

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



Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Mémoire de Fin de Cycle

Pour l'obtention du diplôme de Master en
Électrotechnique Industriel

Thème

**Commande en puissance d'une machine
asynchrone à double stator**

Réalisé par :

AIT EL HADI Zidane
&
SAAOUI Koceila

Encadré par :

Mr. OUARI Kamel

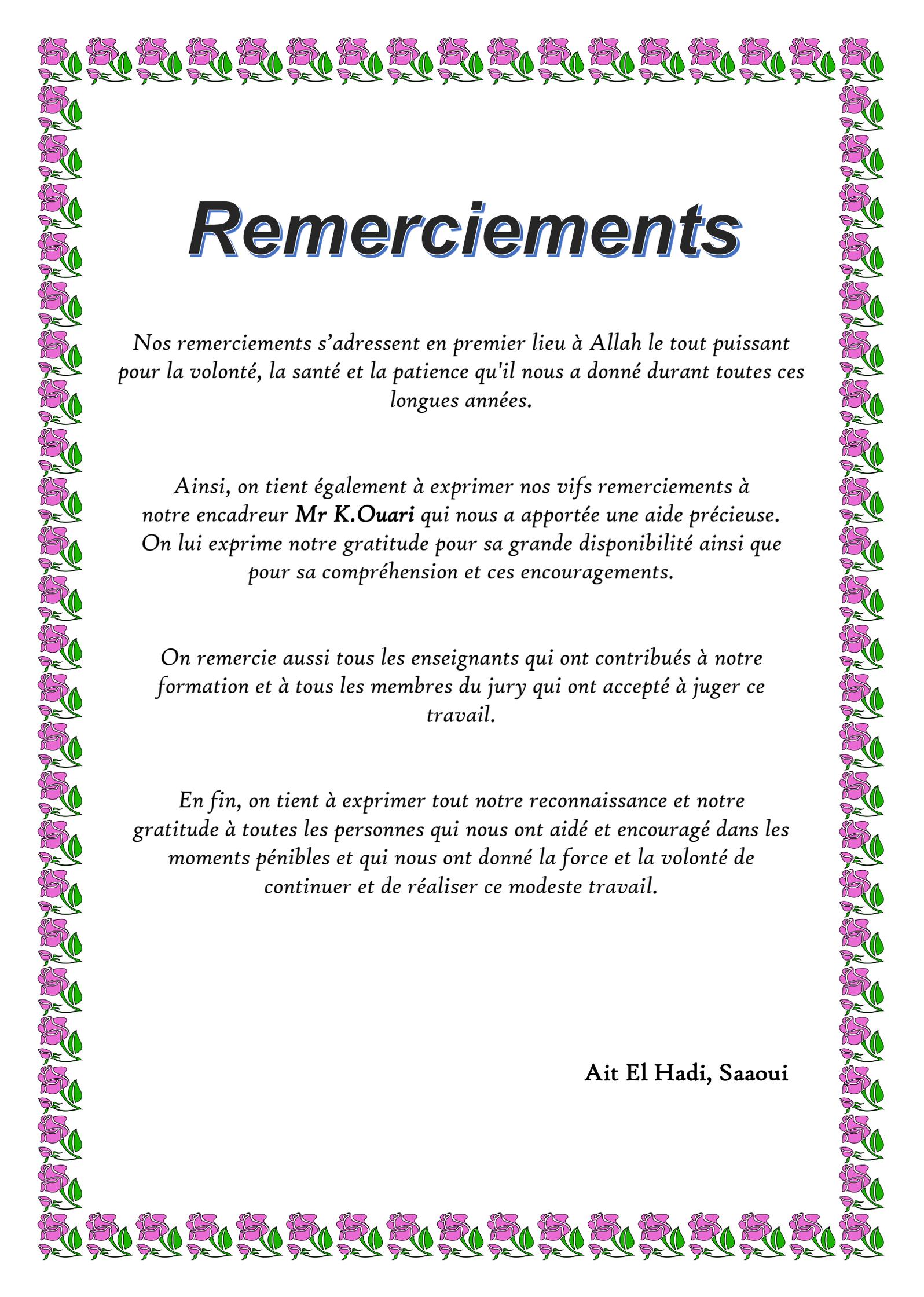
Examineurs :

Mr. GHEDAMSI Kaci

Mr. BOUDRIES Zoubir

Soutenance le : 13/10/2021

Année Universitaire : 2020/2021



Remerciements

Nos remerciements s'adressent en premier lieu à Allah le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

*Ainsi, on tient également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur **Mr K.Ouari** qui nous a apportée une aide précieuse. On lui exprime notre gratitude pour sa grande disponibilité ainsi que pour sa compréhension et ces encouragements.*

On remercie aussi tous les enseignants qui ont contribués à notre formation et à tous les membres du jury qui ont accepté à juger ce travail.

En fin, on tient à exprimer tout notre reconnaissance et notre gratitude à toutes les personnes qui nous ont aidé et encouragé dans les moments pénibles et qui nous ont donné la force et la volonté de continuer et de réaliser ce modeste travail.

Ait El Hadi, Saoui

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

Ames très cher parent en témoignage de ma reconnaissances pour leur patience, leurs sacrifices et leurs soutiens tout au long de mes études, que dieu leur donne longue vie et leur prêt santé.

Mes frères et sœurs Abdelmalek, Melissa, Leticia et ma grand-mère ainsi que tous mes proches.

A Tous mes amis et tous qui me sont très chers : Youba, Yabadas Syphax, Lyes, Zidane, Hilal, Habib, Nabil, Boualem, Takfarinas.

Koceila S.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

*A ma Mère et mon Père qui mon toujours soutenue dans mon
parcours scolaire toute ses années*

A mes grands parents qui mon aussi toujours encouragé et conseillé

*A mes frères et sœurs : Abdessamed, Hanane, Riad,
Syphax et Anies*

*A mes amis et camarades de mon parcours scolaire : Achour,
Lakhdar, Hachemi, Lyes, Koceila, Zaid, Aziz,
Karim, Hilal, Syphax, Habib.....etc*

Zidane A.

Sommaire

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

Chapitre I

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

I.1 Introduction.....	3
I.2. Histoire des machines électriques.....	3
I.3 La machine asynchrone.....	4
I.3.1 Définition	4
I.3.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	4
I.3.3 Constitution de la machine asynchrone	5
I.4 Les machines multi-phases.....	6
I.4.1 Machines multiphasées de « type 1 »	6
I.4.2 Machines multiphasées de « type2 »	6
I.4.3 Applications Des Machines multiphasées	9
I.4.4 Avantages des machines multiphasées.....	9
I.4.5 Inconvénients des machines multiphasées	10
I.5 Moteur asynchrone à double étoile	10
I.5.1 Description du moteur asynchrone à double étoile	10
A. Partie fixe (stator ou inducteur).....	10
B. Partie mobile (rotor ou induit)	11
I.5.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile.....	12
I.6 Conclusion	13

II.1 Introduction	14
II.2 Hypothèses simplificatrices	14
II.3 Modèle triphasé de la MASDE.....	15
II.3.1 Equations électriques	15
II.3.2 Equations magnétiques	17
II.3.3 Energie magnétique	19
II.3.4 Couple électromagnétique	19
II.3.5 Equation mécanique.....	20
II.4 Modèle biphasé de Park.....	20
II.4.1 Transformation de base de Park	20
II.4.2 Modèle de Park de la machine	22
II.4.3 Choix du référentiel	22
II.4.3.1 Référentiel lié au stator	22
II.4.3.2 Référentiel lié au rotor	23
II.4.3.3 Référentiel lié au champ tournant	23
II.4.4 Equations matricielles de la machine avec transformation de Park	23
II.4.4.1 Equations des tensions	24
II.4.4.2 Equations magnétiques	26
II.4.4.3 Equation mécanique.....	27
II.4.4.3.1 Puissance instantanée.....	27
II.4.4.3.2 Couple électromagnétique	28
II.4.5 Mise sous forme d'équation d'état.....	28
II.5 Simulation et Interprétation des résultats	31
II.5.1 Les résultats de simulation	32
II.5.2 Interprétation des résultats	34

II.6 Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à commande MLI.....	35
II.6.1 Introduction	35
II.6.2 Modélisation de l'onduleur commande MLI	35
II.6.2.1 Fonction de connexion	36
II.6.2.2 Stratégie de commande.....	37
II.6.3 Association de la MASDE-Onduleur de tension	39
II.6.4 Résultats de simulation	39
II.6.5 Interprétation des résultats	40
II.7 Conclusion.....	41

Chapitre III Commande en puissance de la machine asynchrone à double stator

III.1 Introduction.....	42
III.2 Principe du contrôle de puissance de la machine asynchrone à double stator	42
III.3 Commande en puissance de la machine asynchrone à double stator	43
III.3.1 Principe de la commande vectorielle	43
III.3.2 Modèle de la machine asynchrone à double stator	43
III.3.3 Commande vectorielle en puissance de la machine asynchrone a double stator...	44
III.3.4 Synthèse des régulateurs	47
III.3.5 Résultats de simulation et interprétation	50
III.3.5.1 Résultats de simulation	50
III.3.5.2 Interprétation des résultats.....	53
III.4 Conclusion	54
Conclusion Générale	55

Liste des Figures :

Figure I.1 Constitution du moteur Asynchrone.....	5
Figure I.2 Moteur Asynchrone triphasée (stator et rotor)	5
Figure. I.3 Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.....	9
Figure I.4 Représentation schématique des enroulements de la MASDE.....	11
Figure I.5 Modes de fonctionnement suivant le glissement.....	12
Figure I.6 Les forces de Laplace sur la cage d'écureuil.....	13
Figure II.1 Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.....	22
Figure II.2 : Performances de la MASDE avec la charge.....	33
Figure II.3 : Représentation de l'onduleur de tension MLI.....	36
Figure II.4 : Association de la MASDS avec l'onduleurs MLI.....	39
Figure II.5 : Performances de la MASDE alimentée par onduleur de tension en charge....	40
Figure III.1 Schéma synoptique du système étudié.....	42
Figure III.2 Diagramme simplifié de la machine asynchrone double stator.....	46
Figure III.3 Schéma bloc de contrôle de puissances.....	47
Figure III.4 stratégie de commande des puissances par un régulateur PI.....	48
Figure III.5 Les performances de la machine sous contrôle DPC.....	52

Liste des Tableaux :

Tableau I.1: Machines multiphasées de Type 1.....	7
Tableau I.2 Machine multiphasées de Type 2.....	8

Introduction générale

Introduction générale

Grâce et à l'aide des derniers développements technologiques dans l'électronique de puissance, le domaine d'entraînements électriques à vitesse variable a connu une croissance considérable ces dernières années. En effet, les exigences de qualité toujours croissantes et les cycles de production de plus en plus courts sont sur la base de l'utilisation de techniques d'ajustement de plus en plus efficaces et performante, dans les applications industrielles, on retrouve souvent les moteurs asynchrones les plus utilisés dans ce domaine. Depuis la fin des années 1920, des moteurs à deux enroulements de stator triphasés ont été introduits pour augmenter la puissance des alternateurs synchrones à très haute puissance. Les moteurs multiphasés attirent de plus en plus l'attention, en particulier les moteurs Asynchrone double étoile (MASDE), outre les avantages des moteurs asynchrones à cage, il présente également les avantages des moteurs polyphasés (multi-phases). [24]

À l'heure actuelle, les machines asynchrones à double étoile (MADSE) sont de plus en plus fréquent et utilisés dans le changement de vitesse ou le positionnement, elle présente les avantages de la robustesse, de la répartition de la puissance, de la minimisation des ondulations de couple et des pertes de rotor, de la réduction des courants harmoniques, d'une fiabilité élevée et d'une puissance élevée et peu coûteuse. Cependant, malgré tous les avantages mentionnés ci-dessus, par rapport aux moteurs à courant continu, le contrôle des moteurs asynchrones à double étoile pose des problèmes car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé. [24]

Le contrôle de système de ces machines en général, est un problème compliqué à cause des non linéarités, perturbation difficile à mesurer et incertitudes sur les paramètres des systèmes.

Dans le domaine de la commande des machines électriques, aujourd'hui les travaux de recherche se penchant de plus en plus vers l'application des techniques de commande moderne. Ces techniques évoluent d'une façon rapide et prodigieuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. On cite à titre d'exemple, la commande par puissance.

Notre objectif dans ce travail est l'étude de la commande directe de puissance active et réactive d'un système basé sur MASDS connecté à un réseau électrique.

Ce travail est subdivisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, on présente un état de l'art de machine électrique en générale, la machine asynchrone double stator MASDS en particulier. Les avantages et les inconvénients de cette machine, son principe de fonctionnement ainsi que les domaines d'utilisations et d'applications.

Le deuxième chapitre, sera consacré à la modélisation de la MASDE alimentée par un réseau électrique puis par un onduleur de tension M.L.I, en utilisant la transformation de Park linéarisé (passage triphasé a biphasé), le tout sera simulé sous MATLAB-SIMULINK.

Le troisième chapitre, on présente la modélisation et la commande directe de puissance active et réactive (DPC), en utilisent cette commande pour contrôlé la MASDE alimentée par réseau et onduleur en introduisant aussi des régulateurs PI (étude théorique). Une simulation de cette commande sera présentée.

Finalement, une conclusion générale synthétisera les points et les résultats les plus marquants de ce travail et récapitulera ainsi en gros le travail abordé.

Chapitre I

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

I.1 Introduction

Aujourd'hui, plusieurs travaux ont été orientés vers l'étude de la machine asynchrone à double alimentation. Cette dernière et grâce au développement des équipements de l'électronique de puissance et l'apparition des techniques de commande modernes présente une solution idéale pour ses entraînements à hautes puissances et à vitesse variable.

Ce chapitre permet d'une part de présenter l'histoire des machines électriques, les caractéristiques intrinsèques des machines multi-phasées, ses avantages et inconvénients, et d'autre part d'introduire la machine asynchrone à double étoile et de la situer dans l'ensemble des machines multi-phasées.

I.2. Histoire des machines électriques

En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique. L'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée.

En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. Dans la même période, le Russe Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.

En 1832 Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixii, ont réalisé la génératrice à courant continu.

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

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

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

En 1860 la compagnie "l'Alliance" fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes. En 1865 l'Italien Antonio Pacinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré.

En 1888 Nikola Tesla déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (transformateurs, générateurs moteur synchrones et asynchrones, etc.). Dans ces années, une

lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique. [1]

I.3 La machine asynchrone

I.3.1 Définition

La machine asynchrone, connue également sous le terme " anglo-saxon " de machine à induction, est une machine à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui la traversent. [2]

Définie par : $N_s = \frac{60 f}{P}$

I.3.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone :

Les courants statorique créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statorique, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est appelée la vitesse de synchronisme.

