1}) = (\varphi_{as1}, \varphi_{bs1}, \varphi_{cs1}) \\ (v_{s2}) &= \frac{d(\varphi_{s2})}{dt} + [R_{s2}] \cdot (i_{s2}) \quad (v_{s2}) = (v_{as2}, v_{bs2}, v_{cs2}) \quad (i_{s2}) = (i_{as2}, i_{bs2}, i_{cs2}) \quad (\varphi_{s2}) = (\varphi_{as2}, \varphi_{bs2}, \varphi_{cs2}) \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

$$(v_r) = 0 = \frac{d(\varphi_r)}{dt} + [R_r] \cdot (i_r) \quad (v_r) = (0, 0, 0) \quad (i_r) = (i_{ar}, i_{br}, i_{cr}) \quad (\varphi_r) = (\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr})$$

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 résistances des stators et du rotor

### III.4 Équations magnétiques dans les axes a,b,c

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

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

(III.4)

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

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

$[L_{s2s2}]$  : Matrice 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 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 inductances mutuelles entre le stator S1 et le rotor :

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

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

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

$[L_{rr}]$  : Matrice 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

$L_{ar}$  : 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

NB : Nous considérons que les deux stators sont identiques

### III.5 Transformation de Park

Il s'agit d'une technique qui implique de transformer les courants, tensions et flux en utilisant un changement de variables basé sur l'angle entre les axes des phases et les axes d et q.

Dans la notation de la matrice de Park, c'est l'angle qui intervient pour stator 1, pour le stator 2 et pour les grandeurs rotoriques. En conséquence, on peut définir les matrices de Park et leurs inverses de la manière suivante :

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

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

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

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 :

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

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

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.

$(i_{s1}) = (i_{as1} \ i_{bs1} \ i_{cs1})^t$  composantes  $a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}$  du courant au stator  $S_1$ .

$(i_{s2}) = (i_{as2} \ i_{bs2} \ i_{cs2})^t$  composantes  $a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}$  du courant au stator  $S_2$ .

Cette transformation est valable aussi pour les tensions et les flux des deux stators. Pour les grandeurs rotoriques, il suffit de remplacer l'indice «  $s_1$  ou  $s_2$  » par l'indice «  $r$  ».

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

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

### III.6 Equations magnétiques dans les axes d et q

#### Flux du Stator $S_1$ :

$$\begin{aligned} (\varphi_{s1}) &= [L_{ss1}] \cdot (i_{s1}) + [L_{s1s2}] \cdot (i_{s2}) + [L_{s1r}] \cdot (i_r) \\ P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (\varphi_{ps1}) &= [L_{ss1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1}) + [L_{s1s2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2}) + [L_{s1r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr}) \end{aligned}$$

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

$$(\varphi_{ps1}) = P(\theta_{s1}) [L_{ss1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1}) + P(\theta_{s1}) [L_{s1s2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2}) + P(\theta_{s1}) [L_{s1r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr}) \quad (\text{III.11})$$

#### Flux du Stator $S_2$ :

$$\begin{aligned} (\varphi_{s2}) &= [L_{s2s1}] \cdot (i_{s1}) + [L_{ss2}] \cdot (i_{s2}) + [L_{s2r}] \cdot (i_r) \\ P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (\varphi_{ps2}) &= [L_{s2s1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1}) + [L_{ss2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2}) + [L_{s2r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr}) \end{aligned}$$

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

$$(\varphi_{ps2}) = P(\theta_{s2}) [L_{s2s1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1}) + P(\theta_{s2}) [L_{ss2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2}) + P(\theta_{s2}) [L_{s2r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr}) \quad (\text{III.12})$$

#### 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  $P(\theta_r)$  :

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

Il faut donc effectuer les 9 produits matriciels suivants :

$$\begin{aligned} P(\theta_{s1}) [L_{ss1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} & ; \quad P(\theta_{s1}) [L_{s1s2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} & ; \quad P(\theta_{s1}) [L_{s1r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \\ P(\theta_{s2}) [L_{s2s1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} & ; \quad P(\theta_{s2}) [L_{ss2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} & ; \quad P(\theta_{s2}) [L_{s2r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \end{aligned}$$

$$P(\theta_r)[L_{rs1}]P(\theta_{s1})^{-1} \quad ; \quad P(\theta_r)[L_{rs2}]P(\theta_{s2})^{-1} \quad ; \quad P(\theta_r)[L_{rr}]P(\theta_r)^{-1}$$

Ci-dessous sont représentés les résultats des équations magnétiques dans les axes d et q de la machine asynchrone à double stator. Les détails des calculs sont fournis en annexes A.

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

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 :

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

Ce système matriciel est décomposable en deux sous-systèmes :

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

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

### III.7. Equations électriques dans les axes d et q

#### III.7.1 Equations électriques au stator S<sub>1</sub>

$$(v_{s1}) = \frac{d(\varphi_{s1})}{dt} + [\mathcal{R}_{\sigma 1}] \cdot (i_{s1})$$

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

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

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

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

#### III.7.2 Equations électriques au stator S<sub>2</sub> :

$$(v_{s2}) = \frac{d(\varphi_{s2})}{dt} + [\mathcal{R}_{\sigma 2}] \cdot (i_{s2})$$

$$P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (v_{ps2}) = \frac{d(P(\theta_{s2})^{-1} \cdot \varphi_{ps2})}{dt} + [\mathcal{R}_{\sigma 2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2})$$

$$P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (v_{ps2}) = P(\theta_{s2})^{-1} \frac{d\varphi_{ps2}}{dt} + \frac{d(P(\theta_{s2})^{-1})}{d\theta_{s2}} \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot \varphi_{ps2} + [\mathcal{R}_{\sigma 2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2})$$

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

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

### III.7.3 Équations électriques au rotor

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

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

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

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

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

On effectue 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.

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

### III.8 Expression de la puissance dans les axes d et q

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

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

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

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

Les produits matriciels suivants donnent :

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

$$P_e = (v_{ds1} \cdot i_{ds1} + v_{qs1} \cdot i_{qs1} + v_{0s1} \cdot i_{0s1} + v_{ds2} \cdot i_{ds2} + v_{qs2} \cdot i_{qs2} + v_{0s2} \cdot i_{0s2} + v_{dr} \cdot i_{dr} + v_{qr} \cdot i_{qr} + v_{0r} \cdot i_{0r})$$

$$P_e = \left\{ \left( \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \varphi_{qs1} \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} + R_{s1} \cdot i_{ds1} \right) \cdot i_{ds1} + \left( \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \varphi_{ds1} \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} + R_{s1} \cdot i_{qs1} \right) \cdot i_{qs1} + \left( \frac{d\varphi_{0s1}}{dt} + R_{s1} \cdot i_{0s1} \right) \cdot i_{0s1} \right\}$$

$$+ \left\{ \left( \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \varphi_{qs2} \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} + R_{s2} \cdot i_{ds2} \right) \cdot i_{ds2} + \left( \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \varphi_{ds2} \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} + R_{s2} \cdot i_{qs2} \right) \cdot i_{qs2} + \left( \frac{d\varphi_{0s2}}{dt} + R_{s2} \cdot i_{0s2} \right) \cdot i_{0s2} \right\}$$

$$+ \left\{ \left( \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \varphi_{qr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} + R_r \cdot i_{dr} \right) \cdot i_{dr} + \left( \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \varphi_{dr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} + R_r \cdot i_{qr} \right) \cdot i_{qr} + \left( \frac{d\varphi_{0r}}{dt} + R_r \cdot i_{0r} \right) \cdot i_{0r} \right\}$$

$$P_e = \left\{ \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} \cdot i_{ds1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} \cdot i_{qs1} + \frac{d\varphi_{0s1}}{dt} \cdot i_{0s1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} \cdot i_{ds2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} \cdot i_{qs2} + \frac{d\varphi_{0s2}}{dt} \cdot i_{0s2} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \cdot i_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \cdot i_{qr} + \frac{d\varphi_{0r}}{dt} \cdot i_{0r} \right\}$$

$$+ \left\{ \left( \varphi_{ds1} \cdot i_{qs1} - \varphi_{qs1} \cdot i_{ds1} \right) \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} + \left( \varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2} \right) \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} + \left( \varphi_{dr} \cdot i_{qr} - \varphi_{qr} \cdot i_{dr} \right) \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \right\} \quad (III.21)$$

$$+ \left\{ R_{s1} \cdot (i_{ds1}^2 + i_{qs1}^2 + i_{0s1}^2) + R_{s2} \cdot (i_{ds2}^2 + i_{qs2}^2 + i_{0s2}^2) + R_r \cdot (i_{dr}^2 + i_{qr}^2 + i_{0r}^2) \right\}$$

### III.9 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 :

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

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

### III.10. Modèle de Park du moteur asynchrone à double stator (Dual Stator Induction Motor DSIM).

**Equations électriques :**

$$\begin{aligned}
v_{ds1} &= \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \varphi_{qs1} \cdot \frac{d\theta}{dt} + R_{s1} \cdot i_{ds1} & ; & & v_{ds2} &= \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \varphi_{qs2} \cdot \frac{d\theta}{dt} + R_{s2} \cdot i_{ds2} & ; & & v_{dr} &= \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \varphi_{qr} \cdot \frac{d\theta}{dt} + R_r \cdot i_{dr} \\
v_{qs1} &= \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \varphi_{ds1} \cdot \frac{d\theta}{dt} + R_{s1} \cdot i_{qs1} & ; & & v_{qs2} &= \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \varphi_{ds2} \cdot \frac{d\theta}{dt} + R_{s2} \cdot i_{qs2} & ; & & v_{qr} &= \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \varphi_{dr} \cdot \frac{d\theta}{dt} + R_r \cdot i_{qr}
\end{aligned} \tag{III.23}$$

