



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Présenté par

MOHAMED BRAHIM BALLA

ZEIN EL ABIDINE MOHAMED LEHBIB DAH

THEME

MODELESATION ET COMMANDE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

Soutenu le 29/06/2019 devant la commission d'examen composée de :

Mr. LABDANI RAFIK	MAA à l'Université de Khenchela	Président
Mr. BEDDIAF YASSINE	MCB à l'Université de Khenchela	Encadreur
Mr.SAIDI ABDELKADER	MAA à l'Université de Khenchela	Examinateur

Promotion 2018/2019

DEDICACE

*Je dédie ce mémoire à mes très chers parents mon Père **Brahim Ahmed** et ma mère **Mariam Houssein** exemple de courage et de sérieux qui m'ont tout donné pour me permettre de réaliser mes rêves. En ces quelques mots, je leurs exprime tout mon amour et mon respect pour tout ce qu'ils m'ont offert comme soutien, encouragement et aide .Je leurs souhaite une bonne santé, que Dieu me les garde.*

A mes sœurs. Pour leur soutien moral pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés dans les moments les plus ardues.

*A mon encadreur Monsieur **Beddiaf Yassine**.*

Tous mes Amis et ma famille.

MOHAMED BRAHIM

DEDICACE

Je dédie ce mémoire à mes très chers parents mon Père et ma mère exemple de courage et de sérieux qui m'ont tout donné pour me permettre de réaliser mes rêves. En ces quelques mots, je leurs exprime tout mon amour et mon respect pour tout ce qu'ils m'ont offert comme soutien, encouragement et aide .Je leurs souhaite une bonne santé, que Dieu me les garde.

*A mon cher oncle **El Khalil Dah** tes conseils ont toujours guidé mes pas vers la réussite.Ta compréhension et ton encouragement sont pour moi le soutien indispensable que tu as toujours su m'apporter.je te dois ce que je suis aujourd'hui et ce que je serai demain.*

A mes sœurs. Pour leur soutien moral pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés dans les moments les plus ardues.

A ma grande famille : mes tantes, mes oncles

*A mon encadreur Monsieur **Beddiaf Yassine**.*

Tous mes Amis et ma famille.

ZEIN ELABIDINE DAH

Remerciements

Nous remercions Dieu tout puissant de nous avoir donné la force et la patience pour mener ce travail à terme.

*Nous exprimons notre profonde gratitude et nos vifs remerciements à notre encadreur **Mr Beddiaf Yassine** pour avoir d'abord proposé ce thème, Et d'avoir accepté de diriger ce travail et pour la confiance, l'intérêt disponibilité et la patience qu'il nous a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.*

Nos vifs remerciement vont également aux membres de jurys, pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'être examinateurs de notre projet de fin de cycle. Nous tenons également à remercier tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

*Nos vifs remerciements à tous nos enseignants à l'université **ABBES LAGHROUR.***

Notations et symboles

C_{em}	Couple électromagnétique (N.m)
C_r	Couple électromagnétique maximal (N.m)
I_a	Courant d'induit de la MCC (A)
f	Fréquence du réseau (Hz)
$I_{a,b,cr}$	Courants triphasées rotorique (A)
I_{ds1}, I_{qs1}	Courant de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d, q) (A)
I_{ds2}, I_{qs2}	Courant de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d, q) (A)
I_{dr}, I_{qr}	Courant rotorique dans le référentiel de Park (d, q) (A)
$[I_{s1}], [I_{s2}], [I_r]$	Vecteurs des courants statorique et rotorique (A)
j	Moment d'inertie ($kg.m^2$)
L_{s1}	Inductance propre d'une phase de l'étoile 1 (H)
L_{s2}	Inductance propre d'une phase de l'étoile 2 (H)
L_{sr}	Inductance mutuelle cyclique stators-rotor (H)
L_m	Inductance mutuelle cyclique étoile1-étoile2 et le rotor (H)
L_{ms}	Inductance mutuelle cyclique statorique (H)
L_{mr}	Inductance mutuelle cyclique rotorique (H)
L_r	Inductance propre d'une phase du rotor (H)
p	Nombre de paires de pole
P	Opérateur de la place
q	Nombre d'encoche par pole et par phase
R_r	Résistance rotorique (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_m	Résistance de magnétisation
r	Coefficient de réglage en tension
t	Temps (s)
T	Constante de temps d'un système du premier ordre(s)
v_a	Tension de l'induit (V)
v_f	Tension de l'inducteur (V)
$v_{a,b,cs1,2}$	Tensions triphasées statoriques (étoile 1 et 2) (V)
v_{ds1}, v_{qs1}	Tensions de l'étoile 1 dans le référentielle de Park (d, q) (V)
v_{ds2}, v_{qs2}	Tensions de l'étoile 2 dans le référentielle de Park (d, q) (V)
v_{dr}, v_{qr}	Tensions rotoriques dans le référentielle de Park (d, q) (V)
$[v_{s1}], [v_{s2}], [v_r]$	Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques (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 (rd)
$\Phi_{a,b,cr}$	Flux triphasés rotorique (Wb)
$\Phi_{a,b,cs1,2}$	Flux triphasés statorique (étoiles 1 et 2)
Φ_{ds1}, Φ_{qs1}	Flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)
Φ_{ds2}, Φ_{qs2}	Flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)
Φ_{dr}, Φ_{qr}	Flux rotorique dans le référentiel 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_{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)

Notations et symboles

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)
$\theta_{r-\alpha}$	Position du rotor par rapport à l'étoile 2(rd)
MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile.
FOC	Field Oriented Control (Commande à flux orienté).
PI	Proportionnel – Intégrale.