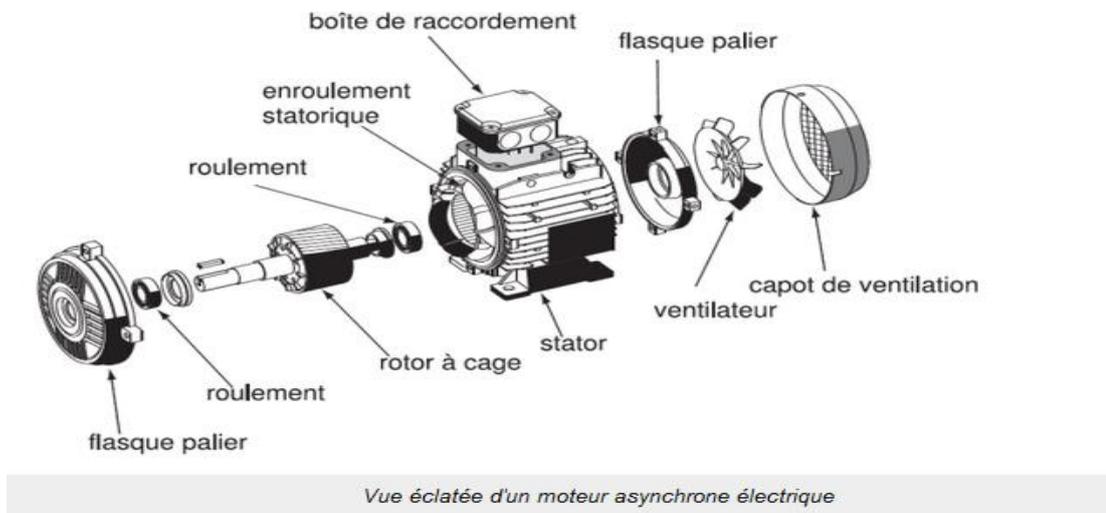
L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît qui crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux : loi de Lenz. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique.

La machine est dite asynchrone car elle est dans l'impossibilité, sans la présence d'un entraînement extérieur, d'atteindre la même vitesse que le champ statorique. En effet, dans ce cas, vu dans le référentiel du rotor, il n'y aurait pas de variation de champ magnétique; les courants s'annuleraient, de même que le couple qu'ils produisent, et la machine ne serait plus entraînée. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est appelée vitesse de glissement. [3]

I.3.3 Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- Le stator (partie fixe) constitué de disques en tôle magnétique portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement bobiné ou injecté.
- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles. [2]



FigureI.1 Constitution du moteur Asynchrone



FigureI.2 Moteur Asynchrone triphasée (stator et rotor)

I.4 Les machines multi-phases

On distingue habituellement deux types de machines multiphasées, suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes, qu'on nommera "machines multiphasées de type " 1 " " et machines multiphasées de type " 2 ". De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois. [4]

I.4.1 Machines multiphasées de « type 1 »

Les machines multiphasées de "type 1" sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en $(3A)$ étoiles triphasées :

$$q = 3A \quad \text{avec : } (A = 1,2,3,4 \dots)$$

Ces machines sont aussi appelées "machines multi étoile". On remarque qu'il est préférable, en fonctionnement normal, d'avoir autant de neutres que d'étoiles, c'est-à-dire A neutres isolés. Or pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes (qui correspond d'ailleurs au décalage entre étoiles). En effet, une machine à double étoile ($q=6$) dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/6$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/3$ [5] [7]

I.4.2 Machines multiphasées de « type2 »

Si le nombre de phase statorique des machines multiphasées est impair et différent de trois (nombre de phases n n'est pas multiple de trois). Donc, c'est le cas des machines multiphasées de type 2. Dans ce type, les phases sont régulièrement décalées de $2\pi/q = 2\alpha$. On a donc toujours : [6] $q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$

Les Tableau I.1 et Tableau I.2 donne le détail de quelques exemples des machines multi-étoiles : [6]

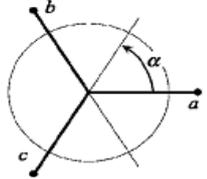
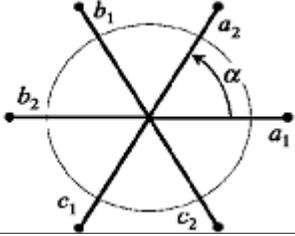
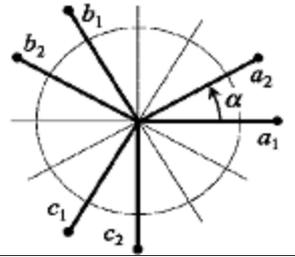
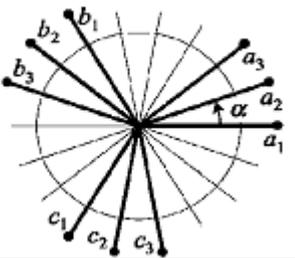
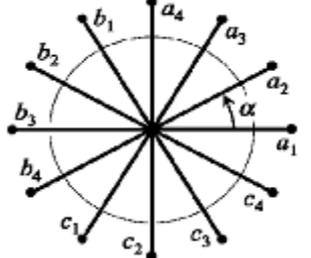
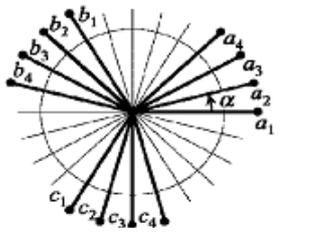
Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases ($q\alpha$)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	
12	12	$\pi/12$	

Tableau I.1: Machines multiphasées de Type 1

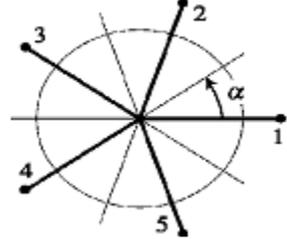
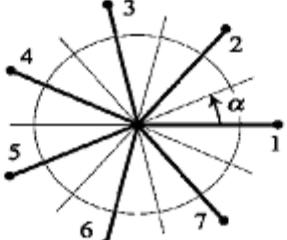
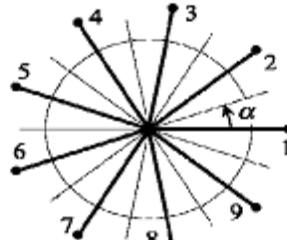
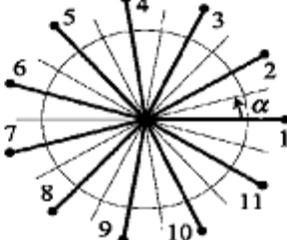
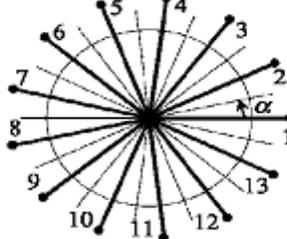
Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q α)	Décalages angulaire (α)	Représentation schématique , position des bobines
5	5	$\pi/5$	
7	7	$\pi/7$	
9	9	$\pi/9$	
11	11	$\pi/11$	
13	13	$\pi/13$	

Tableau I.2 Machine multiphasées de Type 2.

I.4.3 Applications Des Machines multiphasées

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de fortes puissances. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels, etc...

Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux (Figure. I.2) [8]

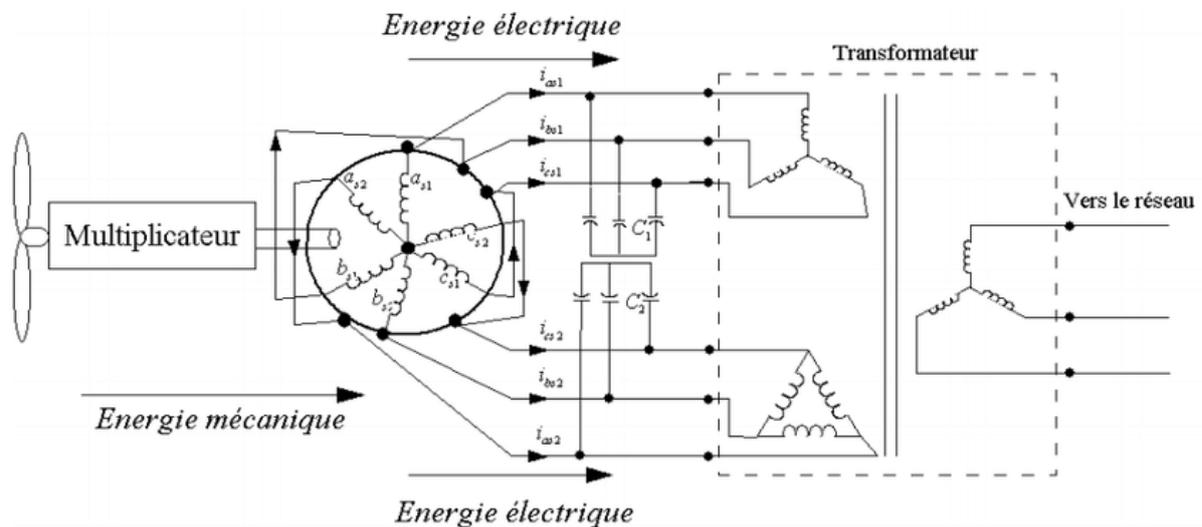


Figure. I.3 Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases

I.4.4 Avantages des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles parmi ces avantages on peut citer :

- La segmentation de puissance : comme la machine multiphasée contient plusieurs phases, donc pour une puissance donnée, les courants par phases sont diminués et cette puissance est donc répartie sur le nombre des phases. [7]
- Perte de fer réduite conduisant à une amélioration de la performance globale. [4]
- Basse courant par phase sans réduire de la tension par phase. [4]

- Employant les machines à induction à plusieurs phases permettrait de réduire le couple pulsatoire et augmenterait l'efficacité de la machine. [9]
- Les machines à induction polyphasés moins de bruit par rapport à ceux triphasés. [9]
- Les nombres des phases élevées fournit une meilleure performance du moteur en cas de perte d'une ou plusieurs phases, en outre utilisant des machines à induction polyphasés d'obtenir la possibilité de démarrer et fonctionner même avec quelques phases en circuit ouvert ou en court-circuit. (Fonctionnement en régimes dégradés). [4] [9]

I.4.5 Inconvénients des machines multiphasées

- L'augmentation du coût de l'ensemble convertisseur- machine : Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases élevées. [8]
- L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension. [6]
- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux présente un inconvénient, ce qui complique sa commande.
- L'augmentation du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochées pour les convertisseurs statiques spécifiés et adaptées pour les machines multiphasées de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes a un nombre de phases impaires tel que (5 phases, 7 phases, etc...) [6]

I.5 Moteur asynchrone à double étoile

I.5.1 Description du moteur asynchrone à double étoile

Le moteur asynchrone triphasé à double stator est une machine qui comporte deux bobinages statoriques fixes et un bobinage rotorique mobile.

A. Partie fixe (stator ou inducteur)

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

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

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

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

B. Partie mobile (rotor ou induit)

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pair de pôles identique à celui du stator. La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage d'écureuil constituée des barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques).

Le rotor tourne à une vitesse différente de, pour cette raison, la cage rotorique devient le siège d'un système des forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit le rapport $g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$: est appelé glissement du rotor par rapport aux champs tournant du stator. [2]

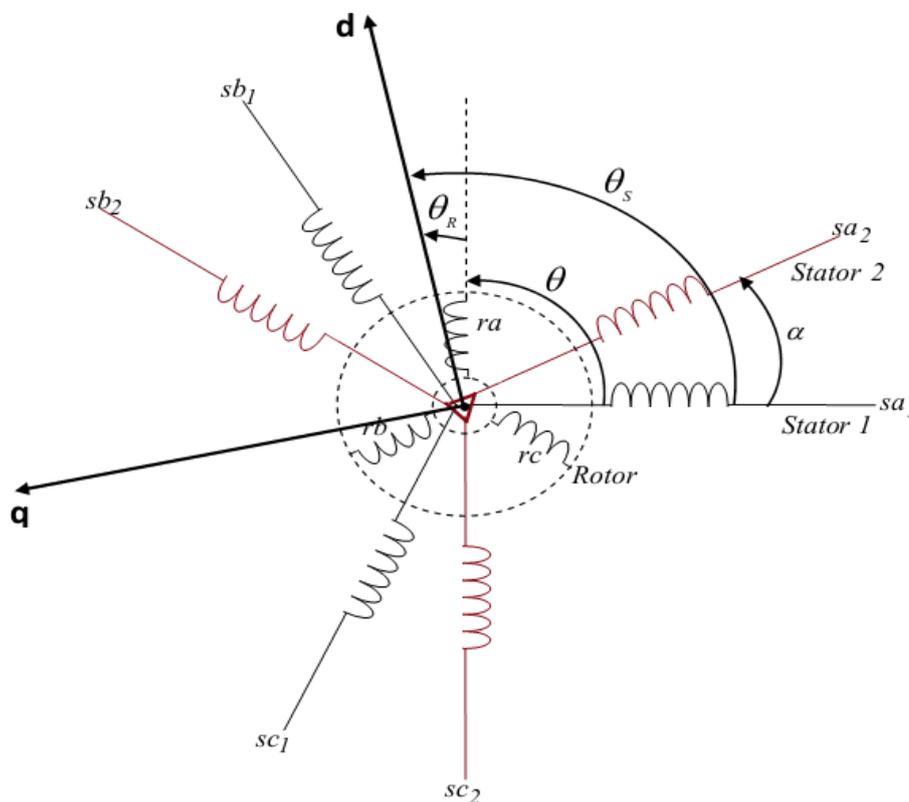


Figure I.4 Représentation schématique des enroulements de la MASDE

I.5.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

Les courants statoriques de la machine asynchrone double étoile créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 2 alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle $\alpha=30^\circ$). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques «fs» c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme « ω_s ». Elle définit comme suite : [10]

$$\omega_s = \frac{2\pi f_s}{p} \text{ [rad/s]}$$

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

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

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

$$g = \frac{\omega_{gl}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$$

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

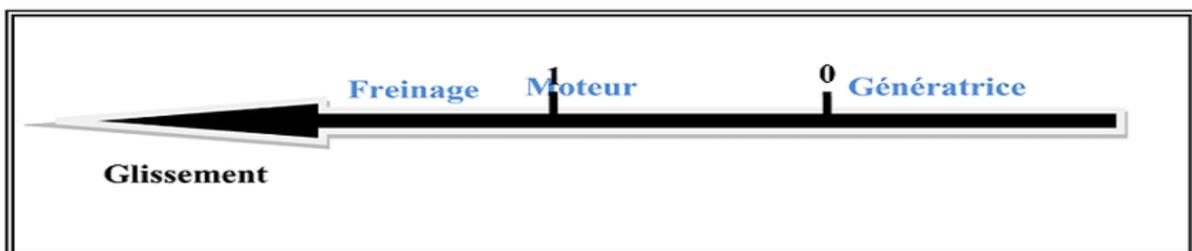


Figure I.5: Modes de fonctionnement suivant le glissement

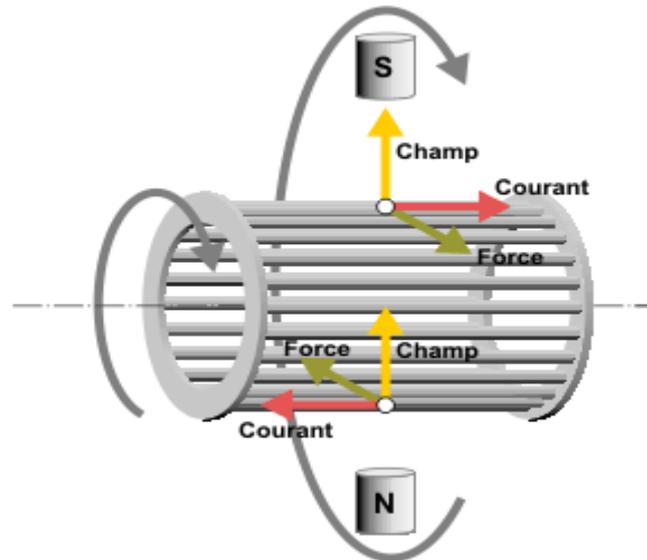


Figure I.6: Les forces de Laplace sur la cage d'écureuil

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, un état de l'art sur la machine asynchrone double étoile a été présenté qui concerne l'historique des machines électrique avec leurs constitutions et leurs principes de fonctionnements notamment les machines multiphasées ou on distingue deux type de machines (type 1 et type 2) avec les applications, avantages et inconvénient de cette dernière.