**Equations magnétiques :**

$$\begin{pmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{as} + \frac{3}{2}L_{mcs} & 0 & \frac{3}{2}L_{mcs} & 0 & \frac{3}{2}L_{mc} & 0 \\ 0 & L_{as} + \frac{3}{2}L_{mcs} & 0 & \frac{3}{2}L_{mcs} & 0 & \frac{3}{2}L_{mc} \\ \frac{3}{2}L_{mcs} & 0 & L_{as} + \frac{3}{2}L_{mcs} & 0 & \frac{3}{2}L_{mc} & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_{mcs} & 0 & L_{as} + \frac{3}{2}L_{mcs} & 0 & \frac{3}{2}L_{mc} \\ \frac{3}{2}L_{mc} & 0 & \frac{3}{2}L_{mc} & 0 & L_{ar} + \frac{3}{2}L_{mcr} & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_{mc} & 0 & \frac{3}{2}L_{mc} & 0 & L_{ar} + \frac{3}{2}L_{mcr} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \tag{III.24}$$

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 :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & 0 & L_m \\ 0 & 0 & L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_s & 0 & L_m \\ -L_r & 0 & -L_r & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & -L_r & 0 & -L_r & 0 & L_r + L_m \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{dm} \\ i_{qm} \end{pmatrix} \tag{III.25}$$

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

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

Ecriture matricielle des équations électriques :

$$\begin{pmatrix} v_{ds1} \\ v_{ds2} \\ v_{dr} \\ v_{qs1} \\ v_{qs2} \\ v_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s & L_m & 0 & 0 & 0 \\ -L_r & -L_r & L_r + L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_s & 0 & L_m \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_s & L_m \\ 0 & 0 & 0 & -L_r & -L_r & L_r + L_m \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{ds2} \\ i_{dm} \\ i_{qs1} \\ i_{qs2} \\ i_{qm} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & -L_s \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} & 0 & -L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \\ 0 & R_s & 0 & 0 & -L_s \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} & -L_m \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \\ -R_r & -R_r & R_r & L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & -(L_r + L_m) \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \\ L_s \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} & 0 & L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} & R_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} & L_m \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} & 0 & R_s & 0 \\ -L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & -L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & (L_r + L_m) \cdot \frac{d\theta_r}{dt} & -R_r & -R_r & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{ds2} \\ i_{dm} \\ i_{qs1} \\ i_{qs2} \\ i_{qm} \end{pmatrix} \quad (\text{III.27})$$

Ce système peut être réécrit plus facilement comme suit :

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

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

Calcul de la matrice inductance inverse :

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

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

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

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.

$$\frac{di_{ds1}}{dt} = \left( \frac{1}{D} \right) * \left\{ \begin{array}{l} x_{11} * \left\{ v_{ds1} - R_s \cdot i_{ds1} + L_s \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{qs1} + L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{qm} \right\} + \\ x_{12} * \left\{ v_{ds2} - R_s \cdot i_{ds2} + L_s \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot i_{qs2} + L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{qm} \right\} + \\ x_{13} * \left\{ v_{dr} + R_r \cdot i_{ds1} + R_r \cdot i_{ds2} - R_r \cdot i_{dm} - L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{qs1} - L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{qs2} + L_{mr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{qm} \right\} \end{array} \right\} \quad (\text{III.33})$$

$i_{ds2}$  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.

$$\frac{di_{qs1}}{dt} = \left(\frac{1}{D}\right) \cdot \left\{ \begin{array}{l} x_{11} * \left\{ v_{qs1} - R_s \cdot i_{ss1} - L_s \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{ds1} - L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{dm} \right\} + \\ x_{12} * \left\{ v_{qs2} - R_s \cdot i_{qs2} - L_s \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot i_{ds2} - L_m \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot i_{dm} \right\} + \\ x_{13} * \left\{ v_{qr} + R_r \cdot i_{qs1} + R_r \cdot i_{qs2} - R_r \cdot i_{qm} + L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{ds1} + L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{ds2} - L_{mr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{dm} \right\} \end{array} \right\} \quad (\text{III.34})$$

$i_{qs2}$  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.

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 quel que soit le référentiel choisi (voir annexes B) :

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

L'équation du mouvement s'exprime par :  $\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J} \left( C_{em} - C_r - k_f \cdot \frac{\omega_r}{p} \right)$

### III.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par effectuer la représentation des différents enroulements de la machine dans un plan perpendiculaire à son axe de rotation. A partir de cette représentation nous avons déterminé les différents angles dans le repère (a,b,c) ainsi que dans le repère de Park. En utilisant ces différents angles nous avons procédé à la modélisation de la machine en supposant certaines hypothèses simplificatrices. Le modèle ainsi construit est régi par les équations électriques, magnétiques et mécaniques de la machine en question.

Dans le prochain chapitre, nous allons utiliser le modèle de cette machine pour élaborer un programme de simulation sous environnement Matlab/Simulink en supposant qu'elle est alimentée par des sources de tensions purement sinusoïdales en premier lieu et en l'alimentant avec des onduleurs de tensions en deuxième lieu.

# **Chapitre IV**

Simulation du modèle de la MASDS  
alimentée en tension

## 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 programme de simulation sous environnement Matlab/Simulink du system portant la MASDS et son alimentation. Dans un premier temps les deux bobinages statoriques de la machine seront alimentés par des tensions purement sinusoïdales, après ils seront connectés par deux onduleurs de tension.

Des résultats de simulation de la machine avec les deux types d'alimentation seront présentés et discutés

## IV.2 Alimentation de la machine par des sources de tensions purement sinusoïdales

### IV.2.1 Equations des tensions d'alimentation de la machine

Les équations des tensions alimentant les phases du stator 1 :

$$v_{as1} = V_{\max} \cdot \sin(\omega t) \quad (\text{IV-1})$$

$$v_{bs1} = V_{\max} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{IV-2})$$

$$v_{cs1} = V_{\max} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{IV-3})$$

Les équations des tensions alimentant les phases du stator 2 :

$$v_{as2} = V_{\max} \cdot \sin(\omega t) \quad (\text{IV-4})$$

$$v_{bs2} = V_{\max} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{IV-5})$$

$$v_{cs2} = V_{\max} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{IV-6})$$

Les deux systèmes de tensions alimentant les deux bobinages statoriques sont identiques parce que le décalage angulaire entre eux est de  $0^\circ$ .

### IV.2.2 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.

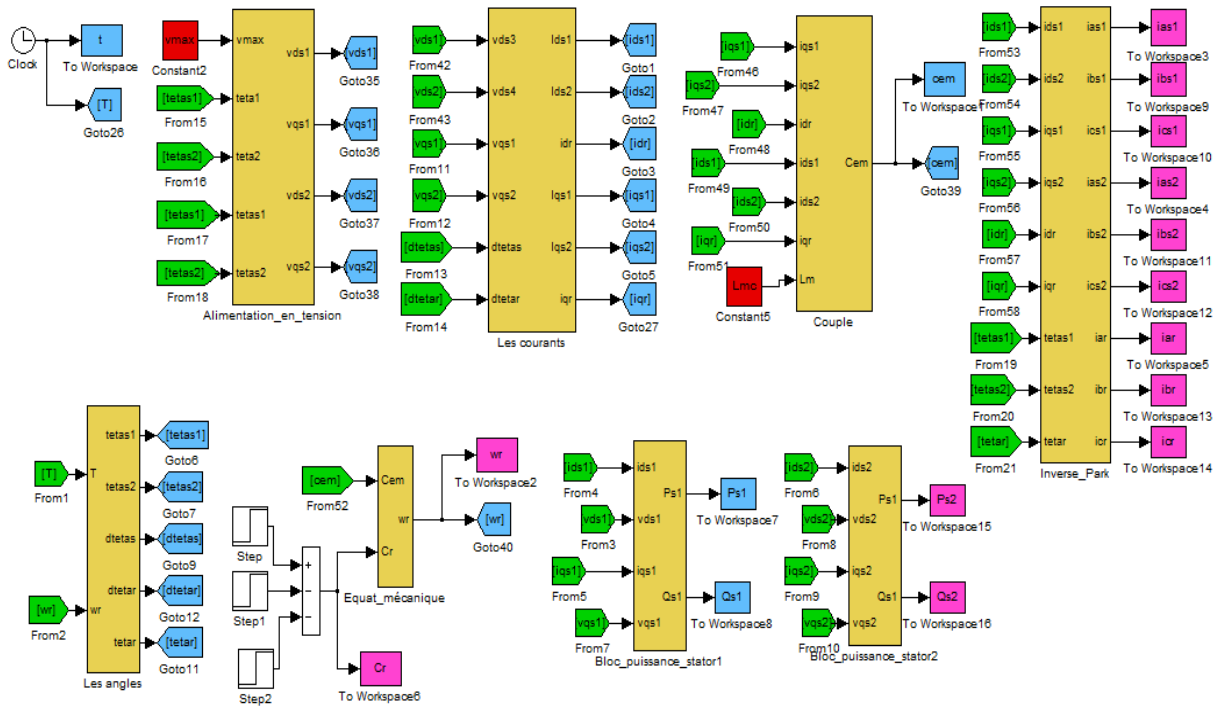


Figure IV.1 Schéma de simulation de la MASDS

### IV.2.3 Résultats de simulation et interprétation

Dans ce cas la machine dont les paramètres sont donnés dans ‘Annexe C’ 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 et en charge sont présentés par les figures ci-après :