Listes des figures

N° de figure	Titre de figure	Page
Figure I.1	Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.	7
Figure II.1	Modes de fonctionnement suivant le glissement.	12
Figure II.2	Représentation schématique des enroulements de la MASDE,	13
Figure II.3	Transformation de Park	18
Figure II.4	Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE	21
Figure II.5	Représentation des axes en transformation de Park	22
Figure II.6	Schématization de l'ensemble onduleur -machine asynchrone.	26
Figure II.7	Comparateur à deux seuils.	29
Figure II.8	Simulation de la machine asynchrone alimentée par un onduleur.	30
Figure II.9	Simulation de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé.	31
Figure III.1	Principe de la commande vectorielle	37
Figure III.2	Orientation du flux rotorique sur l'axe d	38
Figure III.3	Schéma de régulation des courants.	39
Figure III.4	Schéma d'un système asservi du premier ordre régulé par un PI	42
Figure III.5	Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques	43
Figure III.6	Schéma de régulation des courants	44
Figure III.7	Schéma de régulateur des vitesses.	44
Figure III.8	Bloc de découplage en tension (FOC).	45
Figure III.9	Bloc défluxage	46

Figure III.10	Commande vectorielle indirecte de la MASDE.	47
Figure III.11	Schéma de simulation	48
Figure III.12	Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte	50

Liste des Tableaux		
N ° de tableau	Titre de Tableaux	Page
Tableaux I.1	Machines multiphasées de Type 1	5
Tableaux I.2	Machines multiphasées de Type 2	6

Titre	Page
Introduction générale	1
Chapitre I : Généralités sur les machines multiphasées	
I.1.Introduction	3
I.2.Histoire des machines électriques	3
I.3.Caractéristiques des machines multiphasées	4
I.3.1. Machines multiphasées de type 1	4
I.3.2. Machines multiphasées de type 2	6
I.4.Applications des Machines Multiphasées	7
I.5.Avantages des Machines Multiphasées	7
I.5.1. Segmentation de puissance	7
I.5.2. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques	8
I.5.3. Fiabilité	8
I.6.Inconvénients des machines multiphasées	8
I.7. Conclusion	9
Chapitre II : Modélisation et simulation de la machine asynchrone double étoile	
II.1. Introduction :	11
II.2. Description de la MASDE	11
II.3. Principe de fonctionnement de la MASDE	12
II.3.1. Hypothèses simplificatrices	13
II.4. Modélisation de la machine asynchrone double étoile	13

II.4.1. Représentation de la machine	13
II.4.2. Equations électriques	14
II.4.3. Équations magnétiques de la MASDE	15
II.4.4. Énergie magnétique	17
II.4.5. Couple électromagnétique	17
II.4.6. Equations mécaniques	18
II.5. Modèle de Park	16
II.6. Choix du référentiel :	18
II.6.1. Référentiel lié au stator « α , β »	18
II.7. Application de la transformation de Park	19
II.7.1. Equations des tensions	21
II.7.2. Equations des flux :	23
II.7.3 Equation mécanique	23
II.8. Mise sous forme d'équation d'état	25
II.9 Modélisation de l'onduleur	26
II.9.1 Concept de modélisation de l'onduleur	27
II.9.2 Générateur de MLI	28
II.9.3 Résultats de la simulation	29
II.10 Conclusion	34
Chapitre III : La commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile	
III.1. Introduction :	36
III.2. Principe de la commande Vectorielle :	36
III.3. Procédé D'orientation Du Flux	37
III.4. Méthodes De La Commande Vectorielle :	39

Sommaire

III.4.1. Méthode Directe :	39
III.4.2. Méthode Indirecte :	39
III.5. Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse	39
III.6 Identification des paramètres des régulateurs PI	42
III.6.1 Calcul des paramètres du régulateur des courants	44
III.7. Régulateur de vitesse	44
III.8. Bloc de défluxage	46
III.9. Schéma de simulation	48
III.9. 1. Résultat de simulation	49
III.10. Conclusion	52
Conclusion générale	53

Introduction générale

Les machines électriques sont l'élément le plus important dans l'industrie à savoir : la production et les entraînements électriques. La machine asynchrone triphasée est la plus simple à fabriquer, la moins coûteuse et la moins exigeante en termes d'entretien, présente un taux de défaillance très faible, elle est fabriquée en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances, etc. Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multiphasées ont par la suite fait un intérêt important, en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui présente plusieurs avantages. En effet, les variateurs multiphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, tels que : segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotorique, réduction des courants harmoniques, grande fiabilité et forte puissance, etc. Actuellement, les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'étude, l'analyse et la commande des machines multiphasées, en particulier, la machine asynchrone double étoile qui nécessite une double alimentation triphasée statorique. Dans notre projet, on a utilisé la méthode la plus utilisée qui est la méthode du circuit interne équivalent (CIE),

Les techniques de commandes modernes conduisent à une commande des machines asynchrones comparable à celle de la machine à courant continu. Parmi ces techniques, on trouve la commande directe du couple, la commande par retour d'état et la commande vectorielle. Dans notre cas on a utilisé la commande vectorielle

Ce mémoire est scindé en trois chapitres :

- ✚ **Le premier chapitre** : ce chapitre est consacré à la présentation, de la généralité de la machine asynchrone double étoile ;
- ✚ **Le deuxième chapitre** : nous présentons la machine asynchrone double étoile, nous proposons une modélisation classique du moteur asynchrone en utilisant la transformation de Park (triphase / biphasée).
- ✚ **Le Troisième chapitre**, consacré à la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique et à la commande de l'onduleur.