Un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE) d'où notre étude est basée sur cette dernière.

Le chapitre suivant consiste à étudier la modélisation de cette machine.

Chapitre II

Modélisation et simulation de la machine asynchrone à double stator

II.1 Introduction

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons lui appliquer une commande particulière.

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

Dans ce chapitre on s'intéressera à la modélisation de la MASDE basée sur la résolution des équations régissant son fonctionnement en régime linéaire, et une modélisation d'un onduleur à commande MLI.

L'étude sera menée avec un décalage $\alpha = 30^\circ$, enfin des résultats de simulations avec des commentaires seront présentés.

II.2 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ces enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour ce prêtera une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices : [11] [12]

- Les deux étoiles ont les mêmes paramètres et la construction de la machine est symétrique.
- La saturation magnétique est négligée, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants, les fuites mutuelles et les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme constant.
- L'effet de la variation de la température et la fréquence est négligeable sur les résistances, les inductances statorique et rotorique de la machine.
- Les forces magnétomotrices créés par chacun des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale.

II.3 Modèle triphasé de la MASDE

II.3.1 Equations électriques

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

Pour l'étoile 1 :

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

Pour l'étoile 2 :

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

Pour le rotor :

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

La forme matricielle est la suivante :

Pour l'étoile 1 :

$$[v_{s1}] = [R_{s1}] [i_{s1}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s1}] \quad (\text{II.4})$$

Pour l'étoile 2 :

$$[v_{s2}] = [R_{s2}] [i_{s2}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s2}] \quad (\text{II.5})$$

Pour le rotor :

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

On pose :

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

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

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Avec :

R_{s1} : Résistance d'une phase de l'étoile 1.

R_{s2} : Résistance d'une phase de l'étoile 2.

R_r : Résistance d'une phase du rotor.

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

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

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

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

$[i_{s1}]$: Matrice de courant de l'étoile 1 .

$[i_{s2}]$: Matrice de courant de l'étoile 2 .

$[i_r]$: Matrice de courant de rotor .

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

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

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

$[\Phi_r]$: Matrice de flux de rotor .

II.3.2 Equations magnétiques

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

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

L'écriture matricielle qui résume les équations des flux statorique et rotoriques est :

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

Avec :

$[L_{s1s1}]$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2s2}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

$[L_{rr}]$: Matrice inductance du rotor.

$[L_{s1s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et l'étoile 2.

$[L_{s1r}]$: Matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et le rotor.

$[L_{s2s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre l'étoile 2 et l'étoile 1.

$[L_{s2r}]$: Matrice inductance mutuelle entre l'étoile 2 et le rotor.

$[L_{rs1}]$: Matrice inductance mutuelle entre le rotor et l'étoile 1.

$[L_{rs2}]$: Matrice inductance mutuelle entre le rotor et l'étoile 2.

Equation magnétique de la machine :

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

M_{ij} : Inductance mutuelle relative aux deux étoiles ou l'étoile et le rotor ($i \neq j$) ;

L_{ij} : Inductance propre relative à une étoile ou au rotor.

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

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

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

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

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

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

$$[L_{s1s2}] = [L_{s2s1}]^t$$

$$[L_{s1r}] = [L_{rs1}]^t$$

$$[L_{s2r}] = [L_{rs2}]^t$$

Avec :

L_{s1} ; L_{s2} ; L_r : représentent les valeurs maximales des coefficients d'inductances de l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.

L_{ms} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles statoriques.

L_{mr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles rotoriques.

L_{sr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre une étoile et le rotor.

II.3.3 Energie magnétique

Elle peut être calculée à partir de l'expression :

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

II.3.4 Couple électromagnétique

Il est donné par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique :

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

Avec :

P : Nombre de pair de pole.

$\partial \theta_m$: Angle mécanique.

$\partial \theta_e$: Angle électrique.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = P \left\{ [i_{s,abc1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [i_{r,abc2}]^t + [i_{s,abc2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [i_{r,abc}]^t \right\} \quad (\text{II.10})$$

II.3.5 Equation mécanique

L'équation mécanique est la solution de l'équation fondamentale de la dynamique :

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

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad (\text{II.12})$$

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

Avec :

Ω : Vitesse de rotation de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

k_f : Coefficient de frottement ; J : Moment d'inertie.

II.4 Modèle biphasé de Park [2]

II.4.1 Transformation de base de Park

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes a, b, c, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice.

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

La matrice de Park en général :

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

La matrice inverse de Park :

$$[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dqo}]$$

Sachant que :

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

On transforme le système triphasé en un système biphasé tournant.

La matrice du Park pour l'étoile 1 :

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

La matrice du Park pour l'étoile 2 :

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

La matrice du Park pour le rotor :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta) & \cos\left(\theta_s - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s - \theta) & -\sin\left(\theta_s - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Avec :

$[P(\theta_{s1})]$: Matrice de transformation de premier enroulement statorique (étoile1).

$[P(\theta_{s2})]$: Matrice de transformation de deuxième enroulement statorique (étoile2).

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

II.4.2 Modèle de Park de la machine

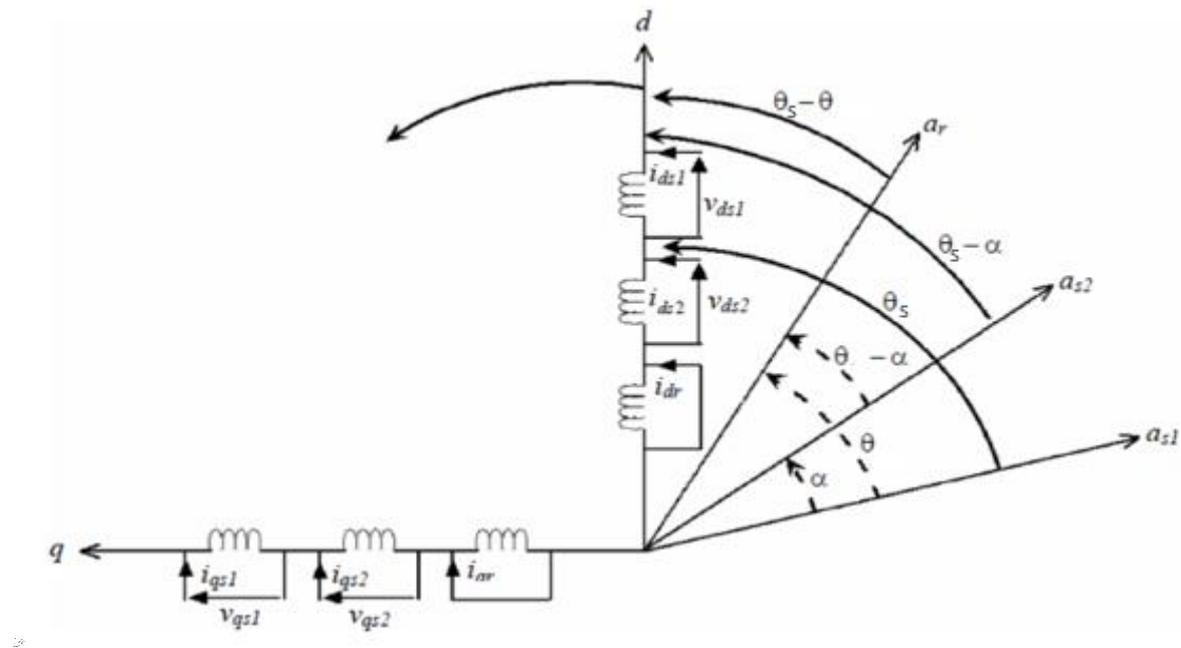


Figure II.1 Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

II.4.3 Choix du référentiel

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

II.4.3.1 Référentiel lié au stator

On a dans ce référentiel :

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

Ou

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

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

D'où :

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

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation.

II.4.3.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel on a :

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

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

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

II.4.3.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel on a :

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

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

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

Dans notre étude le modèle a été exprimé dans le repère (d,q) lié au champ tournant.

II.4.4 Equations matricielles de la machine avec transformation de Park

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

Transformation des tensions :

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

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

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

Transformation des courants

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

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

$$[i_r] = [p(\theta_r)] [i_r]$$

Transformation des flux

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

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

$$[\phi_r] = [p(\theta_r)] [\phi_r]$$

Avec :

$$[v_{s1p}] = \begin{bmatrix} v_{s1d} \\ v_{s1q} \\ v_{s10} \end{bmatrix} \quad [v_{s2p}] = \begin{bmatrix} v_{s2d} \\ v_{s2q} \\ v_{s20} \end{bmatrix}$$

$$[i_{s1p}] = \begin{bmatrix} i_{s1d} \\ i_{s1q} \\ i_{s10} \end{bmatrix} \quad [i_{s2p}] = \begin{bmatrix} i_{s2d} \\ i_{s2q} \\ i_{s20} \end{bmatrix} \quad [i_{rp}] = \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix}$$

$$[\phi_{s1p}] = \begin{bmatrix} \phi_{s1d} \\ \phi_{s1q} \\ \phi_{s10} \end{bmatrix} \quad [\phi_{s2p}] = \begin{bmatrix} \phi_{s2d} \\ \phi_{s2q} \\ \phi_{s20} \end{bmatrix} \quad [\phi_{rp}] = \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{r0} \end{bmatrix}$$

II.4.4.1 Equations des tensions

En appliquant la transformation de Park.

$$[p(\theta_{s1})] [v_{s1p}] = [R_s] [p(\theta_{s1})] [i_{s1p}] + \frac{d}{dt} ([p\theta_{s1}][\phi_{s1p}])$$

$$[p(\theta_{s2})] [v_{s2p}] = [v_{s1p}] [p(\theta_{s2})] [i_{s2p}] + \frac{d}{dt} ([p\theta_{s2}][\phi_{s2p}]) \quad (\text{II.17})$$

$$0 = [R_r] [p(\theta_r)] [i_r] + \frac{d}{dt} ([p\theta_r][\phi_r])$$

En multipliant à gauche par $[p(\theta_{s1})]^t$

$$[v_{s1p}] = [R_s] [i_{s1p}] + [p(\theta_{s1})]^{-1} \left(\frac{d}{dt} ([p\theta_{s1}][\phi_{s1p}]) \right)$$

$$[v_{s2p}] = [R_s] [i_{s2p}] + [p(\theta_{s1})]^{-1} \left(\frac{d}{dt} ([p\theta_{s2}][\phi_{s2p}]) \right) \quad (\text{II.18})$$

$$0 = [R_r] [i_r] + [p(\theta_{s1})]^{-1} \left(\frac{d}{dt} ([p\theta_r][\phi_r]) \right)$$

On pose :

$$\frac{d\theta_1}{dt} = \frac{d\theta_2}{dt} = \omega_s$$

D'où le résultat final :

$$\begin{bmatrix} v_{s10} \\ v_{s1d} \\ v_{s1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s10} \\ i_{s1d} \\ i_{s1q} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s10} \\ \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s1q} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} 0 \\ -\Phi_{s1d} \\ \Phi_{s1q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Ou encore en développant la matrice :

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

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

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

En adoptant le même raisonnement pour l'étoile 2 on aura les équations suivantes :

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

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

En suivant la même démarche que pour les deux étoiles on aura les équations du rotor

Suivantes :

$$0 = R_{rd} i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq}$$

$$0 = R_{rq} i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd}$$

Les équations des tensions définitives de la MASDE :

$$\begin{cases} v_{s1d} = R_{s1d} i_{s1d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} - \omega_s \Phi_{s1q} \\ v_{s1q} = R_{s1q} i_{s1q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} + \omega_s \Phi_{s1d} \\ v_{s2d} = R_{s2d} i_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} - \omega_s \Phi_{s2q} \\ v_{s2q} = R_{s2q} i_{s2q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} + \omega_s \Phi_{s2d} \\ 0 = R_{rd} i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ 0 = R_{rq} i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

II.4.4.2 Equations magnétiques

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

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

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

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

Après la transformation des flux et des courants on aura :

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

$$[P(\theta_{s2})][\Phi_{s2p}] = [L_{s2s1}][P(\theta_{s1})][i_{s1p}] + [L_{s2s2}][P(\theta_{s2})][i_{s2p}] + [L_{s2r}][P(\theta_r)][i_{rp}]$$

$$[P(\theta_r)][\Phi_{rp}] = [L_{rs1}][P(\theta_{s1})][i_{s1p}] + [L_{rs2}][P(\theta_{s2})][i_{s2p}] + [L_{rr}][P(\theta_r)][i_{rp}]$$

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

$$\Phi_{s1d} = L_{s1}i_{s1d} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd})$$

$$\Phi_{s1q} = L_{s1}i_{s1q} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd})$$

$$\Phi_{s2d} = L_{s2}i_{s2d} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd})$$

$$\Phi_{s2q} = L_{s1}i_{s2q} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd}) \quad (\text{II.22})$$

$$\Phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd})$$

$$\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd})$$

La forme matricielle est la suivante :

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

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

Avec :

$(L_{s1} + L_m), (L_{s2} + L_m)$: Inductance propre cyclique de l'étoile 1 et 2.

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

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

II.4.4.3 Equation mécanique

II.4.4.3.1 Puissance instantanée

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

$$P = [v_s]^t [i_s] = v_{sa1}i_{sa1} + v_{sb1}i_{sb1} + v_{sc1}i_{sc1} + v_{sa2}i_{sa2} + v_{sb2}i_{sb2} + v_{sc2}i_{sc2} \quad (\text{II.23})$$

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

$$P = v_{s1d}i_{s1d} + v_{s1q}i_{s1q} + v_{s2d}i_{s2d} + v_{s2q}i_{s2q} \quad (\text{II.24})$$

En remplaçant les tensions $(v_{s1d}, v_{s1q}, v_{s2d}, v_{s2q})$ par leurs expressions dans (II.24), on trouve :

$$P = [R_{s1}(i_{s1d})^2 + R_{21}(i_{s2d})^2 + R_{s1}(i_{s1q})^2 + R_{s2}(i_{s2q})^2] + \left[\frac{d}{dt} \Phi_{s1d}i_{s1d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2d}i_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1q}i_{s1q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2q}i_{s2q} \right] + \quad (\text{II.25})$$

$$[\omega_s(\Phi_{s1d}i_{s1d} + \Phi_{s2d}i_{s2d} - \Phi_{s1q}i_{s1q} - \Phi_{s2q}i_{s2q})]$$

L'expression (II.25) se compose de trois termes :

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

II.4.4.3.2 Couple électromagnétique

$$p_{em} = c_{em} \cdot \Omega \quad (\text{II.26})$$

$$P = [\omega_s(\Phi_{s1d}i_{s1d} + \Phi_{s2d}i_{s2d} - \Phi_{s1q}i_{s1q} - \Phi_{s2q}i_{s2q})]$$

D'où :

$$c_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega} [(\Phi_{s1d}i_{s1d} + \Phi_{s2d}i_{s2d} - \Phi_{s1q}i_{s1q} - \Phi_{s2q}i_{s2q})] \quad (\text{II.27})$$

$$c_{em} = p [(\Phi_{s1d}i_{s1d} + \Phi_{s2d}i_{s2d} - \Phi_{s1q}i_{s1q} - \Phi_{s2q}i_{s2q})]$$

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

$$c_{em} = PL_m [i_{rd}(i_{s1q} + i_{s2q}) - i_{rd}(i_{s1d} + i_{s2d})] \quad (\text{II.28})$$

Ou bien en faisant appel aux flux rétorques :

$$\Phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m (i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd})$$

$$\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m (i_{s1q} + i_{s2q} + i_{rq})$$