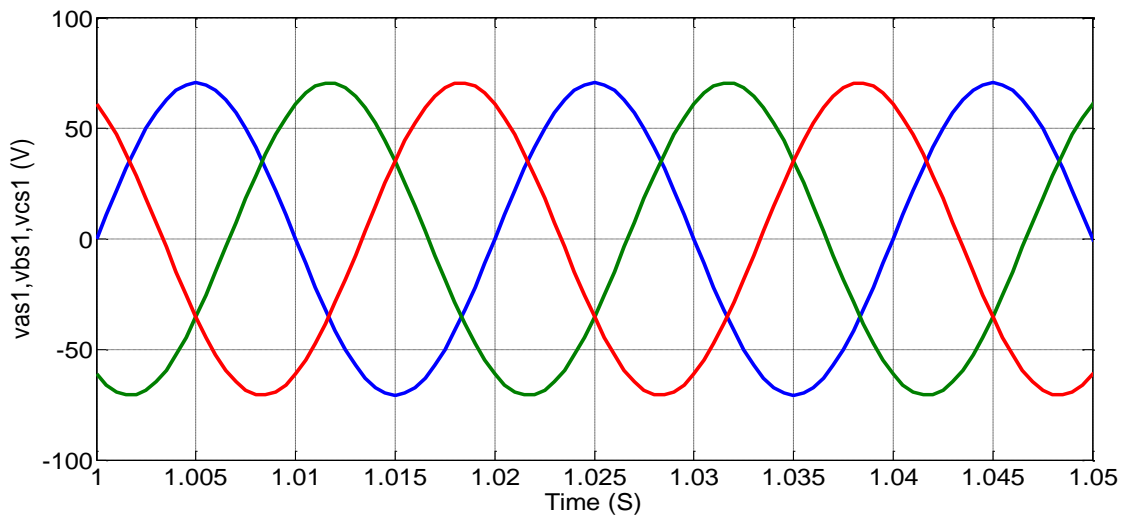


Figure IV.2 Allure des tensions d'alimentation

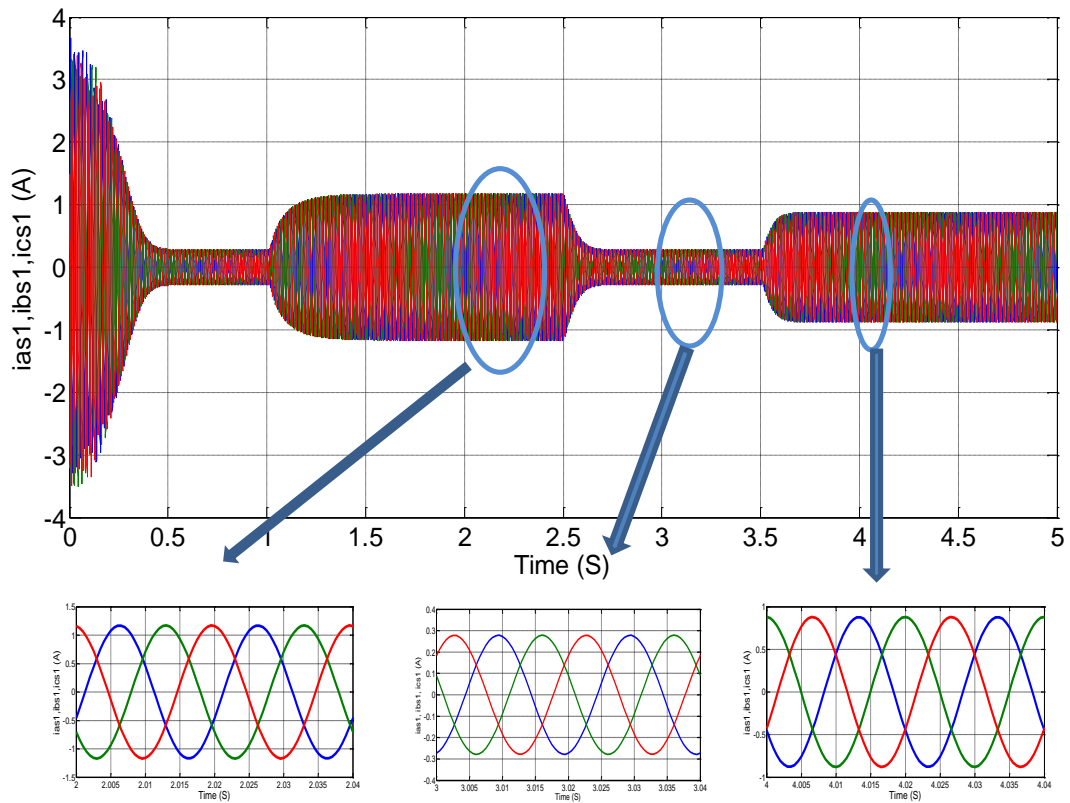


Figure IV.3 Allure des courants des phases statoriques et leurs zooms

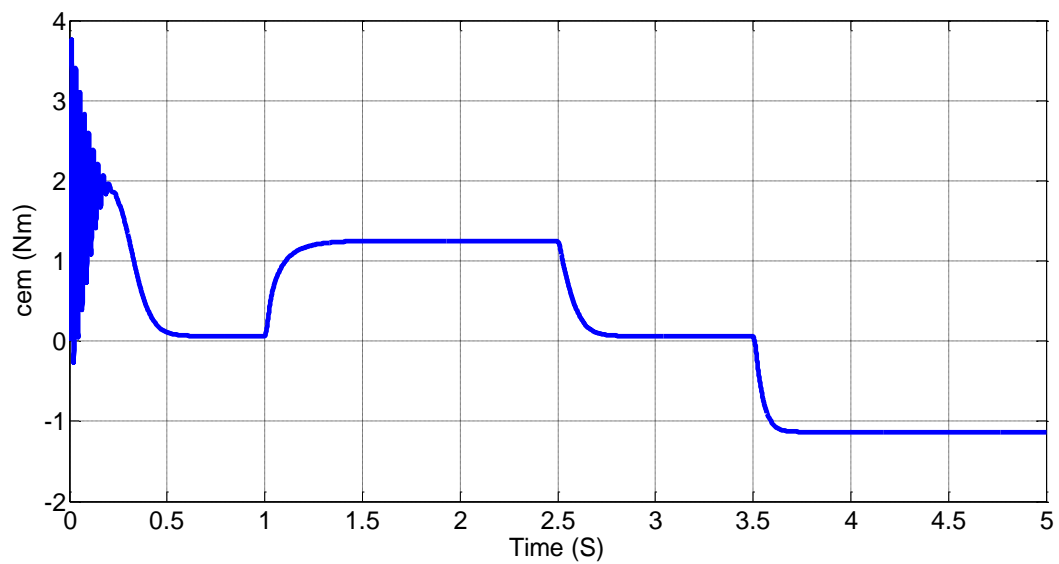


Figure IV.4 Allure du couple électromagnétique

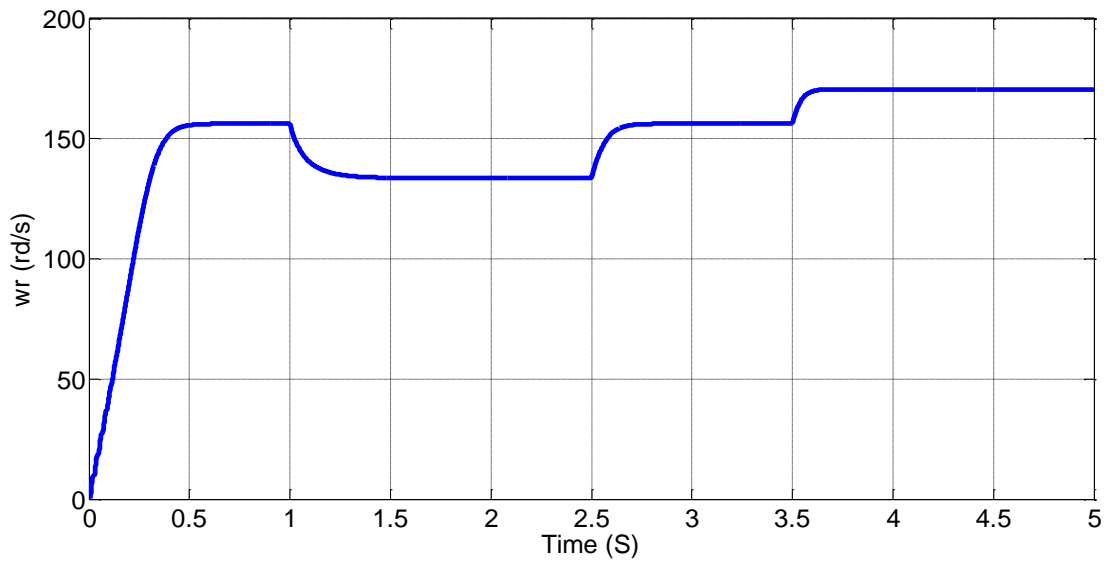


Figure IV.5 Allure de la vitesse de rotation (rad/s)

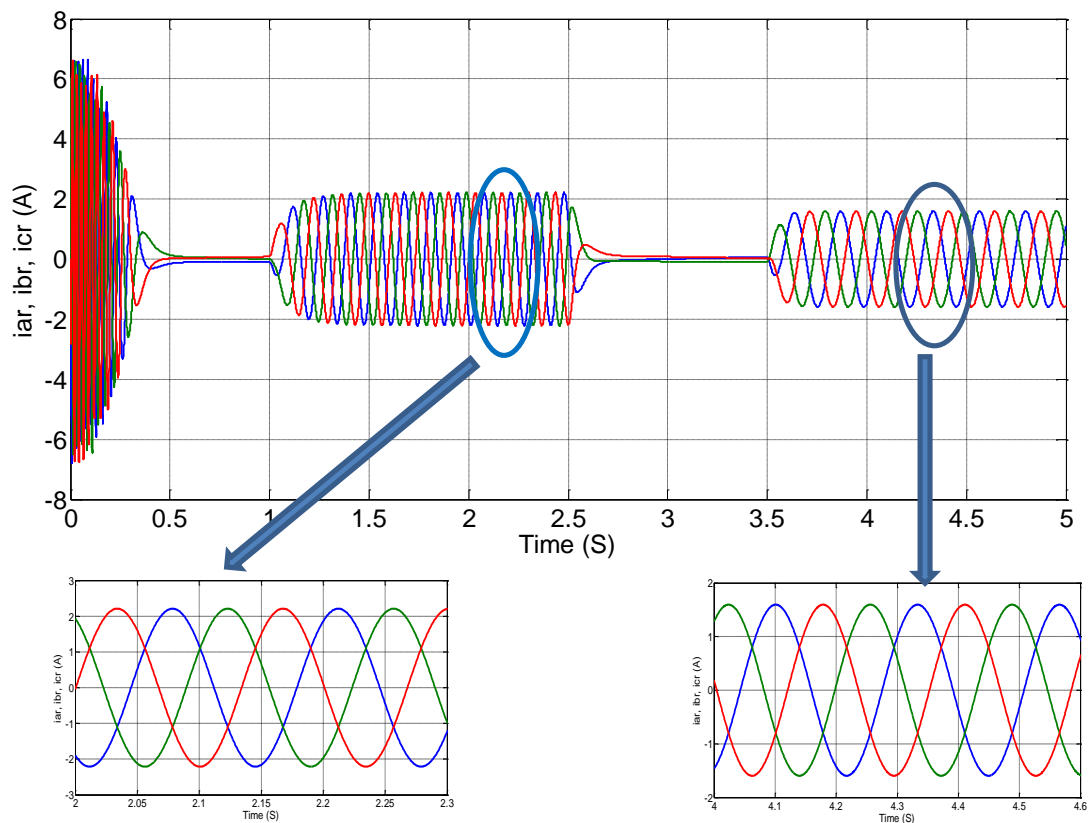


Figure IV.6 Allure des courants des phases rotoriques de la machine et leurs zooms

Les figures précédentes représentent les résultats de simulation de la MASDS alimentée par des sources purement sinusoïdales, des couples résistants de valeurs  $C_r=1,2$  Nm et  $C_r=-1,2$  Nm sont appliqués respectivement aux instants :  $t=1$ s et  $t=3,5$ s.