Chapitre I

Généralités sur les machines
multiphasées

I.1.Introduction

Les machines électriques triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques [1]. Leur alimentation est réalisée par des onduleurs de tension dont les interrupteurs sont commandés en modulation de largeur d'impulsions (MLI) qui permet d'obtenir de bonnes performances surtout dans le cas d'une vitesse variable [2]. Lors de l'augmentation de la puissance, quelques problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle. Mais à puissance donnée, la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de la tension. Les onduleurs de tension à MLI imposent des gradients de tension élevés, qui provoque un vieillissement accéléré des isolants. L'emploi de structure multi niveaux permet alors la réduction des tensions commutées, d'où l'apparition des machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multiphasées" qui offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs et aux bobinages [3]. Ce type de machines : machine à deux enroulements triphasés au stator, est apparu à la fin des années 1920 dont le but d'augmenter la puissance des alternateurs synchrones de très fortes puissances [4], [5].

I.2.Histoire des machines électriques [6], [7]

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 Friedriche 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 Paccinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très

amélioré. En 1888 Nikola Tesla 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 et l'utilisation de l'énergie électrique. On remarque sur cette brève historique que les chercheurs et les ingénieurs n'ont pas cessé d'améliorer, de développer et d'inventer d'autres machines, qui ont satisfait les besoins de plusieurs applications industrielles et domestiques, ce qu'a donné lieu à de nombreuses machines allant de « micro machines » aux « giga machines ». Les possibilités de conditionnement de l'énergie électrique, qu'offre l'électronique de puissance, ont non seulement permis de modifier considérablement les conditions de fonctionnement des machines conventionnelles à courant continu et à courant alternatif, mais elles ont également conduit au développement de nouvelles classes de machines comme par exemple les machines à courant continu du type brushless (sans balais), etc. [Ces machines peuvent être classées de plusieurs manières]

I.3. Caractéristiques des machines multiphasées

I.3.1. Machines multiphasées de type 1

Dans ce type de machines qui sont appelées aussi machines multi-étoile, le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en η étoiles triphasées [2] :

$$q=3n(n=1,2,3,4,5)$$

Pour un nombre donné de phases, il est possible d'avoir plusieurs configurations suivant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes.

En effet, une machine double étoile dont le nombre de phases statoriques $q = 6$ et les étoiles sont décalées de $\alpha = \frac{\pi}{6}a$ des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \frac{\pi}{3}$.

Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un nombre équivalent des phases, noté q_{α} dont la définition est comme suit : $q_{\alpha} = \frac{\pi}{\alpha}$

Le tableau I.1 donne le détail de quelques exemples des machines multi-étoile.

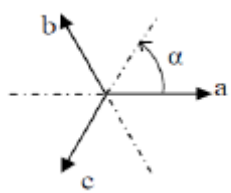
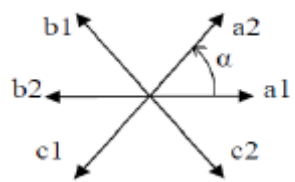
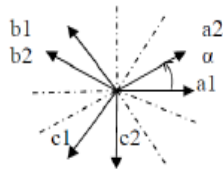
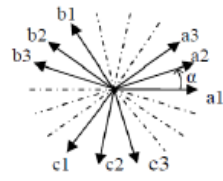
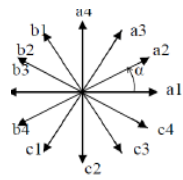
Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_a)	Décalage angulaire (α)	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	

Tableau I.1. Machines multiphasées de Type 1 [1].

I.3.2. Machines multiphasées de type 2

Dans ce type de machines, le nombre de phases statoriques q est un nombre impair.

Si α représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{q} = 2\alpha$. On a donc toujours : $q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$.

Le **tableau I.2** donne le détail de quelques exemples de machines multiphasées de type 2.

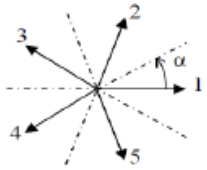
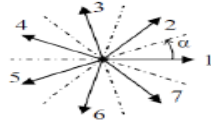
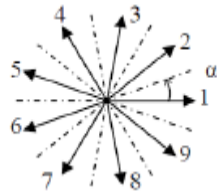
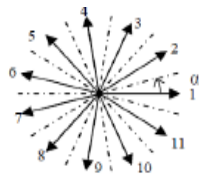
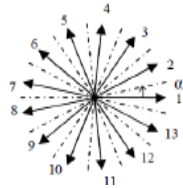
Nombre de Phases(q)	Nombre Equivalent de Phase($q\alpha$)	Décalage Angulaire (α) degré	Représentation Des axes des bobines
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

Tableau I.2. Machines multiphasées de Type 2[1].

I.4.Applications des Machines Multiphasées

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc. [8]. 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 (Fig.I.1).