On obtient :

$$i_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{s1d} + i_{s2d}) \quad (\text{II.29})$$

$$i_{rq} = \frac{\Phi_{rq}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{s1q} + i_{s2q}) \quad (\text{II.30})$$

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

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Phi_{rd}(i_{s1q} + i_{s2q}) - \Phi_{rq}(i_{s1d} + i_{s2d})] \quad (\text{II.31})$$

II.4.5 Mise sous forme d'équation d'état

En remplaçant le système d'équation (II.22) dans le système d'équation (II.20) on aura :

$$[B][U] = [L][\dot{i}] + \omega_{gl}[C][I] + [D][I]$$

$$(\text{II.32})$$

Où :

$[U] = [v_{ds1} v_{qs1} v_{ds2} v_{qs2} v_{dr} v_{qr}]^t$: vecteur de commande ;

$[I] = [i_{ds1} i_{qs1} i_{ds2} i_{qs2} i_{dr} i_{qr}]^t$: vecteur d'état ;

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

$[B] = \text{diag}[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]$: Représente la diagonale d'une matrice ;

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

(II.33)

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_{s2} + L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_{s2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} R_{s1} & -\omega_s(L_{s1} + L_m) & 0 & \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_m \\ \omega_s(L_{s1} + L_m) & R_{s1} & \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s L_m & R_{s2} & (\omega_s - \omega)L_m & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_m & 0 & (\omega_s - \omega)L_m & R_{s2} & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -(\omega_s - \omega)L_m & 0 & (\omega_s - \omega)L_m & R_r & (\omega_s - \omega)(L_{s1} + L_m) \\ (\omega_s - \omega)L_m & (\omega_s - \omega)L_m & (\omega_s - \omega)L_m & 0 & (\omega_s - \omega)(L_{s1} + L_m) & R_r \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_{s1} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m \end{bmatrix}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & -L_m & 0 & -(L_r + L_m) \\ L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m & 0 \end{bmatrix}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} R_1 & -\omega_s(L_r + L_m) & 0 & -\omega_s L_m & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s(L_r + L_m) & R_1 & \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s L_m & R_2 & -\omega_s(L_r + L_m) & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s(L_r + L_m) & R_2 & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

En mettant le système (II.33) sous forme d'état

$$[I] = [L]^{-1}([B] [U] - \omega_g [C] [I] - [D] [I]) \quad (\text{II.34})$$

II.5 Simulation et Interprétation des résultats

Pour la simulation il suffit d'implanter le modèle électrique de la machine asynchrone double étoiles sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales, équilibrées et exprimées comme suit :

Avec essai (à vide / en charge)

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{aligned}
 v_{sa1} &= \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t) \\
 v_{sb1} &= \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_{sc1} &= \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{II.35}$$

Pour l'étoile 2 :

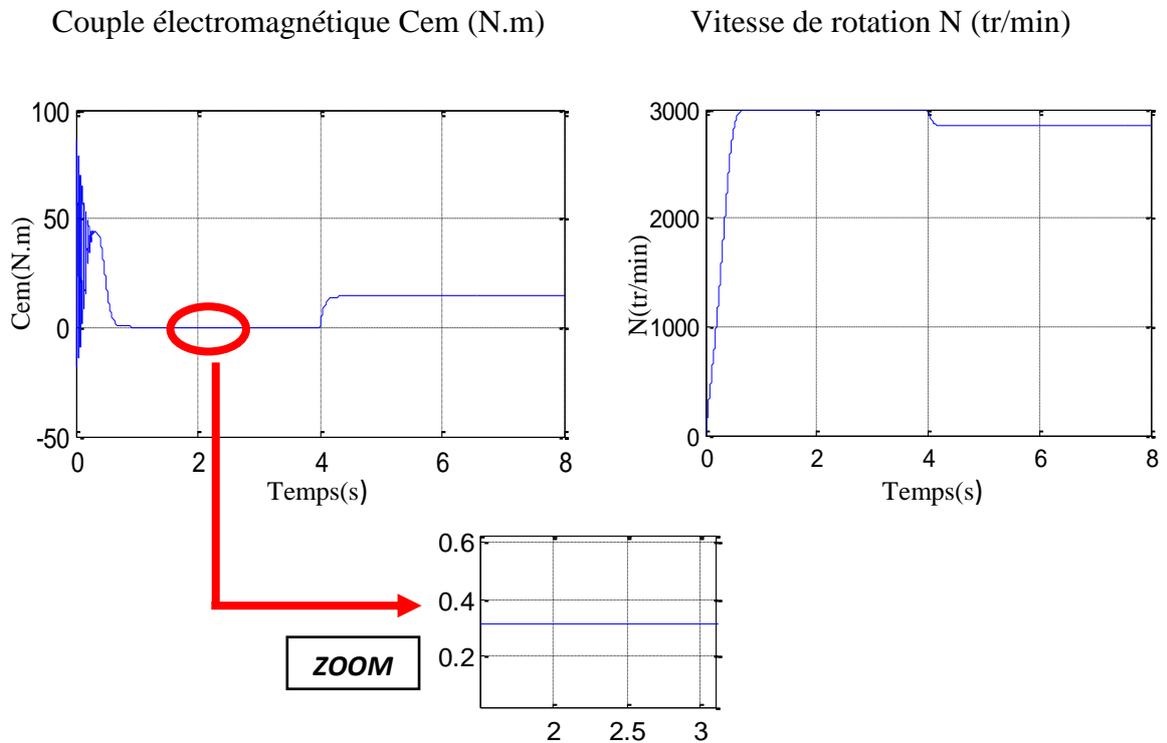
$$\begin{aligned}
 v_{sa2} &= \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - \alpha) \\
 v_{sb2} &= \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_{sc2} &= \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{II.36}$$

Avec :

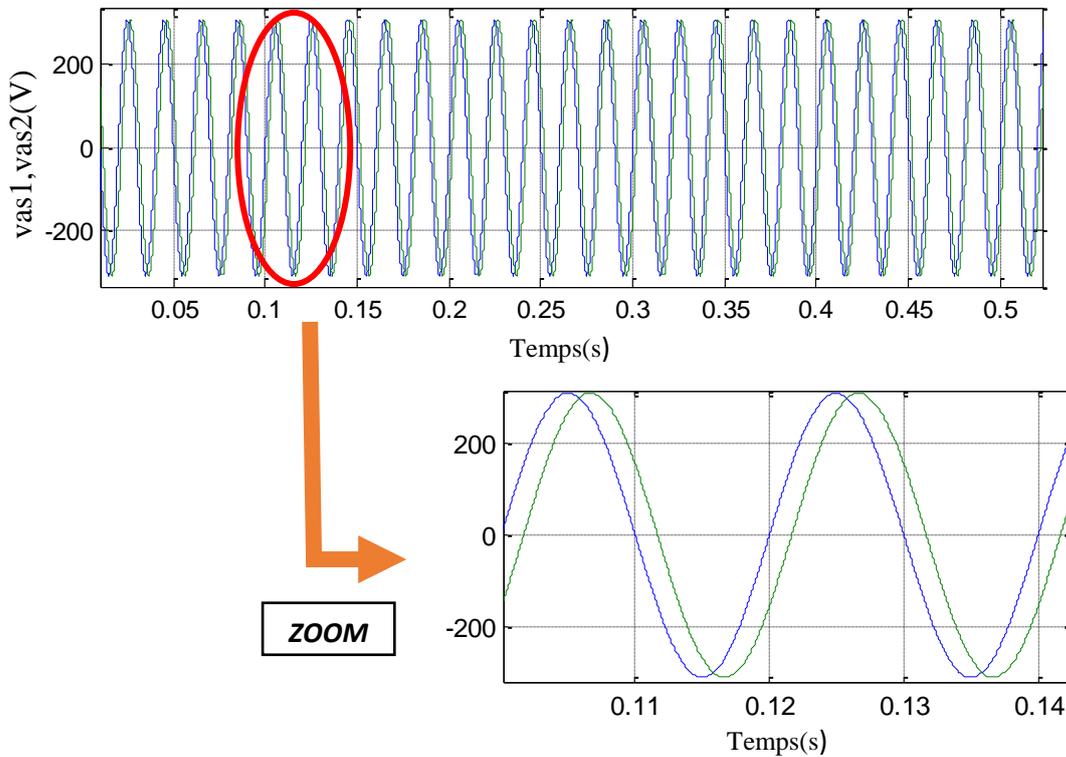
V_s : La valeur efficace de tension

ω_s : Pulsation d'alimentation

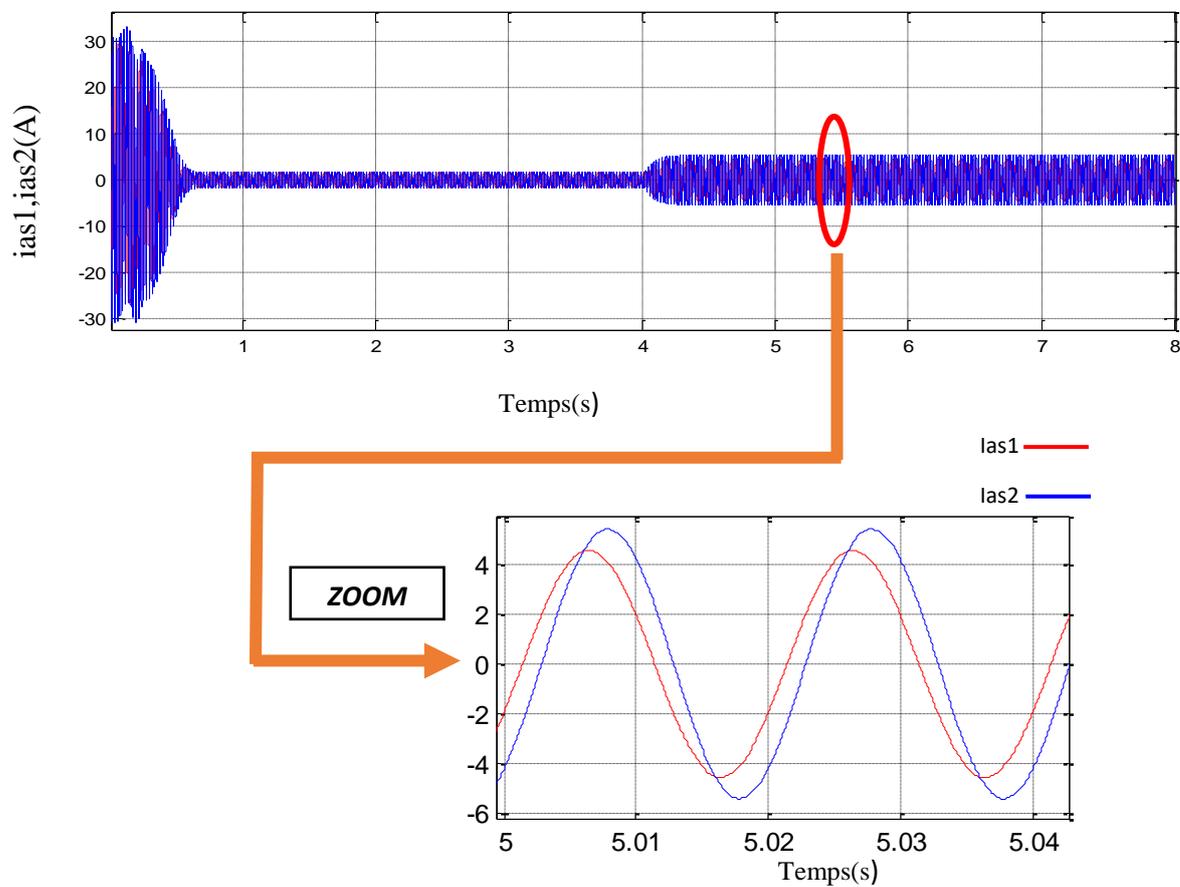
II.5.1 Les résultats de simulation



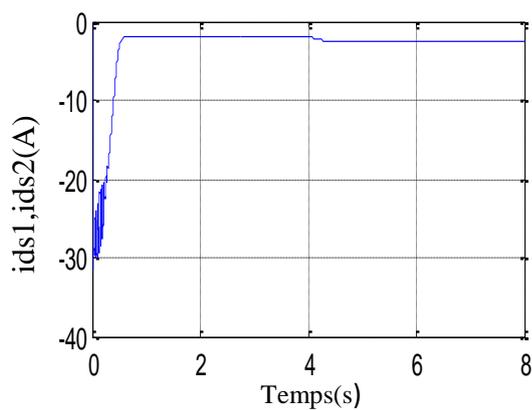
Tensions statorique $vas1$ (V), $vas2$ (V)



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



Courant statorique i_{ds1} , i_{ds2} (A)



Courant statorique i_{qs1} , i_{qs2} (A)

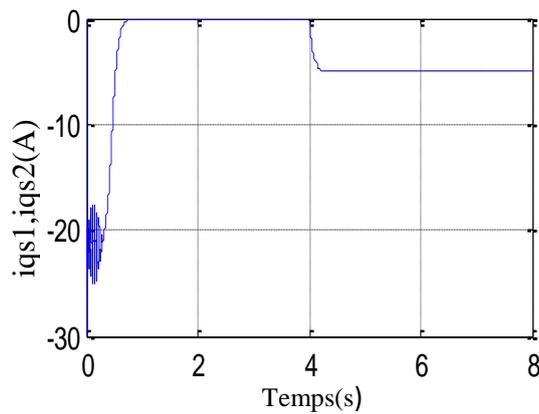


Figure II.2 : Performances de la MASDE avec la charge

II.5.2 Interprétation des résultats de la figure II.2

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

En appliquant une charge 14N.m [4 ; 8s]

- La vitesse de rotation : on voit que la vitesse passe par un régime transitoire, puis se stabilise presque à la valeur de la vitesse de synchronisme 3000tr/mn . Mais dans l'intervalle de temps [4 ; 10s] [en appliquons un couple résistant (charge) 14 N.m , la vitesse de rotation chute jusqu'à atteindre la valeur $N=2840\text{ tr/mn}$.
- Le couple électromagnétique : au démarrage, et pendant le régime transitoire, on constate un pic de 85 N.m et des oscillations au niveau du couple électromagnétique qui disparaissent. Après ce régime le couple diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0.31 N.m qui correspond à la compensation des frottements. Mais dans l'intervalle de temps où on applique la charge de 14 N.m , le couple électromagnétique compense le couple de charge et bien sûr les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de 14.29 N.m , après cet intervalle il revient à sa valeur minimale.
- Les tensions $V_{s1}(\text{V})$ $V_{s2}(\text{V})$ et les courants statoriques $I_{s1}(\text{A})$ $I_{s2}(\text{A})$: d'après ce fonctionnement, cette machine (fonctionnement moteur), les tensions d'alimentation (V_{s1}, V_{s2}) et les courants statoriques (I_{s1}, I_{s2}) sont de même signe, ce qui veut dire que le sens de transition de la puissance est positif, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive (nécessaire pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation) de la source (réseau électrique). Toutefois, le déphasage en arrière du courant par rapport à la tension est dû à l'effet inductif de la machine.
- Les courants d'axe d ont la même forme (les deux étoiles sont identiques). Ces courants sont de signe négatif et se stabilisent à la valeur -1.96 A , mais à l'instant où on applique le couple résistant les deux courants diminuent à la valeur de -2.41 A .
- Même chose pour les courants d'axe q, sauf que la valeur de courant en régime établi est presque nulle. Avec la présence de la charge on remarque une diminution au niveau de ces deux courants pour atteindre -5.06A .