- La figure (IV.2) représente les tensions d'alimentation en tension des trois phases de chaque bobinage statoriques. Ces tensions des trois phases sont purement sinusoïdales et sont déphasées l'une par rapport à l'autre d'un angle de  $2\pi/3$ .
- La figure (IV. 3) caractérise les allures des courants statoriques avec leurs zooms En régime transitoire ce courant atteint un pic de 3,5A ce qui signifie que la machine consomme des courants importants au démarrage. A travers les zooms de ces courants nous pouvons constater que le courant de la machine à vide est très faible il est égal à 0,27 A, il atteint une valeur de 1,1 A durant la période de l'application d'un couple résistant de 1,2 Nm. Lorsqu'un couple de  $C_r=-1,2$  Nm est appliqué le courant dans les enroulements des phases statoriques atteint 0,8 A.
- Au démarrage, le couple électromagnétique présente un pic important et des oscillations comme indiqué sur la Figure (IV. 4), à vide il est presque nul mais il se stabilise à la valeur du couple résistant appliqué qui est de 1,2 Nm dans l'intervalle [1s-2,5s] et de -1,2 Nm dans l'intervalle [3,5s-5s].
- La figure (IV.5), nous renseigne sur la vitesse de rotation de la machine. Celle-ci augmente progressivement jusqu'à atteindre la vitesse synchrone qui avoisine 157 rd/s correspondant à 1500 tr/mn. Durant l'intervalle [1s-2,5s], elle descend pour atteindre 130 rd/s ce qui explique le fonctionnement de la machine en mode hypo-synchrone. Son mode de fonctionnement en régime hyper synchrone apparait au niveau de l'intervalle [3,5s-5s] où la vitesse de rotation dépasse la vitesse de synchronisme pour atteindre une valeur de 170 rd/s.
- Quant au courant rotorique il est représenté par la figure (IV.6), il atteint une amplitude de 6,3A, il se stabilise en régime permanent à une amplitude d'environ 0,1 A. Cette faible amplitude en régime permanent 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 des courants rotoriques vari d'un régime à un autre, elle dépend du glissement conformément à la relation  $f_r=g*f_s$ .

### IV.3 Alimentation de la machine par des onduleurs de tensions

Après avoir présenté les résultats de simulation du modèle de la machine asynchrone à double stator alimentée par des tensions triphasées équilibrés purement sinusoïdales, nous allons dans cette partie alimenter les deux stators de la machine par deux onduleurs de tension. Ces onduleurs sont de commande par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

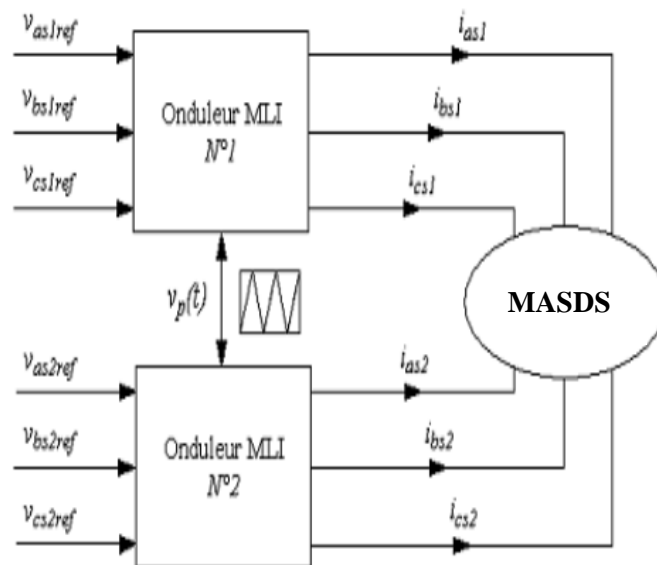


Figure IV.7 Association MASDS-convertisseur de tension à commande M.L.I

#### V.3.1 Modélisation de l'onduleur

Pour nous permettre d'élaborer le modèle de l'onduleur, nous avons considéré que les interrupteurs sont parfaits.

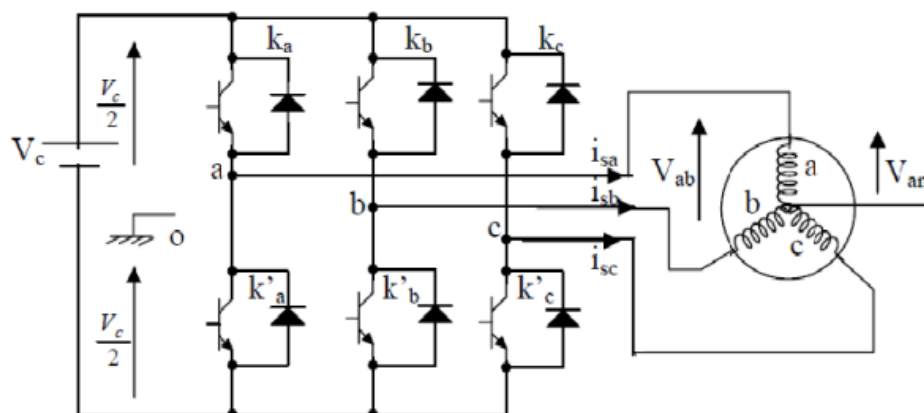


Figure IV.8 Schéma de l'alimentation d'un seul stator par onduleur

Chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

1 : l'interrupteur est ouvert.

0 : l'interrupteur est fermé.

Dans cette stratégie de commande les interrupteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire.

Avec :  $S_i + \bar{S}_i = 1$  et  $i = 1...3$ .

Les trois tensions composées  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  et  $v_{ca}$ , en prenant en considération le point fictif "o" peuvent s'écrire :

$$v_{ab} = v_{ao} + v_{ob} = v_{ao} - v_{bo} \quad (\text{IV-7})$$

$$v_{bc} = v_{bo} + v_{oc} = v_{bo} - v_{co} \quad (\text{IV-8})$$

$$v_{ca} = v_{co} + v_{oa} = v_{co} - v_{ao} \quad (\text{IV-9})$$

$v_{ao}$ ,  $v_{bo}$  et  $v_{co}$  Sont des tensions d'entrée du convertisseur c.à.d. des tensions continues. Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif (coté machine). On peut avoir aussi :

$$v_{ao} = v_{an} + v_{no} \quad (\text{IV-10})$$

$$v_{bo} = v_{bn} + v_{no} \quad (\text{IV-11})$$

$$v_{co} = v_{cn} + v_{no} \quad (\text{IV-12})$$

Avec  $v_{no}$  la tension fictive entre le neutre de la machine et le point fictif d'indice "o".

Les tensions simples  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  et  $v_{cn}$  (tension de sortie) forment un système triphasé équilibré, tel que :  $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$  (IV-13)

La substitution de ((IV-10), (IV-11), (IV-12)) dans (IV-13) donne :

$$v_{no} = \frac{1}{3} \cdot (v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{IV-14})$$

En remplaçant respectivement l'équation (IV-13) dans les équations ((IV-10), (IV-11), (IV-12)), on obtient :

$$v_{an} = \frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} - \frac{2}{3}v_{co} \quad (IV-15)$$

$$v_{bn} = \frac{1}{3}v_{ao} + \frac{2}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \quad (IV-16)$$

$$v_{cn} = -\frac{1}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} + \frac{2}{3}v_{co} \quad (IV-17)$$

L'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu alternatif (DC → AC)

$$[v_{AC}] = [T] \cdot [v_{DC}] \quad (IV-18)$$

$$\begin{pmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{pmatrix} = \frac{v_c}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{pmatrix} \quad (IV-19)$$

$$[T] = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (IV-20)$$

Beaucoup de documents ont traité la modélisation de l'onduleur, on trouve parmi ces derniers [9], [10], [11].

### IV.3.2 Technique de commande MLI sinus-triangle

La modulation de largeur d'impulsion (en anglo-saxon Pulse Width Modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables.