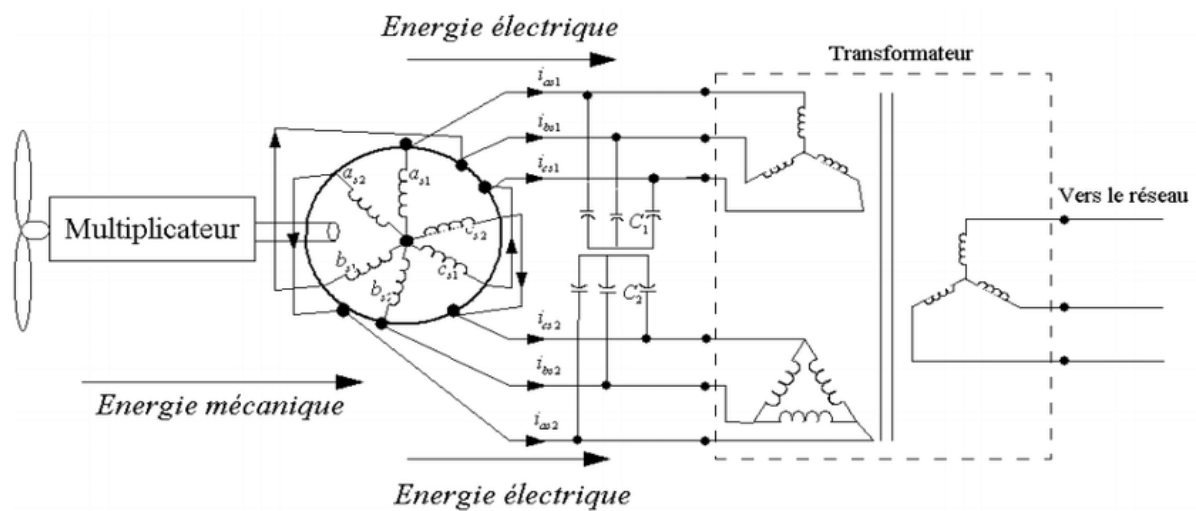


Figure.I.1. Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.

I.5.Avantages des Machines Multiphasées

Les machines multiphasées ont plusieurs avantages tels que :

- ❖ La minimisation des ondulations du couple électromagnétiques lorsque la machine est alimentée par des convertisseurs statiques (onduleur).
- ❖ La minimisation des pertes rotoriques.
- ❖ La segmentation de puissance.
- ❖ La fiabilité [8], [9].

I.5.1. Segmentation de puissance

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale

demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple. La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours.

I.5.2. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Les machines polyphasées permettent la réduction des ondulations de couple (période et amplitude) parce que les harmoniques cinq et sept sont naturellement minimisés dans ces machines [10], [8]. Pratiquement, une machine multiphasées a des pertes rotoriques moindre qu'une machine triphasée.

I.5.3. Fiabilité

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

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

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

I.6. Inconvénients des machines multiphasées

Le coût : le nombre d'éléments semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine [8].

Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté pour les machines multiphasées de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à nombre de phases impaires tel que (5 phases, 7 phases, etc.).

I.7. Conclusion

Ce chapitre a été consacré aux machines multiphasées et ce qu'elles pourraient apporter de plus que les machines triphasées. On s'intéresse aux machines les plus courantes, les machines double étoile (MASDE) et vu ses avantages, il est très intéressant de pouvoir étudier cette dernière en ces deux modes de fonctionnement (moteur et générateur). Par la suite nous passons tout d'abord à la modélisation de la MASDE en les deux modes (moteur et générateur).

Chapitre II

Modélisation de La Machine Asynchrone

Double étoile

II.1. Introduction :

Depuis les années 20 les machines asynchrones à double étoile ont été utilisées dans plusieurs applications, pour leurs avantages dans la segmentation de puissance, la fiabilité et les pulsations réduites au minimum de couple. [11]

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons lui appliquer une commande particulière, la modélisation c'est une transformation de système à des équations mathématique.

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

La machine asynchrone à double étoile (MASDE) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau ...etc. Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine. [12] [13]

L'objectif visé par ce chapitre est de présenter le modèle mathématique de la MASDE, où nous nous intéresserons au mode de fonctionnement « Moteur », et le simuler avec une alimentation sinusoïdale triphasée, puis par l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs commandés par une MLI. Ces classes de modèles, dépendent directement des hypothèses simplificatrices, prends-en considération, de la nature de la source d'alimentation et du choix des composantes du vecteur d'état. [11]

II.2. Description de la MASDE

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés d'un angle électrique $\alpha=30^\circ$ et d'un rotor à cage d'écureuil, lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω différente de Ω_s la cage rotorique devient le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes des courants induits rotoriques qui se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. Les grandeurs relatives aux deux étoiles seront notées respectivement par l'indice 1 et l'indice 2.

II.3. Principe de fonctionnement de la MASDE

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 statorique « f_s » c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation Électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme « ω_s » [12].

La vitesse de synchronisme est donnée par :

$$\omega_s = \frac{f_s}{p} \text{ rad/s} \quad (\text{II.1})$$

Ces deux Champs tournants produisent 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 :

$$g = \frac{\omega_{gl}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{II.2})$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement sont illustré par La figure (II.1) :

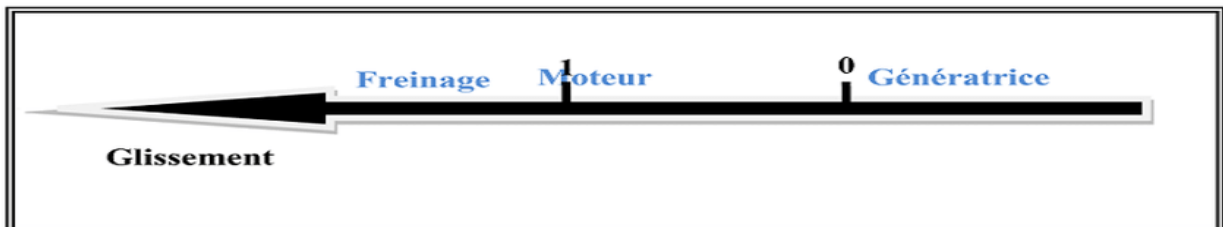


Figure II.1 Modes de fonctionnement suivant le glissement.