II.6 Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension à commande MLI :

II.6.1 Introduction

Les développements dans le domaine de l'électronique de puissance, soit au niveau des éléments semi-conducteurs, soit au niveau des convertisseurs statiques, permettent la réalisation d'organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables. [13]

Le contrôle de vitesse le plus simple, dit en "V/f = constante", permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage, c'est un contrôle scalaire. [14]

L'onduleur de tension à MLI triphasée permet l'échange d'énergie entre une source de tension continue et une charge inductive triphasée (MASDE dans notre cas) et d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitude et fréquence variables. [14]

II.6.2 Modélisation de l'onduleur commande MLI :

Un onduleur autonome (à commande adjacente ou à M.L.I) est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative qui peut être à fréquence fixe ou variable.

Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASDE se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, à base d'onduleurs de tension à fréquence variable.

Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées. Ce dernier est constitué de trois branches où chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires ; chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états :

Avec $f_{ij} = 0$ Interrupteur ouvert.

$f_{ij} = 1$ Interrupteur fermé.

La (Figure.II.7) représente la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée. [17]

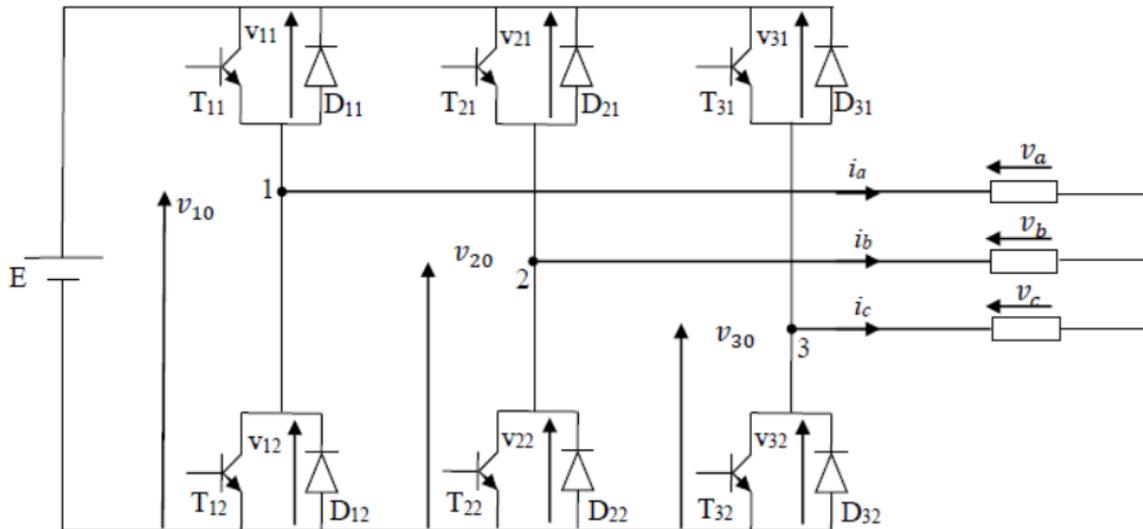
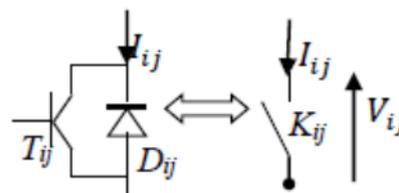


Figure.II.3 : Représentation de l'onduleur de tension MLI.

Chaque paire (transistor, diode) peut être représentée par un interrupteur, comme suit :

V_{ij} : Tension commutée.

I_{ij} : Courant commuté



II.6.2.1 Fonction de connexion :

Chaque interrupteur K_{ij} ($i \in \{1,2,3\}, j \in \{1,2\}$), supposé idéaliser introduit une fonction de connexion f_{ij} ; le courant i_{ij} qui le traverse et la tension à ses bornes s'écrivent respectivement : [17]

$$\begin{cases} v_{10} - v_a + v_b - v_{20} = 0 \\ v_{10} - v_a + v_c - v_{30} = 0 \end{cases} \quad (II.37)$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2v_{10} - 2v_a + v_b + v_c - v_{20} - v_{30} = 0 \quad (\text{II.38})$$

Dans une charge triphasée symétrique avec le point neutre la somme des courants i_a , i_b et i_c doit être nulle. Même chose pour les tensions des phases. Il existe donc la condition :

$$v_a + v_b + v_c = 0$$

Dans (II.37), on peut remplacer $v_b + v_c$ par $-v_a$ et on tire

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{1}{3} (2v_{10} - v_{20} - v_{30}) \\ v_b &= \frac{1}{3} (-v_{10} + 2v_{20} - v_{30}) \\ v_c &= \frac{1}{3} (2v_{10} - v_{20} + 2v_{30}) \end{aligned} \quad (\text{II.39})$$

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs k_{ij} les tensions de branche v_{j0} peuvent être égales à E ou à 0. On introduit d'autres variables f_{11} , f_{21} et f_{31} qui prennent 1 (fermée) ou 0 (Bloquée) pour les interrupteur K_{i1} respectivement. L'équation (II.38) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

II.6.2.2 Stratégie de commande :

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire. [8]

Les six signaux de références sont donnés par les équations suivantes :

$$v_{sk1ref} = v_m \sin[2\pi ft - 2(j-1)\pi/3] \quad \text{pour l'onduleur 1} \quad (\text{II.41})$$

$$v_{sk2ref} = v_m \sin[2\pi ft - 2(j-1)\pi/3 - \alpha] \quad \text{pour l'onduleur 2} \quad (\text{II.42})$$

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

L'équation de la porteuse est donnée par : $V_p(t)$

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1\right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3\right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation " m " égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = f/f_p$)
- Le coefficient de réglage en tension " r " égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = V_m/V_{pm}$).

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

Pour l'onduleur 1 (II.44)

$$\begin{cases} \text{Si } V_{\text{erf}11} \geq V_p(t) & f_{11} = 1 & \text{sinon } f_{11} = 0 \\ \text{Si } V_{\text{erf}12} \geq V_p(t) & f_{12} = 1 & \text{sinon } f_{12} = 0 \\ \text{Si } V_{\text{erf}13} \geq V_p(t) & f_{13} = 1 & \text{sinon } f_{13} = 0 \end{cases}$$

Pour l'onduleur 2 (II.45)

$$\begin{cases} \text{Si } V_{\text{erf}21} \geq V_p(t) & f_{21} = 1 & \text{sinon } f_{21} = 0 \\ \text{Si } V_{\text{erf}22} \geq V_p(t) & f_{22} = 1 & \text{sinon } f_{22} = 0 \\ \text{Si } V_{\text{erf}23} \geq V_p(t) & f_{23} = 1 & \text{sinon } f_{23} = 0 \end{cases}$$

II.6.3 Association de la MASDE-Onduleurs de tension :

La Figure.II.8 représente l'association de la MASDE à onduleur de tension triphasés commande MLI :

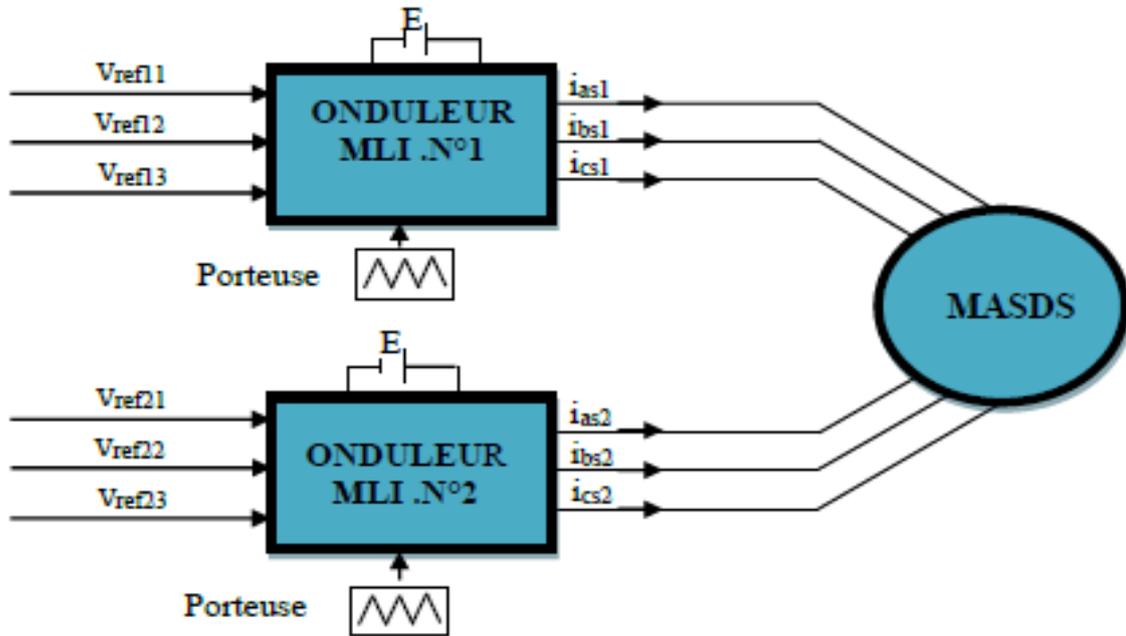
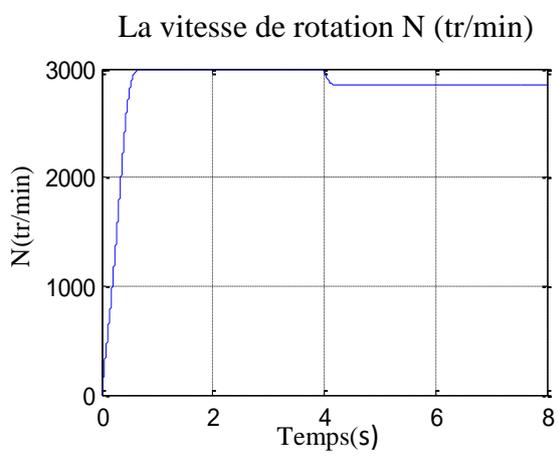
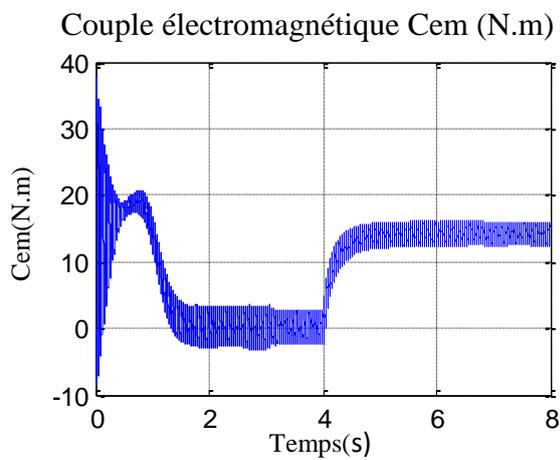
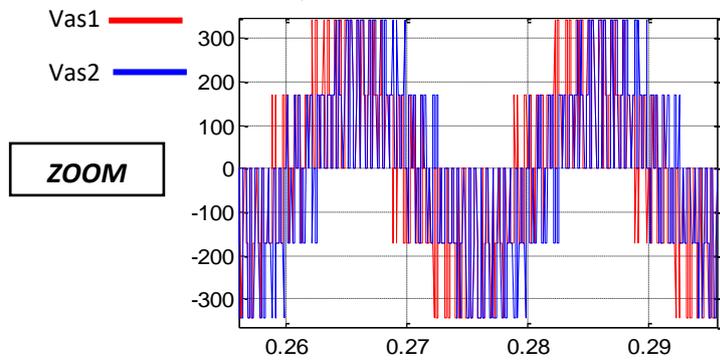
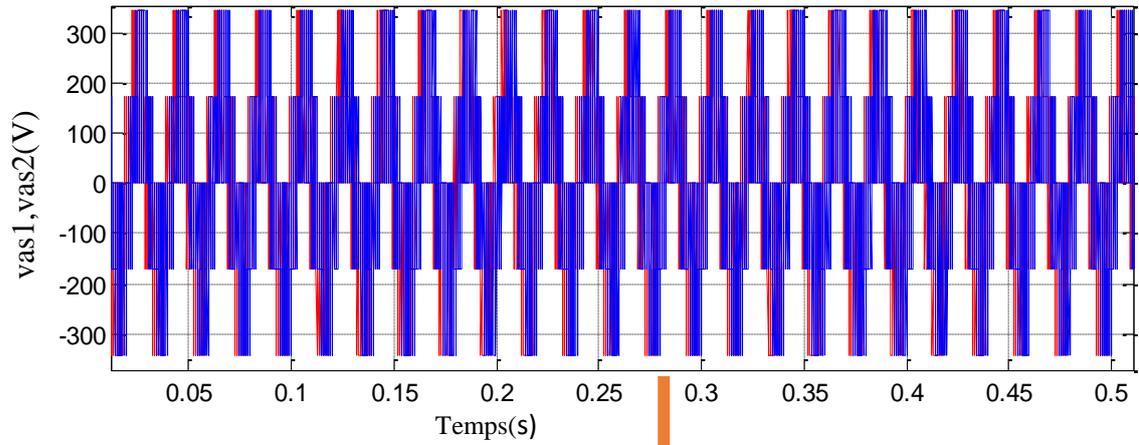


Figure.II.4 : Association de la MASDS avec l'onduleurs MLI.

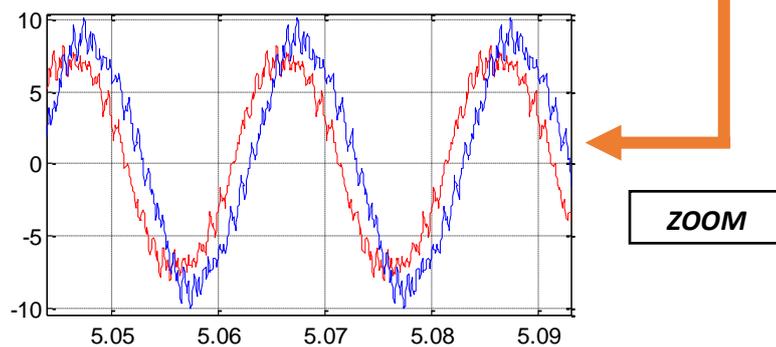
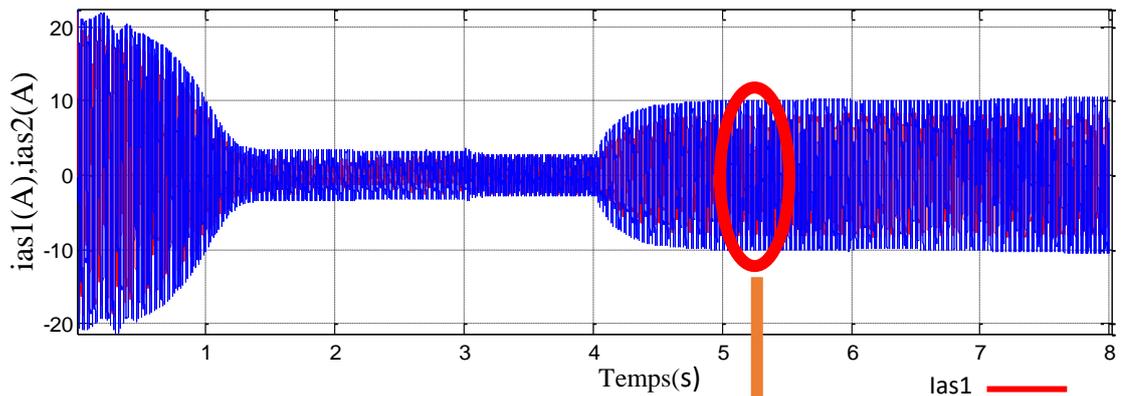
II.6.4 Résultats de simulation



Tensions statorique vas1(V), vas2(V)



Courants statorique ias1(A), ias2(A)