L'essor de la MLI est lié aux progrès sur les semi-conducteurs de puissance ; l'augmentation du nombre des commutations entraînerait des pertes excessives si on n'avait pas réussi à réduire les pertes à chacune des commutations [11]. La MLI permet de :

- Repousser les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées
- Faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie. Si les références forment

un système triphasé équilibré de grandeurs sinusoïdales on obtient à la sortie de l'onduleur des ondes de tensions dont les valeurs moyenne forment elle aussi un système triphasé équilibré. On parle dans ce cas-ci d'une modulation sinus triangle. Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$v_{as1-ref} = V_m \cdot \sin(2\pi f) \quad (\text{IV-21})$$

$$v_{bs1-ref} = V_m \cdot \sin\left(2\pi f - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{IV-22})$$

$$v_{cs1-ref} = V_m \cdot \sin\left(2\pi f + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{IV-23})$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[ 4 \left( \frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{Si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[ -4 \left( \frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{Si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{IV-24})$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

L'indice de modulation  $m$  égale au rapport de la fréquence de la porteuse  $f_p$  sur la fréquence du modulante  $f_o$

$$m = \frac{f_p}{f_o} \quad (\text{IV-25})$$

Le coefficient de réglage en tension «  $r$  » égal au rapport de l'amplitude de référence  $V_o$  sur

l'amplitude de la porteuse.  $r = \frac{V_o}{V_p}$

(IV-26)

Les deux stators de la machine sont alimentés par deux systèmes triphasés de tension délivrés par deux onduleurs, donc le schéma Simulink est donné par la figure IV.9.