II.3. Hypothèses simplificatrices

Pour l'établissement du modèle de la machine asynchrone double étoile, on a adopté les hypothèses simplificatrices suivantes :

- ✓ Le circuit magnétique est non saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaire des courants.
- ✓ Les pertes par hystérésis et courant de Foucault sont négligées ;
- ✓ Répartition sinusoïdale des forces magnétomotrices ;
- ✓ Effet de peau négligée ;
- ✓ La machine est de constitution symétrique

II.4. Modélisation de la machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone fonctionne en génératrice lorsque son glissement change de signe (glissement négatif en convention génératrice). La pulsation électrique du rotor est alors supérieure à celle des grandeurs statoriques ; le rotor tourne à une vitesse plus élevée que celle du champ tournant statorique[14].

L'étude du fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, en moteur comme en génératrice, nécessite de disposer d'un modèle mathématique. Dans le paragraphe suivant nous allons présenter une modélisation analytique.

II.4.1. Représentation de la machine

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

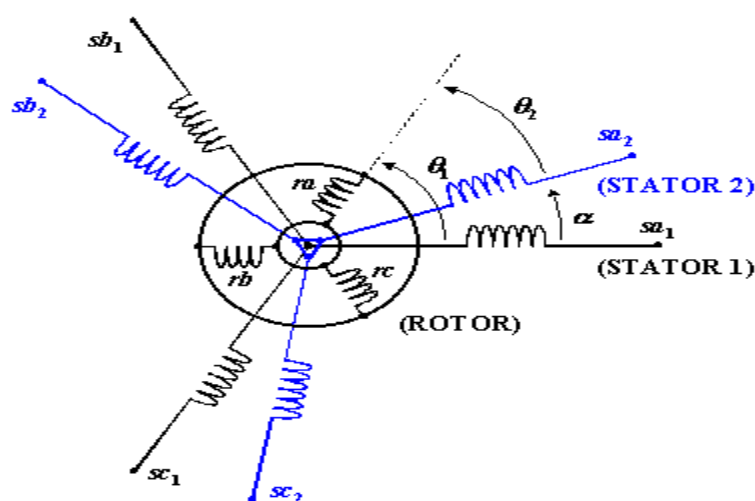


Figure II.2 Représentation schématique des enroulements de la MASDE,

II.4.2. Equations électriques

Les équations des tensions de la machine asynchrone double étoile représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et de la chute inductive due au flux.

✓ Pour l'étoile 1

$$\begin{cases} v_{a1} = R_{s1}i_{a1} + \frac{d}{dt}\Phi_{a1} \\ v_{b1} = R_{s1}i_{b1} + \frac{d}{dt}\Phi_{b1} \\ v_{c1} = R_{s1}i_{c1} + \frac{d}{dt}\Phi_{c1} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

✓ Pour l'étoile 2

$$\begin{cases} v_{a2} = R_{s2}i_{a2} + \frac{d}{dt}\Phi_{a2} \\ v_{b2} = R_{s2}i_{b2} + \frac{d}{dt}\Phi_{b2} \\ v_{c2} = R_{s2}i_{c2} + \frac{d}{dt}\Phi_{c2} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

✓ Pour le rotor

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt}\Phi_{ar} \\ 0 = R_r i_{br} + \frac{d}{dt}\Phi_{br} \\ 0 = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt}\Phi_{cr} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Sous forme matricielle on a :

$$\text{Pour l'étoile 1 : } [v_{s1}] = [R_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s1}]$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } [v_{s2}] = [R_{s2}][i_{s2}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s2}] \quad (\text{II.6})$$

$$\text{pour le rotor : } [0] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r]$$

On pose :

$R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}$: Résistance d'une phase du 1^{er} stator.

$R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}$: Résistance d'une phase du 2^{ème} stator.

$R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$: Résistance d'une phase du rotor.

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

Les vecteurs de tension, courants et flux totaux statoriques :

$$[V_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} ; [I_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} ; [\Phi_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as1} \\ \Phi_{bs1} \\ \Phi_{cs1} \end{bmatrix}$$

$$[V_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} ; [I_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix} ; [\Phi_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as2} \\ \Phi_{bs2} \\ \Phi_{cs2} \end{bmatrix}$$

$$[I_{abc,r}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} ; [\Phi_{abc,r}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

II.4.3. Équations magnétiques de la MASDE

Les flux sont exprimés en fonction des courants par.

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{abc,s1}] \\ [\Phi_{abc,s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{abcs1}] \\ [I_{abcs2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

$[L_{s1,s1}]$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2,s2}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

$[L_{r,r}]$: Matrice inductance de rotor.

$[L_{s1,s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1et étoile 2.

$[L_{s1,r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1et rotor.

$[L_{s2,s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2et étoile1.

$[L_{s2,r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

$[L_{r,s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.