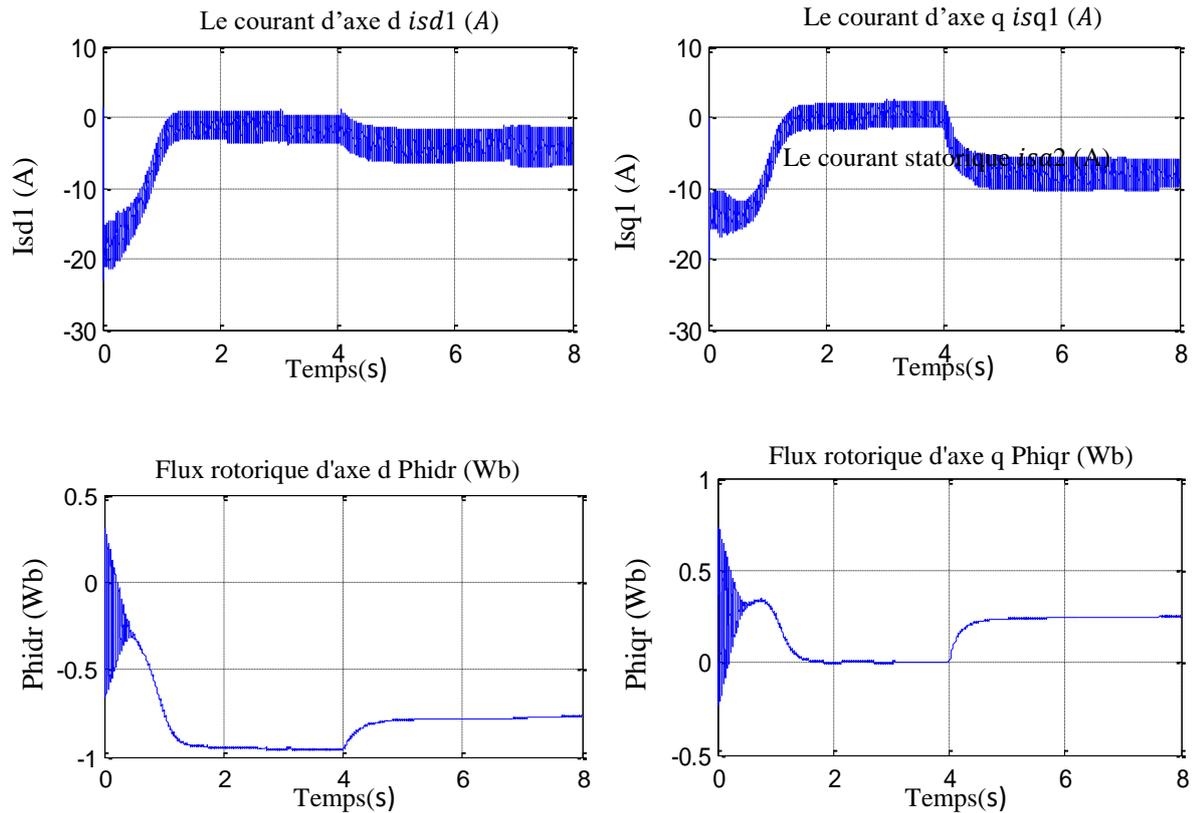


Figure. II.5 : Performances de la MASDE alimentée par onduleur de tension en charge.

II.6.5 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation obtenus sont similaires aux résultats obtenus par la simulation de la machine avec l'alimentation directe au réseau, en termes de valeurs des grandeurs (courant en charge, couple et vitesse en régime établi ...etc.), mais avec la présence d'harmoniques au niveau du courant i_{as1} , du couple électromagnétique, des courants d'axes d et q et au niveau des flux rotorique d'axe d et q. Ces harmoniques sont dus à la présence des onduleurs de tension.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone double étoile en utilisant la transformation de Park. Et on a implanter le modèle électrique de la machine sous l'environnement MATLAB/SIMULINK pour observer sa performance en charge.

En autre partie nous avons fait l'alimentation pour la machine présentée par deux onduleurs de tension à deux niveau commandés par la stratégie de modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Pour améliorer le comportement dynamique de la machine lorsqu'elle est soumise à des perturbations.

Dans le chapitre suivant on va traiter la commande en puissance de cette machine.

Chapitre III

Commande en puissance de la machine asynchrone à double stator

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous aborderons le contrôle de la puissance des moteurs asynchrones à double stator. A cette fin, nous allons d'abord décrire le système à étudier, puis utiliser quelques simplifications pour construire un diagramme simplifié d'un moteur à double stator basé sur le principe de la commande vectorielle. Une telle structure peut être considérée comme une extension du schéma qui a été établi pour les moteurs asynchrones à double alimentation, et permet de synthétiser les régulateurs utilisés pour contrôler la puissance active et réactive du moteur.

III.2 Principe du contrôle de puissance de la machine asynchrone à double stator

La machine asynchrone à double stator est reliée au réseau via son premier stator (Power Winding) tout en contrôlant les grandeurs de deuxième stator. Pour pouvoir contrôler la production d'énergie de ce système, nous réalisons un contrôle indépendant des puissances active et réactive en établissant les équations qui lient les tensions de deuxième stator (Control Winding), généré par un convertisseur, ou puissance active et réactive du premier stator. [22]

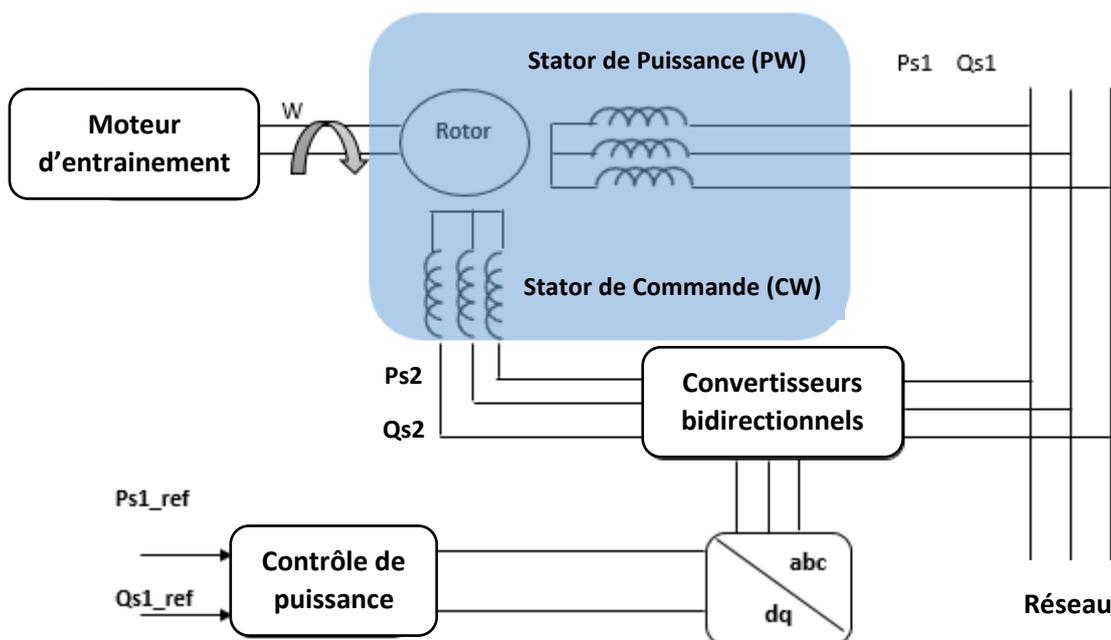


Figure III.1 Schéma synoptique du système étudié

III.3 Commande en puissance de la machine asynchrone à double stator

III.3.1 Principe de la commande vectorielle

Proposé par Blaschke, La commande vectorielle est actuellement la stratégie de commande la plus élaborée pour le contrôle des machines électriques à courant alternatif. Elle se base sur la projection des variables électriques de la machine dans un référentiel biphasé (d,q) tournant avec le vecteur de flux, afin d'obtenir un contrôle analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, la composante directe du courant de la machine asynchrone est analogue au courant d'excitation, tandis que la composante en quadrature est analogue au courant d'induit. Par conséquent ces deux composantes sont mutuellement découplées. [18]

III.3.2 Modèle de la machine asynchrone à double stator

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

Stator 1

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

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

Stator 2

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

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

Rotor

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

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

Avec :

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

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

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

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

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

III.3.3 Commande vectorielle en puissance de la machine asynchrone a double stator

Choix du référentiel pour le modèle diphasé

En orientent le (d,q) de sorte que l'axe direct d soit aligné sur le flux du premier stator, le modèle obtenu de la machine asynchrone a double stator se simplifie, le flux du les équations des tensions stator 1 suivant l'axe q est constamment nul.[19][20][21] Elles deviennent :

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

Si on suppose le réseau électrique stable, ayant pour tension simple V_s , cela conduit à un flux statorique φ_{ds1} constant. De plus, si on néglige la résistance des enroulements du stator 1 ($R_{s1}=0$), hypothèse réaliste pour les machines de fortes puissances utilisées pour la production éolienne, les équations des tensions du stator 1 se réduisent à :

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

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

$$\begin{cases} i_{dr} = -C i_{ds2} - \frac{C V_s}{\omega_s L_{S1}} \\ i_{qr} = -C i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

$$\begin{cases} i_{ds1} = \frac{L_m}{L_{S1} + L_m} (C - 1) i_{ds2} + \frac{V_s}{\omega_s (L_{S1} + L_m)} \left(1 + \frac{L_m C}{L_{S1}} \right) \\ i_{qs1} = \frac{L_m}{L_{S1} + L_m} (C - 1) i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

$$\begin{cases} V_{ds2} = R_s i_{ds2} + L_s \left(1 + \frac{L_m(1-C)}{L_s + L_m} \right) \frac{di_{ds2}}{dt} - \omega_s L_s \left(1 + \frac{L_m(1-C)}{L_s + L_m} \right) i_{qs2} \\ V_{qs2} = R_s i_{qs2} + L_s \left(1 + \frac{L_m(1-C)}{L_s + L_m} \right) \frac{di_{qs2}}{dt} - \omega_s L_s \left(1 + \frac{L_m(1-C)}{L_s + L_m} \right) i_{ds2} + \frac{L_m V_s (1-C)}{L_s + L_m} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

$$\begin{cases} P_{s1} = V_s i_{qs1} = \frac{V_s L_m (C-1)}{L_s + L_m} i_{qs2} \\ Q_{s1} = \frac{V_s L_m (C-1)}{L_{S1} + L_m} i_{ds2} + \frac{V_s^2}{\omega_s (L_{S1} + L_m)} \left(1 + \frac{L_m C}{L_{S1}} \right) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Avec

$$C = \left[\frac{L_{S1} L_m}{(L_r + L_m)(L_{S1} + L_m) - L_m^2} \right]$$

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

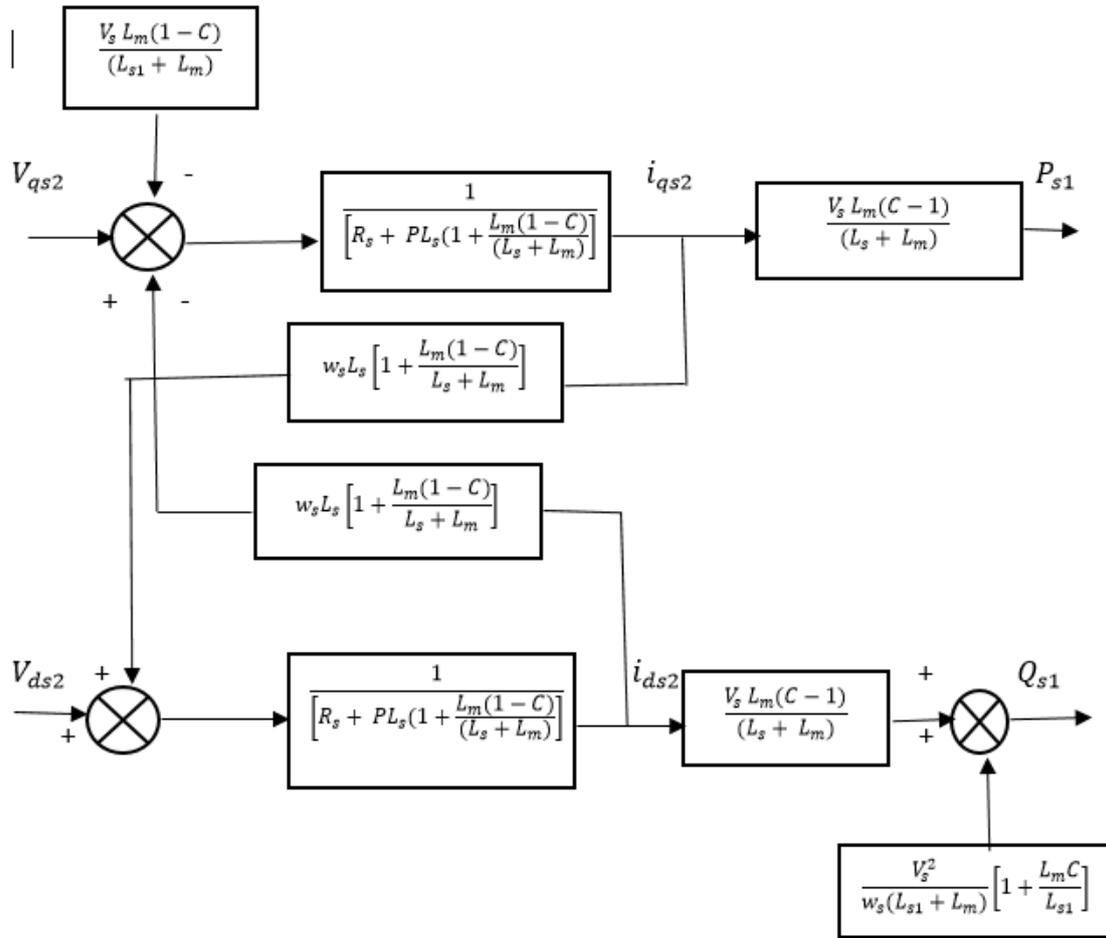


Figure III.2 Diagramme simplifié de la machine asynchrone double stator

Ce schéma fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre (pour les deux axes d et q), liant les tensions du deuxième stator V_{ds2} et V_{qs2} aux puissances active et réactive du premier Stator P_{s1} et Q_{s1} . Il montre également que grâce à la commande vectorielle, à l'influence des termes de couplage près (qui peuvent être compensés), chaque puissance peut être commandé indépendamment par son propre régulateur. Les commandes des puissances active et réactive deviennent ainsi complètement découplées. Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront : [22]

- La puissance active P_{s1} commandée par la tension d'axe q du stator de commande V_{qs2} .
- La puissance réactive Q_{s1} , commandée par la tension d'axe d du stator de commande V_{ds2}

La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire du côté du premier stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau.