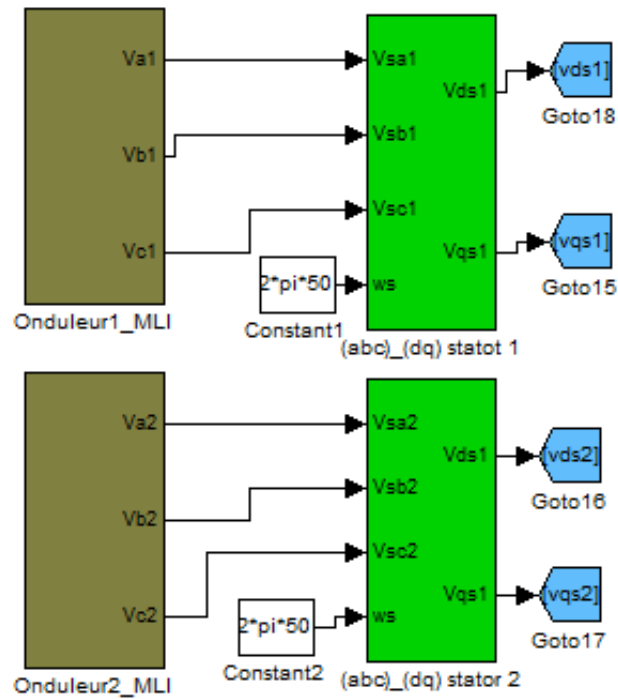


Figure IV.9 Blocs Simulink des onduleurs alimentant les deux stators de la MASDS

### IV.3.3 Résultats de simulation et interprétation

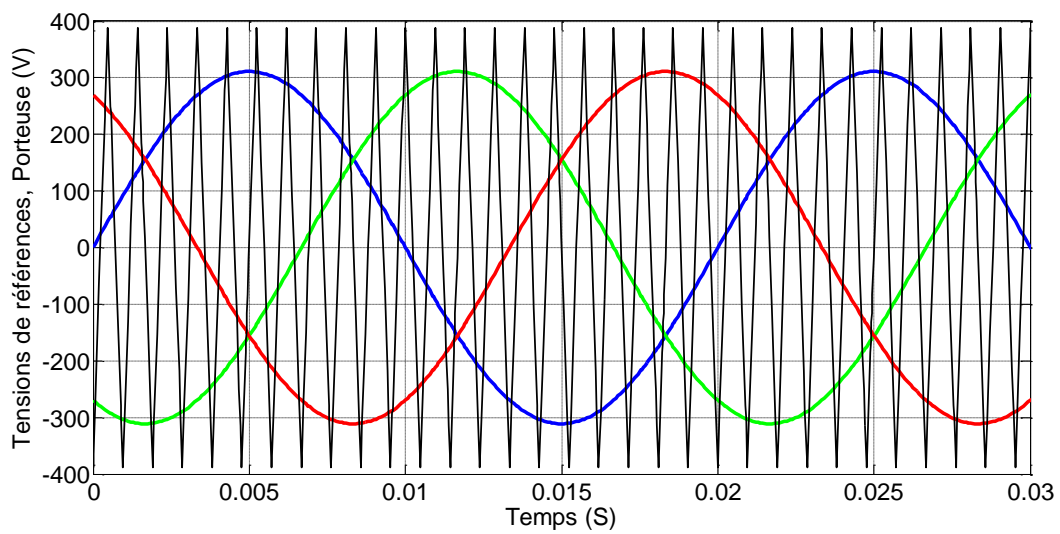


Figure IV.10 Allure des tensions de références et de la porteuse

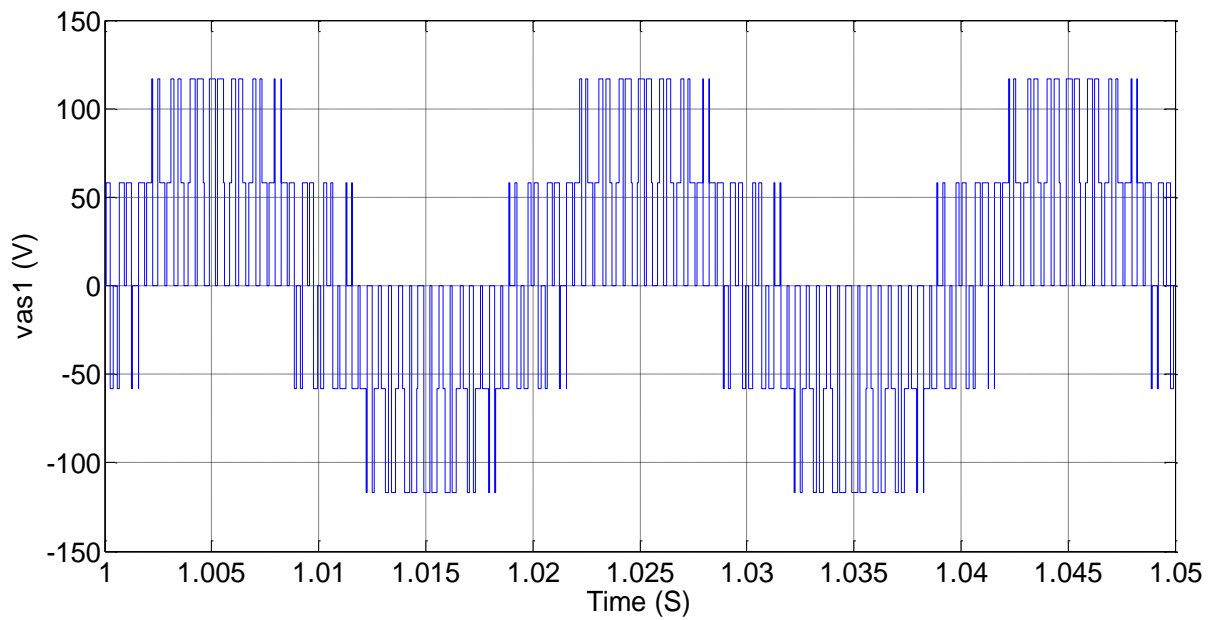


Figure IV.11 Allure de tension de la phase (a) d'un stator

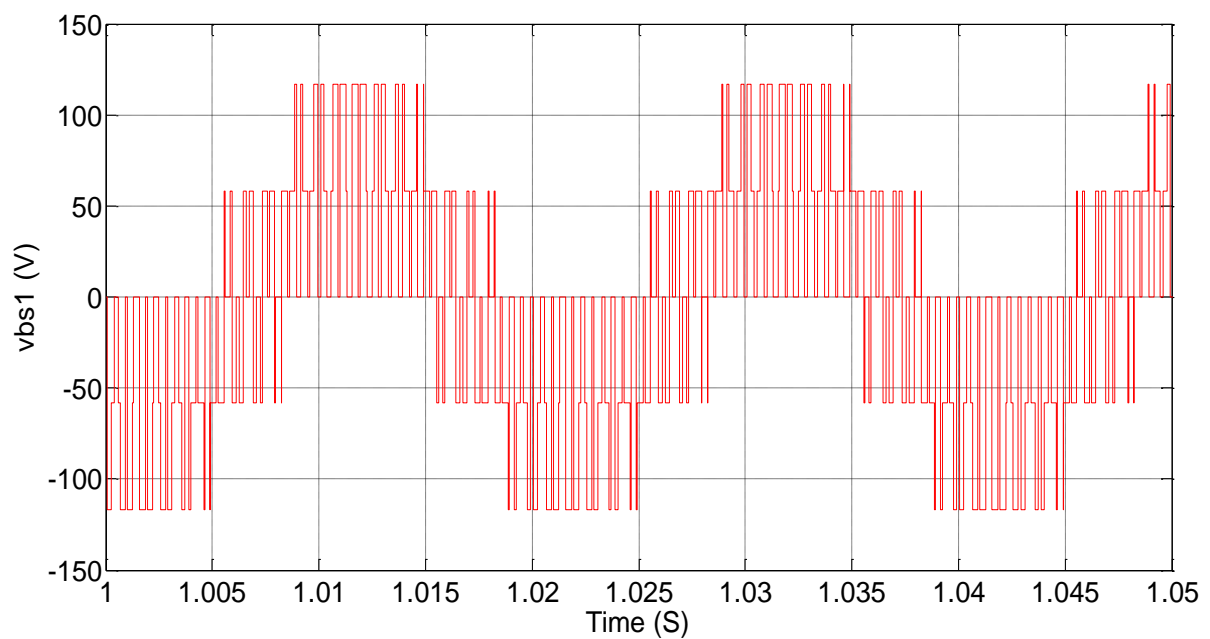


Figure IV.12 Allure de tension de la phase (b) d'un stator

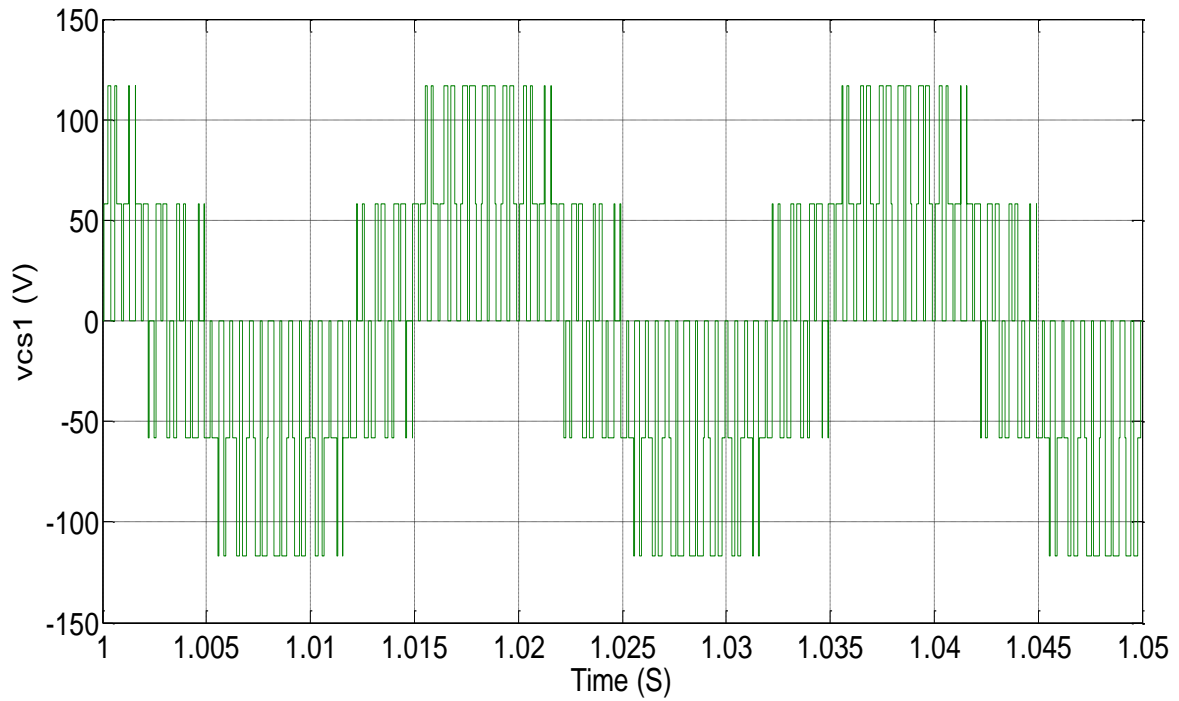


Figure IV.13 Allure de tension de la phase (c) d'un stator

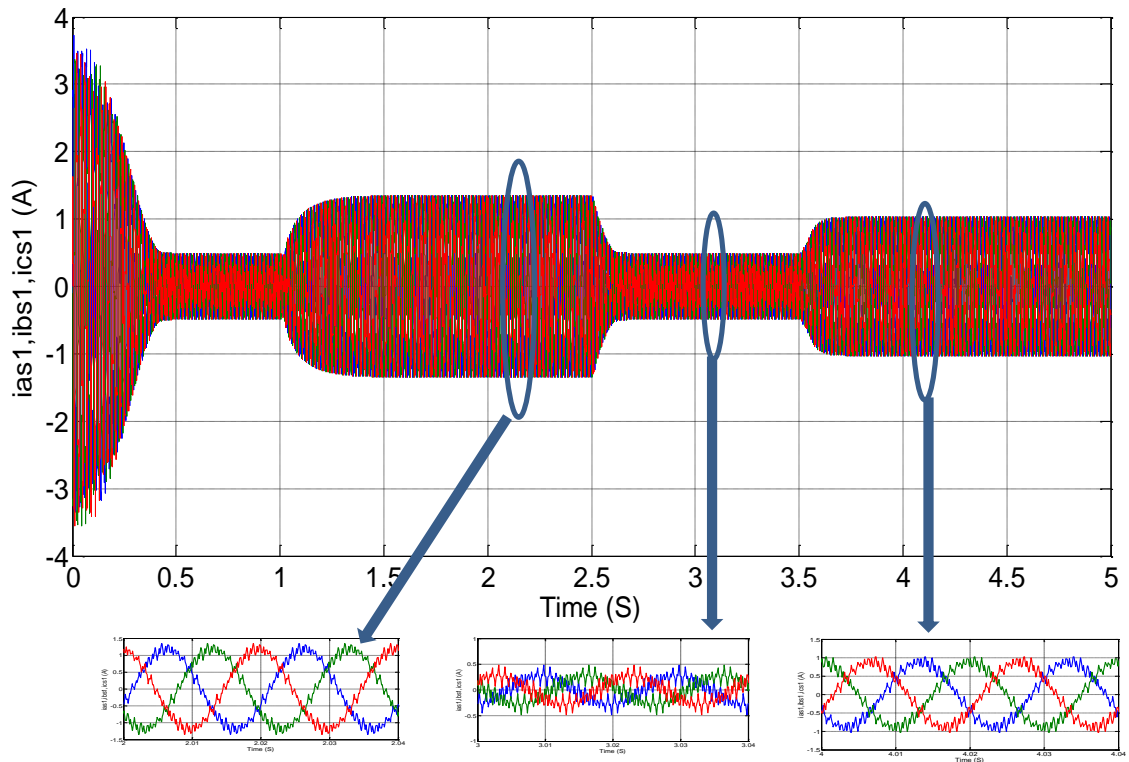


Figure IV.14 Allure des courants des phases statoriques et leurs zooms

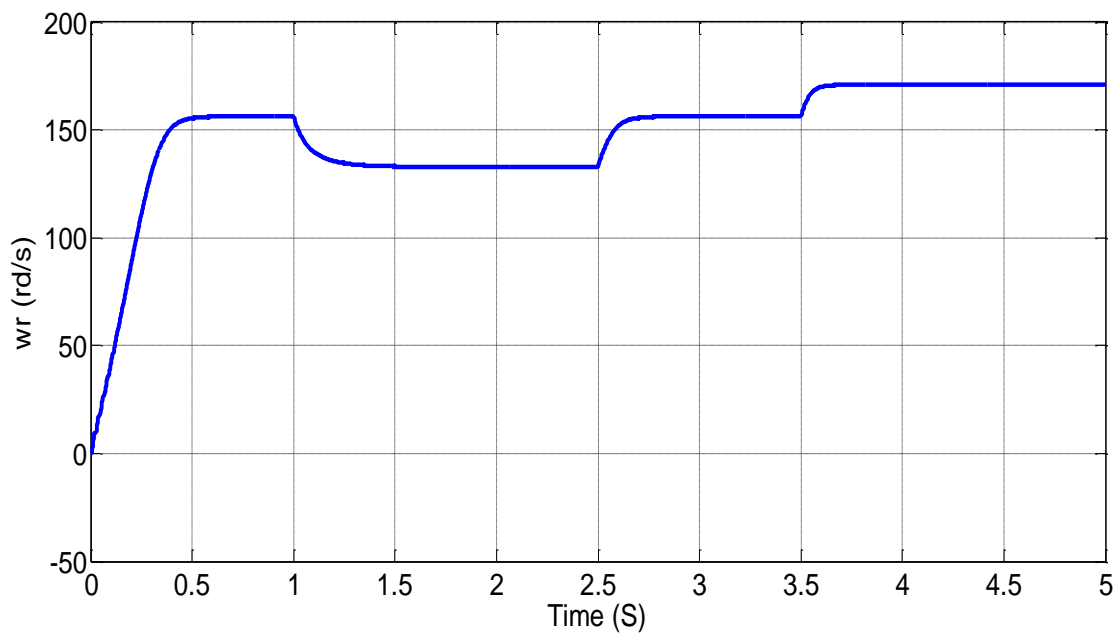


Figure IV.15 Allure de la vitesse de rotation (rad/s)