$[L_{r,s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_{ar} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & (L_{br} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & (L_{cr} + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 4\pi/3) \\ \cos(\alpha - 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

$$[L_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha - 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha - 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

$$[L_{s2, s1}] = [L_{s1, s2}]^t; [L_{r, s1}] = [L_{s1, r}]^t; [L_{r, s2}] = [L_{s2, r}]^t$$

$L_{as1} = L_{bs1} = L_{cs1} = L_{s1}$: Inductance propre du 1er stator.

$L_{as2} = L_{bs2} = L_{cs2} = L_{s2}$: Inductance propre du 2eme stator.

$L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_r$: Inductance Propre du rotor.

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

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

L_{sr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.

II.4.4. Énergie magnétique

Elle peut être calculée à partir de l'expression : [20] [21].

$$\omega_{mag} = \frac{1}{2} ([I_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [I_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [I_r]^t [\Phi_r]) \quad (\text{II.14})$$

II.4.5. Couple électromagnétique

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

$$C_{em} = \frac{d}{d\theta_m} \omega_{mag} = p \frac{d}{d\theta_e} \omega_{mag} \quad (\text{II.15})$$

Avec :

P : nombre de pair de pole.

θ_m : Angle magnétique.

θ_e : Angle électrique.

Donc l'expression du couple électromagnétique sera comme suit

$$C_{em} = \frac{p}{2} [i_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [i_r]^t + [i_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [i_r]^t \quad (\text{II.16})$$

II.4.6. Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (\text{II.17})$$

Avec :

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

K_f : Coefficient de frottement.

II.5. Modèle de Park

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

Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors du passage du système triphasé à celui biphasé ou inversement. [15]

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

Alors, on applique les transformations de passage de Park direct et inverse suivantes :

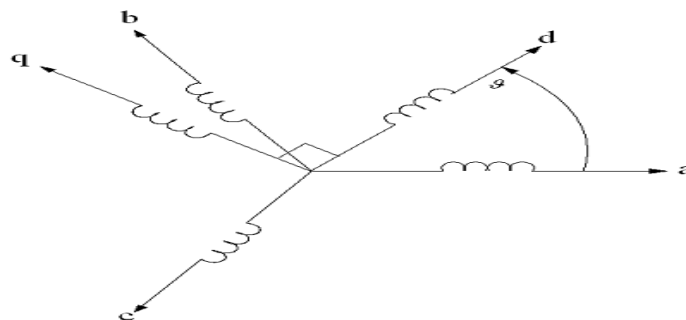


Figure. II.3. Transformation de Park

✓ Pour l'étoile 1

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$$[P(\theta_{s1})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

✓ Pour l'étoile 2

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

$$[P(\theta_{s2})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

✓ Pour le rotor

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$$[P(\theta_r)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

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

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

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

$[P(\theta)]^{-1}$: Matrice inverse.

II.5. Choix du référentiel :

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

Trois types de référentiels sont intéressants en pratique, le choix du référentiel fait selon le problème à étudier.

II.5.1. Référentiel lié au stator « α, β »

Dans ce référentiel, les axes (α, β) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{\text{coor}} = 0$). Dans ce cas, la phase AS1 et α coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage de machine à courant alternatif.

II.5.2. Référentiel lié au rotor « x, y »

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

L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires les machines alternatives synchrone et asynchrone.

II.5.3. Référentiel lié au champ tournant « d, q »

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant créé par les deux étoiles du stator ($\omega_{\text{coor}} = \omega_s$). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but pouvoir appliquer une commande. Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel.

II.7. Application de la transformation de Park

La figure (II.4) illustre une représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

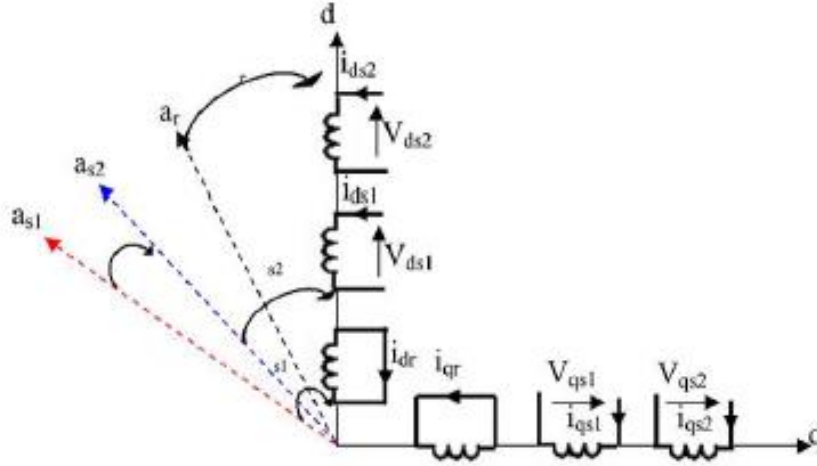


Figure. II.4. Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

On a choisi le référentiel lié au champ tournant et on applique la transformation de Park. Aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

II.7.1. Equations des tensions

On applique la transformation de Park sur le système des équations (II.3), (II.4) et (II.5) on obtient :

Pour le stator 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{0s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{0s1} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{0s1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ -\Phi_{qs1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Pour le stator 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{0s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{0s2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{0s2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ -\Phi_{qs2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Pour le rotor : Le rotor étant en court-circuit :

$$v_{ar} = 0, \quad v_{br} = 0, \quad v_{cr} = 0,$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ -\Phi_{qr} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Avec :

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \alpha)}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \theta)}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{gl}$$