Le régulateur proportionnel Intégrateur (PI), utilisé dans la commande de cette machine asynchrone a double stator est Simple et rapide à mettre en œuvre. [22]

III.3.4 Synthèse des régulateurs

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

Comme indique dans la figure III.3, chaque puissance est contrôlée indépendamment de l'autre par un régulateur PI. [22]

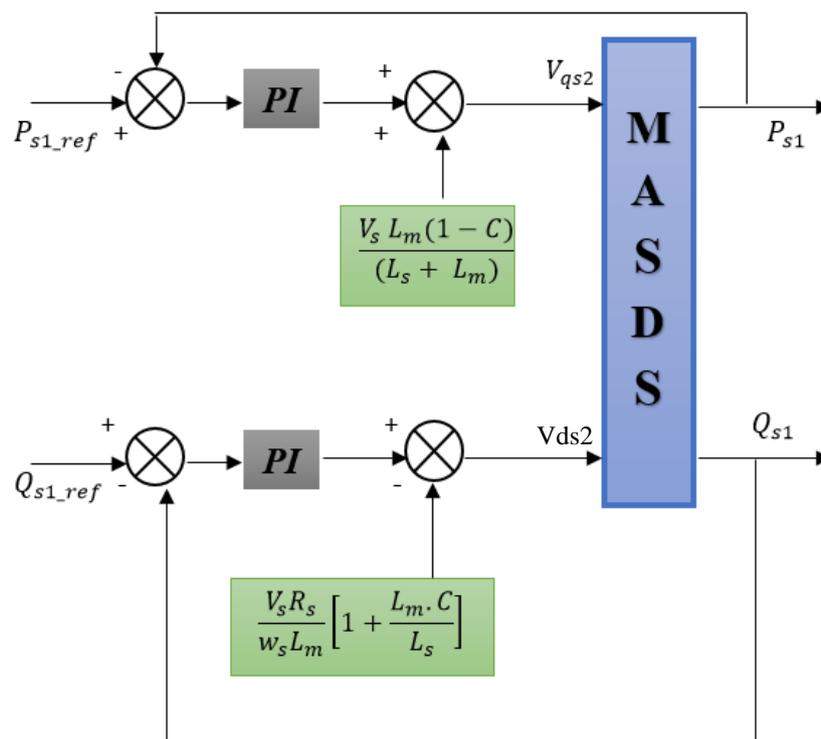


Figure III.3 Schéma bloc de contrôle de puissances

Le rôle des régulateurs est de faire suivre à la machine, des références de puissances active et réactive. L'écart entre les puissances active et réactive de référence et les puissances active et réactive mesurées doit être constamment nul. Notons que le modèle du schéma Simplifié de la figure III.3 sert uniquement à la synthèse des régulateurs, dans tous les autres calculs, c'est le modèle réel de la machine qui est utilisé.

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

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

$$G_c(P) = K_p + \frac{K_i}{P} \tag{III.16}$$

Avec :

K_p : le gain proportionnel du régulateur

K_i : le gain intégral du régulateur

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

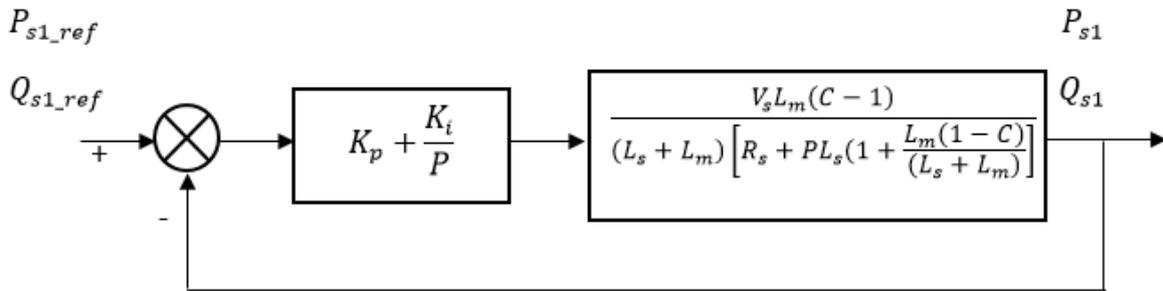


Figure III.4 stratégie de commande des puissances par un régulateur PI

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

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

Nous choisissons la méthode de compensation des pôles pour la synthèse du régulateur afin d'éliminer le zéro de la fonction de transfert. Cette méthode se déroule en deux étapes,

elle consiste, dans une première étape à utiliser le zéro de régulateur $\left(\frac{K_i}{K_p}\right)$ pour compenser un pôle du système à commander. Elle permet ainsi de Simplifier 'ordre de la fonction de transfert en boucle ouverte. Cette compensation donne la première équation permettant de calculer les deux coefficients K_i et K_p .

Dans une seconde étape, on calcule la fonction de transfert en boucle fermée et on détermine une seconde équation permettant de calculer le deuxième coefficient de régulateur.

L'application de cette méthode au système nous conduit à obtenir le rapport des coefficients suivants : [22]

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

Et la fonctionne de transfert en boucle fermée est définie par :

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

Et la fonctionne de transfert en boucle fermée est définie par :

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

Après calcul, on trouve :

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

Cette fonction se présente sous la forme :

$$F(P) = \left[\frac{1}{1+\tau_r P} \right] \quad (III.22)$$

Avec

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

On obtient :

$$K_P = \frac{L_S(L_S+L_m) \left[1 + \frac{L_m(1-C)}{(L_S+L_m)} \right]}{\tau_r V_S L_m (C-1)} \quad (III.24)$$

$$K_i = \frac{R_S(L_S+L_m)}{\tau_r V_S L_m (C-1)} \quad (III.25)$$

III.3.5 Résultats de simulation et interprétation :

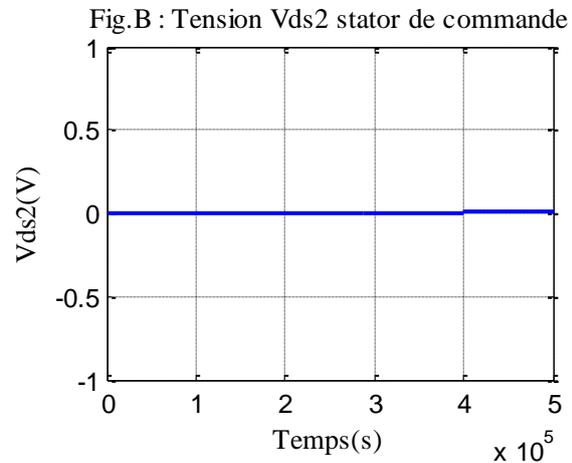
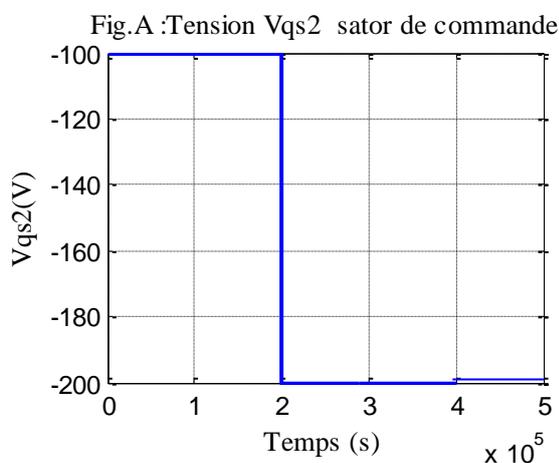
III.3.5.1 Résultats de simulation

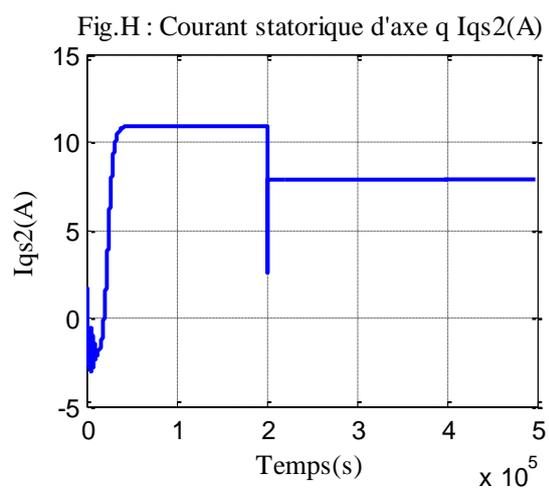
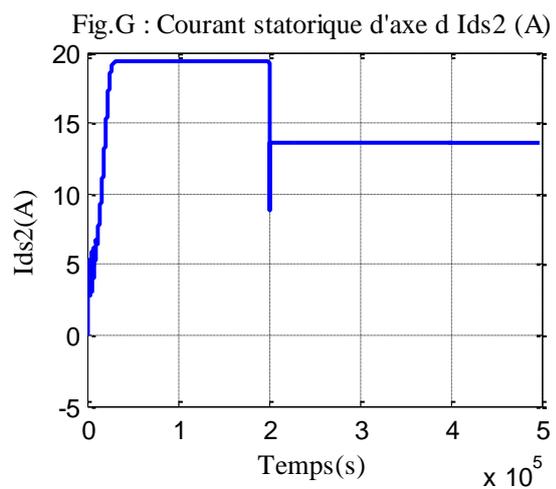
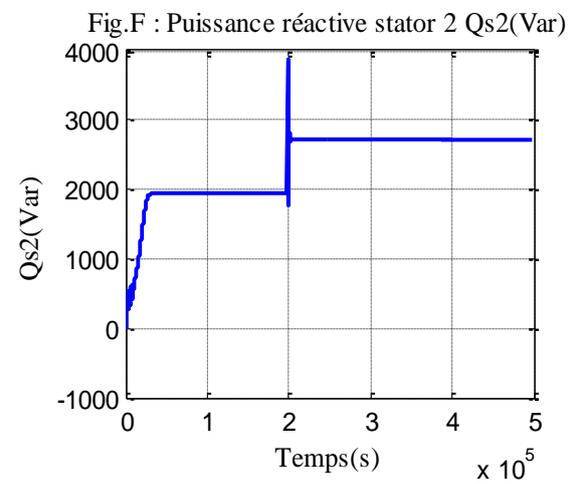
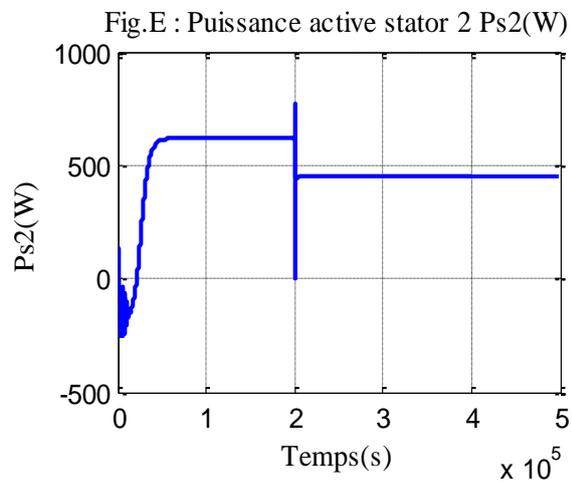
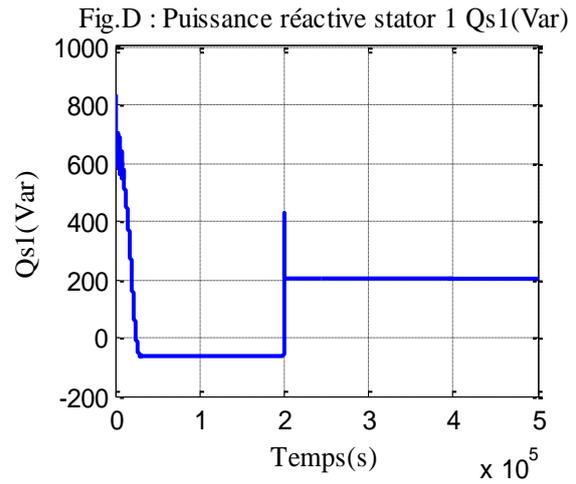
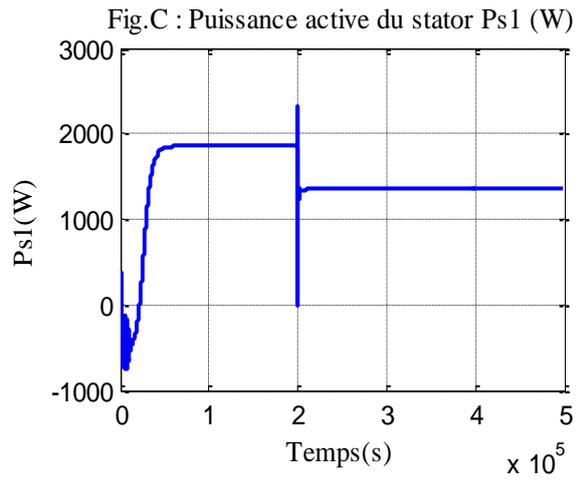
Afin d'étudier et évaluer les performances de la méthode de contrôle en puissance, nous avons réalisé un ensemble de test de simulation pour une machine asynchrone a double étoile puissance 4.5KW.

Les tests qu'on a effectués en imposant les tensions du stator de commande ($V_{ds2}=0V$ et $V_{qs2}=-100V$) et a l'instant $t=10s$ on change la tension V_{qs2} et on remarque l'évolution de la puissance du premier stator (stator de puissance).

Les résultats de la simulation sont présentés pour le mode de fonctionnement en dessous de la vitesse synchrone (mode hypo-synchrone).

Les résultats :