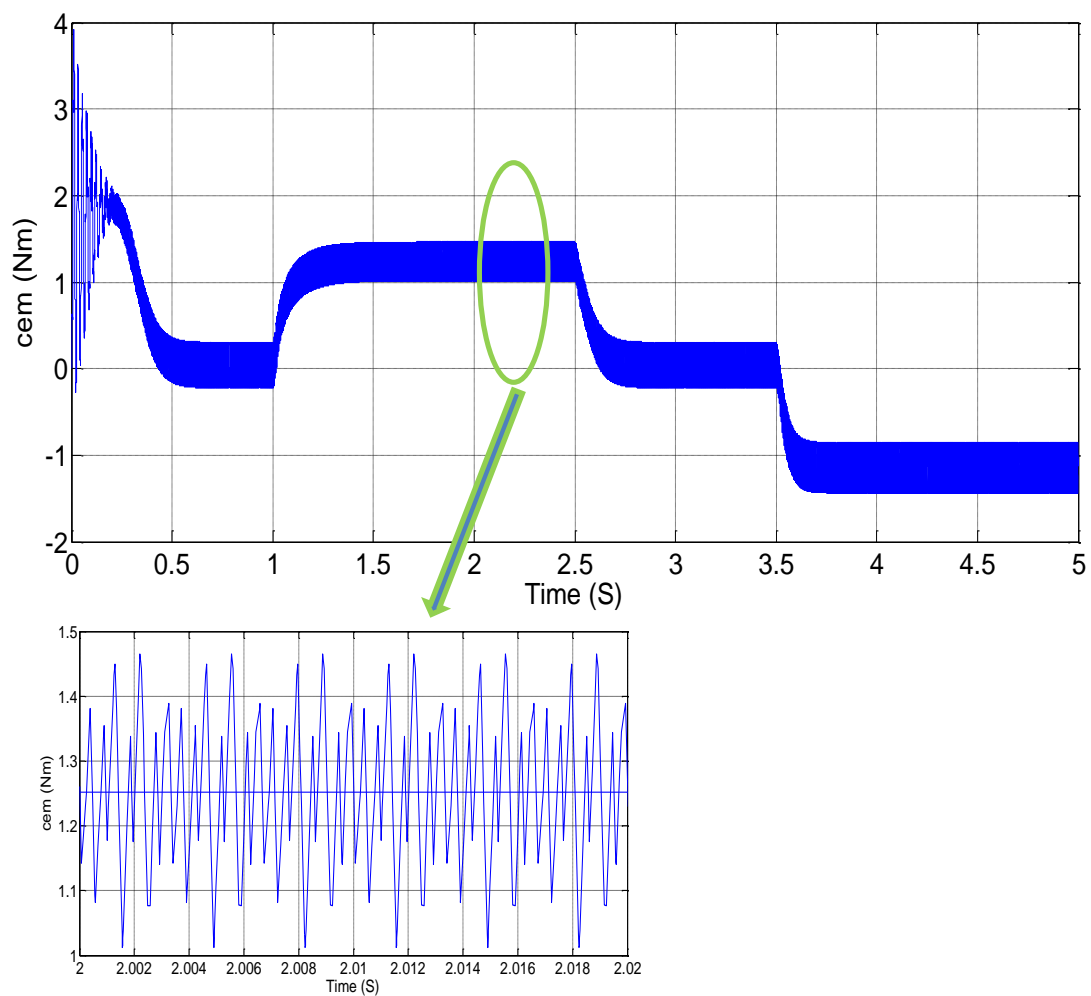


Figure IV.16 Allure du couple électromagnétique et son zoom

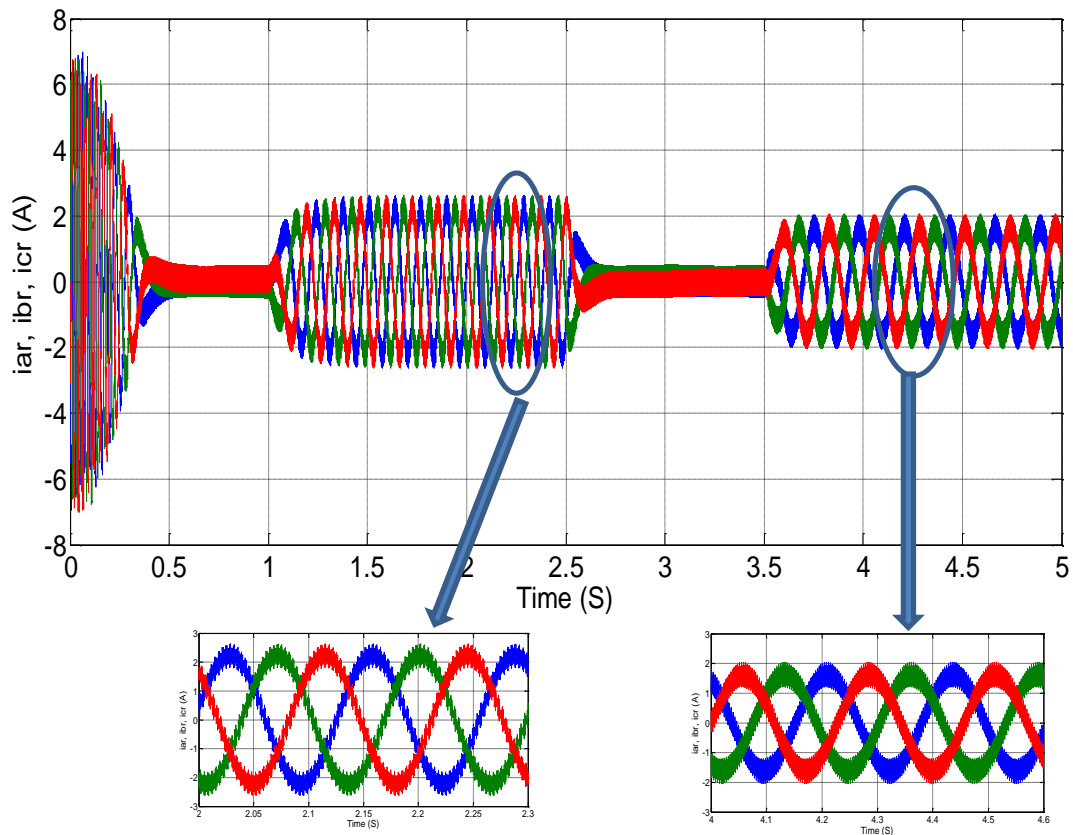


Figure IV.17 Allure des courants des phases rotoriques de la machine et leurs zooms

Les figures précédentes représentent les résultats de simulation de la MASDS alimentée par deux onduleurs de tension à commande à MLI Sinus-Triangle dont  $r = 0.8$  et  $m = 21$ , suivi de l'application d'une charge  $Cr=1.2$  (N.m) à l'instant ( $t=1s$ ) et  $Cr=-1.2$  (N.m) à l'instant ( $t=3.5s$ ).

- Les figures (IV.11), (IV.12) et (IV.13) représentent les tensions des phases à la sortie de l'onduleur à MLI. Cette figure montre bien les deux niveaux des tensions à la sortie de l'onduleur simple niveau. Ces tensions des trois phases de chaque bobinage statorique sont déphasées l'une par rapport à l'autre d'un angle de  $(2\pi/3)$ .
- A travers les courbes des courants statoriques schématisés dans la figure (IV.14), nous pouvons constater qu'ils atteignent les mêmes valeurs que celles de l'alimentation de la machine par des sources de tensions purement sinusoïdales, mais dans ce cas elles présentent des fluctuations ou des ondulations très visibles.
- D'après la figure (IV.15), nous constatons que les vitesses de rotation pour les deux cas de l'alimentation de la machine sont presque similaires.
- La figure (IV.16) représente l'évolution du couple électromagnétique de la machine qui

est similaire à celle obtenue dans le cas de l'alimentation de la machine par des sources purement sinusoïdales mais présentant des ondulations très apparentes. Celles-ci sont dues principalement aux harmoniques délivrés par les onduleurs, qui se répercutent essentiellement sur le couple électromagnétique de la machine.

- Les mêmes remarques constatées au niveaux des courants statoriques sont présentes au niveau courants rotoriques mais avec des amplitudes des ondulations plus apparentes au niveau des courants rotoriques (voir figure (IV.17)).

#### **IV.4 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons étudié le comportement de la machine lorsqu'elle est alimentée par deux types d'alimentations en tension

Pour ce faire, nous avons développé un programme de simulation sous environnement Matlab/Simulink de la machine ainsi que de son alimentation. Initialement nous avons effectué la simulation de la machine alimentée par des sources de tension purement sinusoïdales, puis nous l'avons alimenté par deux onduleurs de tension avec la stratégie de commande à MLI.

Les résultats de simulation sont présentés et interprétés pour chaque type d'alimentation. A travers l'analyse de ces résultats nous avons constaté que les résultats de l'alimentation de la machine par des onduleurs présentent des ondulations ou des fluctuations très apparentes au niveau de la courbe du couple électromagnétique, des courants statoriques ainsi qu'aux niveaux des courants rotoriques. Ceci est causé par la présence des onduleurs qui représentent des sources d'harmoniques.

# Conclusion générale et perspectives

Les travaux présentés dans ce mémoire consistent en l'identification, la modélisation et la simulation d'une machine asynchrone à double stator alimentée en tension.

La machine asynchrone à double alimentation possède plusieurs avantages qui lui permettent d'être utilisée pratiquement dans tous les secteurs industriels, notamment dans les systèmes de production de l'énergie éolienne. Malgré ces avantages, ce type de machines présente quelques inconvénients, comme la réduction de sa fiabilité ainsi que l'augmentation des frais de maintenance qui sont engendrés par la présence du système balais-bagues. Dans le chapitre I quelques rappels sur ces deux catégories de machines sont présentés.

Dans le chapitre II, nous avons effectué une identification par la méthode itérative des paramètres d'une MASDS de puissance 1.1 kW par stator a été présentée, une comparaison des valeurs de ces paramètres avec celles obtenus par la méthode classique d'identification a été effectuée.

Le troisième chapitre a été réservé à la modélisation de la machine asynchrone à cage et portant deux bobinages également connue sous le nom de machine asynchrone à double stator, la machine ayant fait l'objet de notre étude a été fabriquée par l'entreprise « ELECTROINDUSTRIES » 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.

Le chapitre quatre a été dédié à l'exploitation du modèle établi dans le chapitre III. En se basant sur les différentes équations caractérisant le modèle de la machine, nous avons développé un programme de simulation sous environnement Matlab/Simulink. Puis nous avons procédé à la simulation du modèle en supposant que les deux stators de celle-ci sont alimentés par des sources de tension triphasées purement sinusoïdales dans un premier temps puis alimentés par des onduleurs à M.L.I. Les résultats de simulation obtenus ont été présentés et discutés.

A partir des résultats obtenus pour les deux cas d'alimentation de la machine nous pouvons constater que les allures des différentes grandeurs de la machine à savoir les courants statoriques, les courants rotoriques ainsi que le couple électromagnétique présente des ondulations considérables par rapport au cas de l'alimentation de la machine par des sources de tension purement sinusoïdales.

Pour permettre l'exploitation du modèle de cette machine et dans le cadre de l'amélioration de ce présent travail nous proposons les perspectives suivantes :

1. Proposer d'autres méthodes d'identification des paramètres de la machine pour pour la confirmation des valeurs des paramètres précédemment identifiés.
2. Alimentation de la machine par d'autres convertisseurs qui permettront le perfectionnement ou du moins l'amélioration des résultats obtenus dans ce travail.
3. Réalisation pratique de l'alimentation en tension de la machine pour pouvoir comparer les résultats obtenus théoriquement.