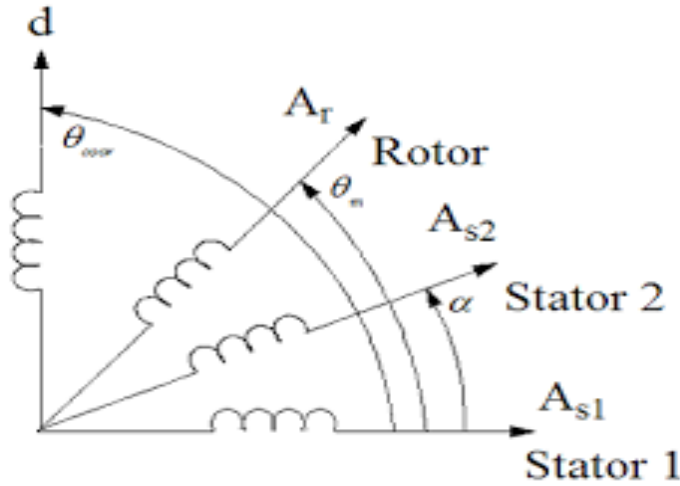


Figure. II.5 : Représentation des axes en transformation de Park

Sous forme d'équation :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{ds1} i_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{qs1} i_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} + \omega_s \Phi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{ds2} i_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{qs2} i_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} + \omega_s \Phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

II.7.2. Equations des flux :

Ont appliqué la transformation de Park sur le système d'équations (II.5), on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs2} \end{cases} \quad (II.28)$$

$$\text{On pose : } \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m \quad (II.29)$$

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (II.29) est écrit comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{dr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{dr}) \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{dr}) \end{cases} \quad (II.30)$$

Avec :

$L_{s1} + L_m$: Inductance propre cyclique du stator 1.

$L_{s2} + L_m$: Inductance propre cyclique du stator 2.

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

II.7.3 Equation mécanique

Le calcul d'expression du couple instantané, nécessite la détermination de la puissance Instantanée.

La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double stator est donnée par

L'expression suivante :

$$P_e = [v_s]^t [i_s] = v_{as1}i_{as1} + v_{bs1}i_{bs1} + v_{cs1}i_{cs1} + v_{as2}i_{as2} + v_{bs2}i_{bs2} + v_{cs2}i_{cs2} \quad (II.31)$$

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

$$P_e = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \quad (\text{II.32})$$

En introduisant le système d'équation (II.27) dans l'expression de la puissance instantanée (II.32) on obtient :

$$P_e = R_{s1}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2 + \omega_s(\Phi_{ds1}i_{qs1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} + \Phi_{qs1}i_{ds1} + \Phi_{qs2}i_{ds2}) + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt}i_{qs2} \quad (\text{II.33})$$

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

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

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

$$P_{em} = \omega_s(\Phi_{ds1}i_{qs1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs1}i_{ds1} - \Phi_{qs2}i_{ds2}) \quad (\text{II.34})$$

$$C_{em} = p(\Phi_{ds1}i_{qs1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs1}i_{ds1} - \Phi_{qs2}i_{ds2}) \quad (\text{II.35})$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (II.24) dans (II.29), on obtient :

$$C_{em} = pL_m((i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}) \quad (\text{II.36})$$

Le couple électromagnétique peut être déduit à partir du flux rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{dr}) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_m+L_r} - \frac{L_m}{L_m+L_r}(i_{ds1} + i_{ds2}) \\ i_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_m+L_r} - \frac{L_m}{L_m+L_r}(i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} (II.38) dans l'expression (II.36), on obtient [9] :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m+L_r} (\Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})) \quad (\text{II.39})$$

Le couple électromagnétique dans le repère de Park doit être multiplié par 3/2 :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_m + L_r} \left(\Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2}) \right)$$

Enfin l'équation mécanique de la machine peut s'écrire comme suite :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega \quad (\text{II.40})$$

II.8. Mise sous forme d'équation d'état

Le système d'équation (II.21) s'écrit sous la forme suivante :

$$[U] = [L] \cdot [\dot{I}] + [C] \cdot [I]$$

Ou :

$$[U] = [v_{s1d} v_{s1q} v_{s2d} v_{s2q} v_{rd} v_{rq}]^t \text{ Vecteur de commande ;}$$

$$[I] = [i_{s1d} i_{s1q} i_{s2d} i_{s2q} i_{rd} i_{rq}]^t \text{ Vecteur d'état ;}$$

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

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

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1d} \\ i_{s1q} \\ i_{s2d} \\ i_{s2q} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_{s2} + L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_{s2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} -R_{s1} & \omega_s(L_{s1} + L_m) & 0 & \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_m \\ -\omega_s(L_{s1} + L_m) & -R_{s1} & -\omega_s L_m & 0 & -\omega_s L_m & 0 \\ 0 & \omega_s L_m & -R_{s2} & \omega_s(L_{s1} + L_m) & 0 & \omega_s L_m \\ -\omega_s L_m & 0 & -\omega_s(L_{s1} + L_m) & -R_{s2} & -\omega_s L_m & 0 \\ 0 & \omega_s(L_{s1} + L_m) & 0 & \omega_s(L_{s1} + L_m) & -R_r & (\omega_s - \omega_r)(L_r + L_m) \\ -\omega_s(L_{s1} + L_m) & 0 & -\omega_s(L_{s1} + L_m) & 0 & -(\omega_s - \omega_r)(L_r + L_m) & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1d} \\ i_{s1q} \\ i_{s2d} \\ i_{s2q} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s1d} \\ v_{s1q} \\ v_{s2d} \\ v_{s2q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Le Modelé est de la forme :

$$X = A\dot{X} + BU$$

II.9 Modélisation de l'onduleur

La figure (II.6) illustre une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension, composé de six interrupteurs généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement de l'onduleur est basé sur le séquençage imposé aux interrupteurs statiques qui réalise une modulation de la largeur des impulsions de tension appliquées aux enroulements de la machine.