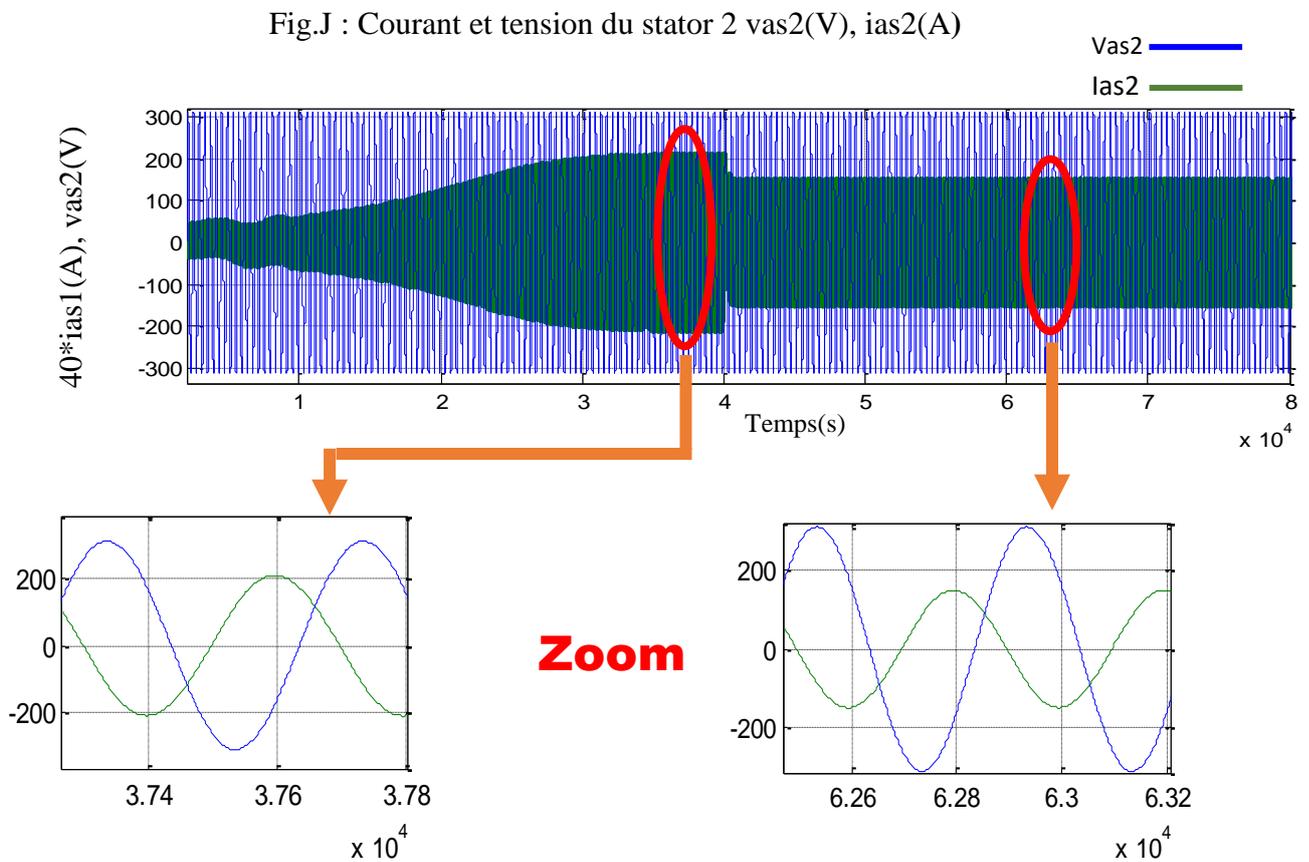
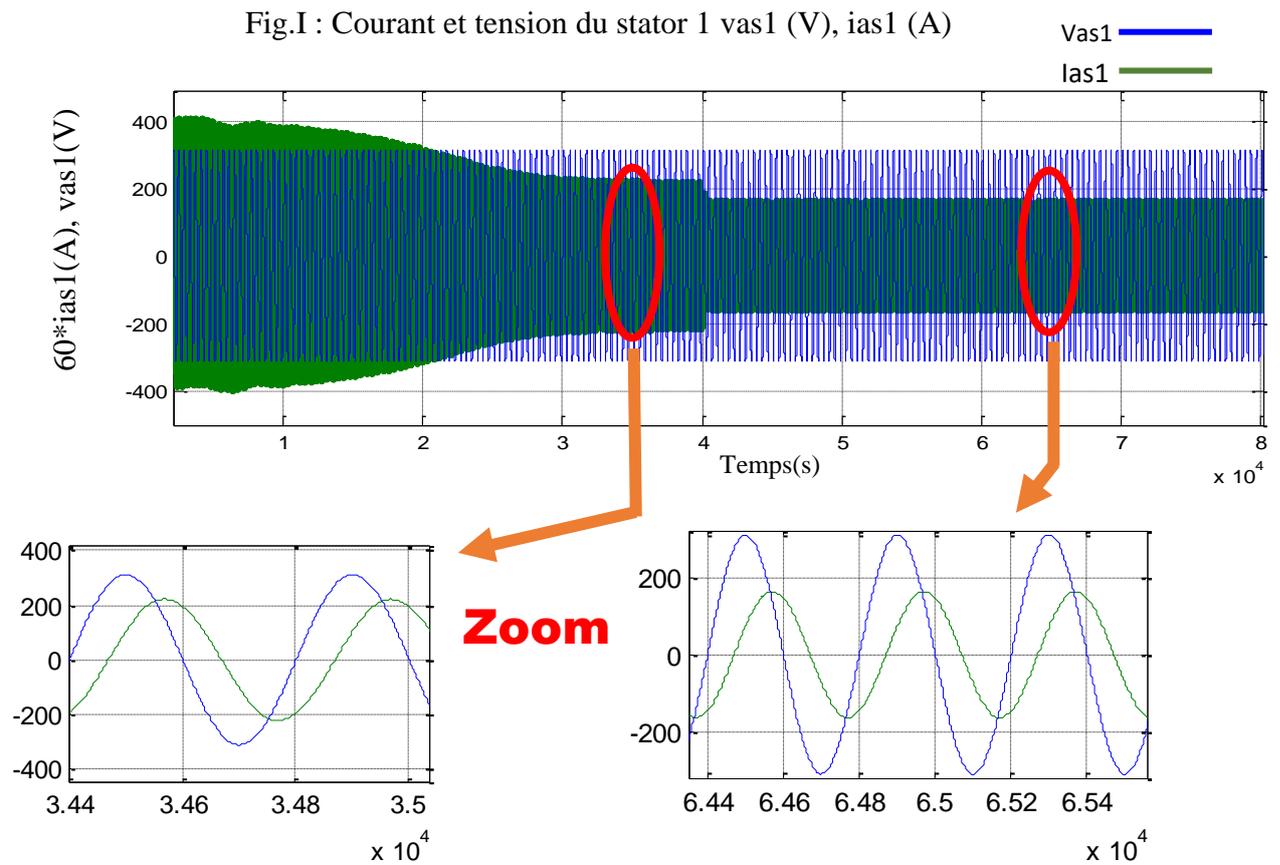


Figure III.5 Les performances de la machine sous contrôle DPC

III.3.5.2 Interprétation des résultats :

D'après la Figure III.5 on peut déduire :

On constate qu'on peut contrôler les puissance active et réactive de premier stator (stator de puissance) à partir de deuxième stator (stator de commande) car : de (Fig.C et Fig.H) la composante quadratique de courant I_{qs2} du stator 2 (bobinage de commande) contrôle la puissance active P_{s1} du stator 1, et de (Fig.D et Fig.G) la composante directe du courant I_{ds2} du stator 2 contrôle le puissance réactive Q_{s1} du stator.

Le signe positif de la puissance active du stator 2 montré dans (Fig.E) indique que la machine asynchrone a double stator et fonctionne en mode hypo-synchrone absorbe la puissance active du réseau par le stator 2.

Les Figures (Fig.I et Fig.J) montre les tensions et les courants du stator 2 et stator 1 montré avec leurs zooms, le déphasage entre ces deux grandeurs (tension et courant) indique aussi que la machine est en mode hypo-synchrone.

III.4 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la commande directe de puissance active et réactive d'une machine asynchrone double stator de puissance nominale 4.5 KW.

Notre machine à double stator on l'a reliée au réseau par son premier stator (stator de puissance) en contrôlant les grandeurs de deuxième stator (stator de commande).

Une simulation de cette machine faite sous un logiciel Matlab-Simulink, les résultats obtenus montrent que la structure de commande de la puissance active et réactive proposée donne de bons résultats car elle permet un control instantané de celle-ci. La commande de la puissance permet quant à elle d'offrir un service appréciable et utile pour la gestion et le maintien du plan de tension du réseau.

Conclusion générale

Conclusion générale

La machine asynchrone double étoile prend une place très importante dans le monde industriel d'aujourd'hui grâce à sa robustesse et à sa simplicité de construction. Elle intéresse aussi bien le monde de la recherche que celui de l'industrie car, bien que plus coûteuse que la structure triphasée, elle présente plus de fiabilité et offre plus d'options pour la réalisation des différentes commandes en moteur ou bien en génératrice. [23]

Ce mémoire est consacré à l'étude, la modalisation et la commande de la machine asynchrone double étoile, en fonctionnement moteur, en appliquant la stratégie de commande en puissance au système dynamique de la MASDE. Tout en respectant les critères de performances telles que, la robustesse, la rapidité, la précision, le dépassement, la poursuite, la facilité de mise en œuvre de la méthode.

Nous avons tout d'abord entamer le premier chapitre en donnant l'histoire des machines électriques. En particulier un intérêt est porté pour les machines asynchrones et les machines multi-phases pour finir par parler de la machine asynchrone double étoile.

Afin de mieux maîtriser la machine, le second chapitre est consacré à la modélisation de la MASDE et de son alimentation. Pour cela, on a commencé en se basant sur le modèle équivalent de Park et le système d'équation d'état de la machine en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle est vérifié et validé par des résultats de simulation sous logiciel MATLAB en alimentant la machine directement par le réseau électrique en premier partie et par un onduleur M.L.I de tension à deux niveaux en second partie.

Enfin Nous avons dédié le troisième chapitre à la structure de contrôle de puissance active et réactive de cette machine et pour étudier les comportements de cette méthode, on a effectué la simulation par le logiciel Matlab/Simulink. Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger la qualité de la commande par DPC qui permet d'obtenir des performances dynamiques très satisfaisantes. Par ailleurs on a fait une étude théorique de cette commande en utilisant des régulateurs PI, ces paramètres sont synthétisés en se basant sur la construction d'un diagramme simplifié de la machine, ce dernier obtenu après l'obtention des relations liant les puissances de stator de puissance aux tensions du stator de commande.

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

- Comparer la commande proposée avec d'autres types de commande.
- Envisager de réaliser une validation expérimentale pour valider les résultats théoriques de la méthode de contrôle proposée.
- L'étude de cette machine en fonctionnement génératrice, et son intégration dans un système de production d'énergie.

Référentes Bibliographiques :

[1] : A. Terki « commande par RST de la machine asynchrone double étoile », Mémoire d'ingénieur, Université de M'Sila 2009.

[2] : Azzi S.B Etude et modélisation de la machine asynchrone double étoile : Application à la traction électrique 2014 Université de Tizi-Ouzou.

[3] : BOUDJTAT et HIMOURA Étude et Simulation d'une Machine Asynchrone Alimenté Par Un Onduleur De Tension A Commande MLI 2017 Université de Annaba.

[4] : G. K. Singh, « Multi-phase induction machine drive research a survey », Electric Power System Research., Vol. 61, pp. 139-47, 2002.

[5] : L. Benalia « Commande en tension des moteurs a induction double alimentes », Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2010.

[6] : CHEKKAL et HAMITOUCHE. « Etude, Identification, Modélisation et commande de la Machine Asynchrone Double Etoile », mémoire d'ingénieur université de Bejaia, 2007.

[7] : D. Hadiouche, « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy- I, France, décembre 2001.

[8] : E. Merabet, « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Thèse de magistère, Université de Batna 2008.

[9] : Hamid-Reza. N, Pooya D, Abbas « A novel structure for vector control of symmetrical-six-phase Induction machines with three current sensors » ETASR Engenie Technology & Applied Science Research Vol. 1, No. 2, 2011, 23-29.

[10] : ZOUAOUID et MESSAI « Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à double stator » Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi 2018.

[11] : H. Amimeur, D. Aouzellag, R. Abdessemed, and K. Ghedamsi, « Slinding mode control of a dual-stator induction generator for wind energy conversion systems », International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol.42, No.1, pp.60-70, 2012.

- [12] : T. Laamayad, « Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode glissant. apport de la logique floue », Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2014.
- [13] : LAMACHE, "Développement et implémentation par logique floue d'une commande DTC d'un moteur à induction alimenté par un onduleur de tension PWM", thèse de magistère, Université de Sétif, 2003.
- [14] : HAMADACHE, OUARET, "Commande d'un système de pompage photovoltaïque", mémoire d'ingénieur, université de Bejaia, 2007.
- [15] : H. Ney, Equipements de puissance, Editions Fernand Nathan, Paris, 1988.
- [16] : Hocine AMIMEUR Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement l'Université de Batna 2008.
- [17] : BENALIA L. Commande Par Orientation De Flux Rotorique De La Machine Asynchrone Double Etoile A Basse D'un Régulateur Glissant. Université de M'Sila 2016.
- [18] : N. Akkari, « contribution à l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2010.
- [19] : Frédéric POITIERS « Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour L'utilisation de L'Energie Eolienne -Machine asynchrone à cage autonome- Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau » Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes 2003.
- [20] : A. Maafa, « intégration d'une cascade de deux machines asynchrones dans un système éolien » Thèse de Doctorat en Électrotechnique, université de Bejaia, 2017.
- [21] : A. Boyette, S. Saadate and P. « Direct and indirect control of a doubly fed induction generator wind turbine including a storage unit », IECON 2006 – 32nd Annual conference on IEEE Industrial Electronics, Paris, France, pp.2517-2522.
- [22] : F. Lounis « Contribution à la modélisation et à la commande d'un système de conversion de l'énergie éolienne à base d'une machine asynchrone à double stator » Thèse de Doctorat en Sciences en Électrotechnique, Université de Tizi-Ouzou 2020.

[23] : Rahali.H, « Commandes non linéaires hybrides et robustes de la machine asynchrone à double étoile « MASDE » Doctorat En Sciences, Université de M'Sila 2020.

[24] : Bouagga et Merabet « Commande d'une machine Asynchrone à double stator par régulateur glissant », Université de Ouargla 2019.

Symboles :

N : vitesse de rotation de la machine (tr/mn)

N_s : Vitesse de synchronisme (tr/mn)

p : nombre de paires de pôles

p : Opérateur de Laplace

q : Nombre d'encoche par pole et par phase

R_s : Résistance électrique (Ω)

R_{s1} : Résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 1(Ω)

R_{s2} : Résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 2(Ω)

R_r : Résistance d'une phase rotorique ramené (Ω)

r : Coefficient de réglage en tension

t : temps (s)

T_p : Période du signal de la porteuse (s)

T : Constante de temps d'un système du premier ordre(s)

t : (exposant) transpose d'une matrice

$[U]$: Vecteur de commande

$[I]$: Vecteur d'état

$V_{a,b,cs1,2}$: Tension triphasé statorique (étoile 1et 2) (V)

V_{ds1}, V_{qs1} : tension de l'étoile 1 dans le référentielle de Park (d,q) (V)

V_{ds2}, V_{qs2} : : tension de l'étoile 2 dans le référentielle de Park (d,q) (V)

V_{dr}, V_{qr} : : tension rotorique dans le référentielle de Park (d,q) (V)

$[V_{s1}], [V_{s2}], [V_r]$: Vecteur des tensions statoriques et rotorique (V)

W_{mag} : Energie magnétique

α : Angle électrique de décalage entre les deux étoiles (rd)

α_m : Angle mécanique de décalage entre les deux étoiles

$\Phi_{a,b,ce}$: Flux triphasés rotorique (Wb)

$\Phi_{a,b,cs1,2}$: Flux triphasés statorique (étoiles 1 et 2)

Φ_{s1d}, Φ_{s1q} : flux de l'étoile 1 dans le referenciel de Park (d,q) (Wb)

Φ_{s2d}, Φ_{s2q} : flux de l'étoile 2 dans le referenciel de Park (d,q) (Wb)

Φ_{rd}, Φ_{rq} : Flux rotorique dans le referenciel de Park (d, q) (Wb)

Φ_s : Flux statorique selon (d, q) (Wb)

$[\Phi_s], [\Phi_r]$: Vecteurs des flux statorique et rotorique (Wb)

Ω : Vitesse mécanique de rotation du rotor (rd/s)

ω_{coor} : vitesse angulaire de rotation du système d'axe biphasé par rapport au système d'axes triphasé (rd/s)

ω_{gl} : Pulsation électrique du glissement (rd/s)

Ω_n : vitesse mécanique de rotation du rotor nominal (rd/s)

ω_r : Pulsation électrique des grandeurs rotorique (rd/s)

ω_s : Pulsation électrique des grandeurs statorique (rd/s)

τ : Constante de temps d'un système de premier ordre (s)

τ_r : Constante de temps rotorique (s)

θ : Position de l'axe d par rapport à l'étoile 1 (rd)

θ_{gl} : Position de l'axe d par rapport un rotor (rd)

θ_r : Position du rotor par rapport à l'étoile 1 (rd)

θ_{r-a} : Position du rotor par rapport à l'étoile 2 (rd)

Annexe 1: Paramétré de la MASDE

<u>Grandeurs</u>	<u>Valeurs</u>
• Puissance nominal	$P_n = 4.5 \text{ KW}$
• Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
• Courant nominal	$I_n = 6.5 \text{ A}$
• Résistance du premier enroulement statorique	$R_{S1} = 3.72 \Omega$
• Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{S2} = 3.72 \Omega$
• Résistance rotorique	$R_r = 2.12 \Omega$
• Inductance du premier enroulement statorique	$L_{S1} = 0.022 \text{ H}$
• Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{S2} = 0.022 \text{ H}$
• Inductance rotorique	$L_r = 0.006 \text{ H}$
• Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672 \text{ H}$
• Moment d'inertie	$J = 0.0625 \text{ Kg.m}^2$
• Coefficient de frottement	$k_f = 0.001 \text{ N.m.s/rad}$
• Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
• Nombre de paires de pôles	$p = 1$
• La vitesse nominale	$N = 3000 \text{ tr/min}$