# **Annexes**

**Détails des équations magnétiques :**

$$\left( \varphi_{ps1} \right) = P(\theta_{s1}) [L_{ss1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1}) + P(\theta_{s1}) [L_{s1s2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2}) + P(\theta_{s1}) [L_{s1r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr})$$

$$P(\theta_{s1}) [L_{ss1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} =$$

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

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

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

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

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

$$\left( \varphi_{ps2} \right) = P(\theta_{s2}) [L_{s2s1}] \cdot P(\theta_{s1})^{-1} \cdot (i_{ps1}) + P(\theta_{s2}) [L_{ss2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} \cdot (i_{ps2}) + P(\theta_{s2}) [L_{s2r}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{pr})$$

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

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

$$\underline{P(\theta_{s2})[L_{ss2}] \cdot P(\theta_{s2})^{-1} =}$$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

### Quelques relations trigonométriques utiles au calcul :

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$$P(\theta_{s1})[L_{ss1}].P(\theta_{s1})^{-1} = P(\theta_{s2})[L_{ss2}].P(\theta_{s2})^{-1} = \begin{pmatrix} L_s + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L_s + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{pmatrix}$$

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

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

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

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

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

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

Calculons d'abord le produit :

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

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

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

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

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

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

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

$$A_{13} = 0$$

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

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

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

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

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

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

$$A_{23} = 0$$

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

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

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

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

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

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

$$A_{33} = 0$$

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

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

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

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

**Calculons d'abord le produit :**

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

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

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

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

**Le même calcul que précédemment donne :**

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

$$A_{13} = 0$$

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

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

$$A_{23} = 0$$

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

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

$$A_{33} = 0$$

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

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

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

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

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

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

### 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 :

$$\frac{d\theta_R}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_{S1}}{dt} = \frac{d\theta_{gl}}{dt} = \omega_r$$

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

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

$$+ \left\{ \left( L_{s2} \cdot i_{ds2} + L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \right) \cdot i_{qs2} - \left( L_{s2} \cdot i_{qs2} + L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \right) \cdot i_{ds2} \right\}$$

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

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

#### 3. Référentiel immobile par rapport au champ tournant :

$$\frac{d\theta_{S1}}{dt} = \omega_s \Rightarrow \frac{d\theta_{gl}}{dt} = \omega_r = \omega_s - \frac{d\theta_R}{dt} \Rightarrow \frac{d\theta_R}{dt} = \omega_s - \omega_r$$

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

$$\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_{q1} + 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}$$

**Expression des courants**  $i_{ds2}$ ,  $i_{dm}$ ,  $i_{qs2}$  et  $i_{qm}$  :

$$\begin{aligned}
\frac{di_{ds2}}{dt} &= \left( \frac{1}{D} \right) * \left\{ \begin{aligned} &x_{21} * \left\{ v_{ds1} - R_s \cdot i_{ds1} + L_s \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{qs1} + L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{qm} \right\} + \\ &x_{22} * \left\{ v_{ds2} - R_s \cdot i_{ds2} + L_s \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot i_{qs2} + L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{qm} \right\} + \\ &x_{23} * \left\{ v_{dr} + R_r \cdot i_{ds1} + R_r \cdot i_{ds2} - R_r \cdot i_{dm} - L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{qs1} - L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{qs2} + L_{mr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{qm} \right\} \end{aligned} \right\} \\
\frac{di_{dm}}{dt} &= \left( \frac{1}{D} \right) * \left\{ \begin{aligned} &x_{31} * \left\{ v_{ds1} - R_s \cdot i_{ds1} + L_s \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{qs1} + L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{qm} \right\} + \\ &x_{32} * \left\{ v_{ds2} - R_s \cdot i_{ds2} + L_s \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot i_{qs2} + L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{qm} \right\} + \\ &x_{33} * \left\{ v_{dr} + R_r \cdot i_{ds1} + R_r \cdot i_{ds2} - R_r \cdot i_{dm} - L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{qs1} - L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{qs2} + L_{mr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{qm} \right\} \end{aligned} \right\}
\end{aligned}$$

$$\frac{di_{qs2}}{dt} = \left(\frac{1}{D}\right) * \left\{ \begin{array}{l} x_{21} * \left\{ v_{qs1} - R_s \cdot i_{ss1} - L_s \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{ds1} - L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{dm} \right\} + \\ x_{22} * \left\{ v_{qs2} - R_s \cdot i_{qs2} - L_s \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot i_{ds2} - L_m \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot i_{dm} \right\} + \\ x_{23} * \left\{ v_{qr} + R_r \cdot i_{qs1} + R_r \cdot i_{qs2} - R_r \cdot i_{qm} + L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{ds1} + L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{ds2} - L_{mr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{dm} \right\} \end{array} \right\}$$

$$\frac{di_{qm}}{dt} = \left(\frac{1}{D}\right) * \left\{ \begin{array}{l} x_{31} * \left\{ v_{qs1} - R_s \cdot i_{ss1} - L_s \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{ds1} - L_m \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \cdot i_{dm} \right\} + \\ x_{32} * \left\{ v_{qs2} - R_s \cdot i_{qs2} - L_s \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot i_{ds2} - L_m \cdot \frac{d\theta_{s2}}{dt} \cdot i_{dm} \right\} + \\ x_{33} * \left\{ v_{qr} + R_r \cdot i_{qs1} + R_r \cdot i_{qs2} - R_r \cdot i_{qm} + L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{ds1} + L_r \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{ds2} - L_{mr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{dm} \right\} \end{array} \right\}$$

**Paramètres de la machine asynchrone à double stator**

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



- [1] L. BENALIA « commande en tension des moteurs à induction double alimentés », Thèse de Doctorat, Université Batna.2010.
- [2] F. LOUNNAS, « contribution à la modélisation et la commande d'un système de conversion de l'énergie éolienne à base d'une machine asynchrone à double stator », Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri De Tizi Ouzou.2021.
- [3] S. HEIER. Grid integration of wind energy conversion systems. Publications John Wiley Sons, 1998.
- [4] L. REFOUFI B.A.T. ALZAHAWI, A.G. Jack. Analysis and modeling of the steady state behavior of the static Kramer induction generator. IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume 14, Issue 3, pp.333-339, 1999.
- [5] H. AMIMEUR, “Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par Mode de glissement” Mémoire de Magister, Université El Hadj Lakhdar, Batna 2008.
- [6] L. HABCHI, S. BENOUARAB « Modélisation, identification et simulation d'une machine asynchrone à double stator » Mémoire de fin d'études. Université Mouloud Mammeri De Tizi Ouzou.2018.
- [7] M. METROUH, R. MOUSSI, « Identification d'une machine asynchrone à cage » Mémoire de Master Académique. Université Mouloud Mammeri De Tizi Ouzou.2017.
- [8] A. LOUNI, M. ALLOUCHENE « Identification des paramètres électriques de la machine asynchrone à cage d'écureuil » Mémoire de fin d'études. Université Mouloud Mammeri De Tizi Ouzou.2011- 2012.
- [9] S. KHELFA, “Commande Vectorielle d'une Machine à Induction ; Impacts de : la Saturation de la Machine et la Modulation du Convertisseur,” mémoire de magister. Université de Batna. Algérie, (2001).
- [10] G. SEGUIER, R. BAUSIERE, “Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance” la Conversion DC-AC,” volume 04. pp 147-200 France, (1995).
- [11] G. SEGUIER, “Electronique de Puissance, les fonctions de Base et leurs principales applications,” 7 Edition DUNOD, pp 275-349 France, (1999).

## **Résumé**

Le travail traité dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de l'identification, modélisation et simulation d'une machine asynchrone à double stator.

En plus de l'avantage de segmentation de puissance que présentent les machines multiphasées, elles contribuent à l'amélioration de la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes).

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) est très utilisée dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne en particulier et dans les systèmes d'entraînement électriques à vitesse variable en général. Ces systèmes qui font de plus en plus appel aux onduleurs. Mais la présence du système balais-bagues au niveau de ce type de machines réduit sa fiabilité et engendre des coûts de maintenance élevés. C'est ainsi qu'est née l'idée de faire appel à des machines dites sans balais (brushless).

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 Électrotechniques « ELECTRO-INDUSTRIES » d'Azazga (Tizi-Ouzou).

La première partie de ce travail porte sur l'utilisation de la méthode itérative pour l'identification des paramètres de la machine en question et la comparaison des valeurs obtenues avec celles identifiées par la méthode classique.

La deuxième partie traite de la modélisation de la MADS. Celle-ci est caractérisée par la présentation des différentes équations électriques, magnétiques et mécaniques de la machine dans le repère (a,b,c) et dans le repère (d, q). Puis en se basant sur ces équations de la machine, un programme de simulation sous Matlab/Simulink est élaboré à l'effet de procéder à la simulation de la machine à double stator alimentée en premier lieu par des sources de tension purement sinusoïdales puis en deuxième lieu par des onduleurs de tension avec une la stratégie de commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

A partir des résultats obtenus pour les deux cas d'alimentation de la machine nous pouvons constater que les allures des différentes grandeurs de la machine à savoir les courants statoriques, les courants rotoriques ainsi que le couple électromagnétique présente des ondulations considérables par rapport au cas de l'alimentation de la machine par des sources de tension purement sinusoïdales.

**Mots-clés :** *Machine asynchrone à double stator, Modélisation, identification, onduleurs de tension*

## **Abstract**

The study covered in this work deals with the identification, modeling and simulation of a double-stator induction machine.

In addition to the power segmentation advantage of multiphase machines, they contribute to improved reliability by offering the possibility of operating in degraded conditions (one or more phases open).

The doubly-fed induction machine (DFIM) is widely used in wind energy conversion systems in particular, and in variable-speed electric drive systems in general. These systems increasingly rely on inverters. But the presence of the brush-ring system in this type of machine reduces reliability and generates high maintenance costs. This led to the idea of using brushless machines.

The machine used in this work is a double-stator induction machine rated at 1.1 kW for each stator, 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 use of the iterative method to identify the parameters of the machine and the comparison of the values obtained with those identified by the classical method.

The second part deals with the modeling of the DSIM. This is characterized by the presentation of the various electrical, magnetic and mechanical equations of the machine in the (a,b,c) and (d,q) frames. Then, based on these machine equations, a simulation program in Matlab/Simulink is developed to simulate the dual-stator machine powered firstly by purely sinusoidal voltage sources and secondly by voltage inverters with a pulse-width modulation (PWM) control strategy.

From the results obtained for the two cases of machine supply, we can see that the curves of the various machine quantities, i.e. stator currents, rotor currents and electromagnetic torque, show considerable undulations compared with the case of machine supply by purely sinusoidal voltage sources.

**Keywords:** *Dual stator induction machine, Modeling, Identification, voltage inverters.*