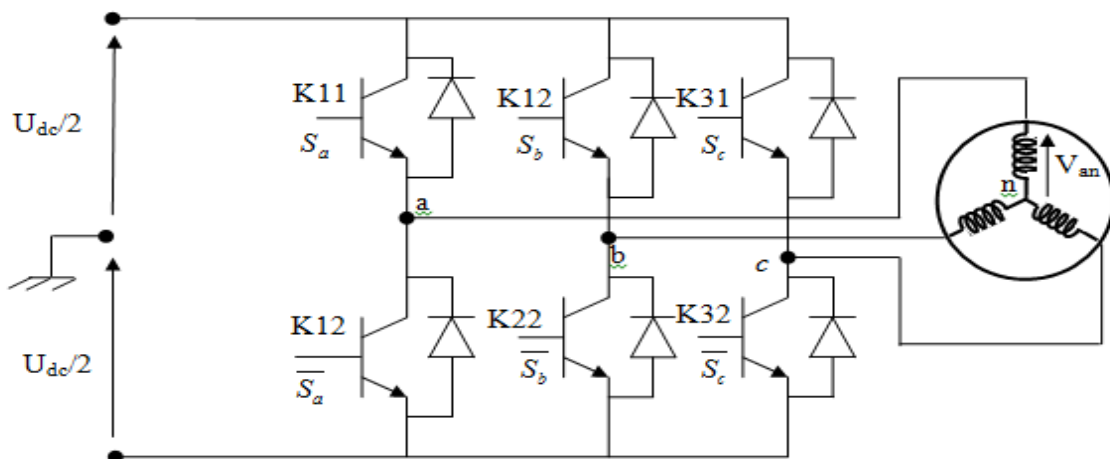


Figure II.6 : Schématisation de l'ensemble onduleur -machine asynchrone.

II.9.1 Concept de modélisation de l'onduleur

Les trois cellules de commutation formant l'onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Avec l'hypothèse où les interrupteurs sont supposés idéaux ayant une image exacte des signaux de commande S_j ($j=a, b, c$) .

C'est-à-dire chaque interrupteur est associé à la fonction logique S_j comme l'indique la figure (II.6).

$S_j = 1$ si l'interrupteur du haut est fermé et celui de bas est ouvert.

$S_j = 0$ si l'interrupteur du haut est ouvert et celui de bas est fermé.

Les tensions composées sont déterminées par le système d'équations (II.41) suivant :

$$\begin{aligned}
 V_{ab} &= V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\
 V_{ab} &= V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\
 V_{ab} &= V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo}
 \end{aligned}
 \tag{II.41}$$

Où V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur autrement dit les tensions continues fournis par le redresseur. Elles sont référencées par rapport au point milieu d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles , comme suit

$$\begin{aligned}
 V_{ao} &= V_{an} + V_{no} \\
 V_{bo} &= V_{bn} + V_{no} \\
 V_{co} &= V_{cn} + V_{no}
 \end{aligned}
 \tag{II.42}$$

Avec

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions simples appliquées à la charge.

Est la tension entre le point neutre (n) de la charge et le point milieu fictif (o).

Le système triphasé fourni par l'onduleur étant équilibré, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0
 \tag{II.43}$$

Utilisant les équations (II.42) et (II.43) on obtient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co})
 \tag{II.44}$$

Remplaçons (II.44) dans (II.42), on obtient :

$$\begin{aligned}
 V_{an} &= \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\
 V_{bn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\
 V_{cn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co}
 \end{aligned}
 \tag{II.45}$$

Donc le système (II.45) s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}
 \tag{II.46}$$

Posons

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}
 \tag{II.47}$$

$$[V_{ao} \ V_{bo} \ V_{co}]^T = \frac{U_{dk}}{2} [S_a \ S_b \ S_c]^T
 \tag{II.48}$$

Donc l'onduleur est modélisé par la matrice de transfert $[T]$ avec U_{dk} est la tension continue à la sortie du filtre. Le courant à l'entrée de l'onduleur est :

$$i = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c
 \tag{II.49}$$

II.9.2 Générateur de MLI

L'apparition du concept de la MLI vectorielle correspond au développement des techniques de la commande des machines à courant alternatif qui utilisent largement les transformations et changement de repère (Park, Clark ...) et possèdent une vision globale du système polyphasé. La commande d'un onduleur triphasé peut se concevoir dans ce cadre. Dans notre application, on s'appuie sur le schéma de la figure (II.9) il apparaît clairement que l'objectif final est de contrôler le système de tension. $[V_{an} \ V_{bn} \ V_{cn}]$ Pour déterminer les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs nécessaires à la synthèse correcte de l'onde MLI, il faut une stratégie, dans notre cas cette stratégie consiste à commander l'onduleur par modulation de la largeur d'impulsion MLI à hystérésis. Pour se faire on génère dans les

circuits de commande une onde sinusoïdale de référence à la fréquence désirée et on la compare à l'onde triangulaire décalée de fréquence supérieure. La figure (II.7) illustre le schéma d'un comparateur à deux seuils.

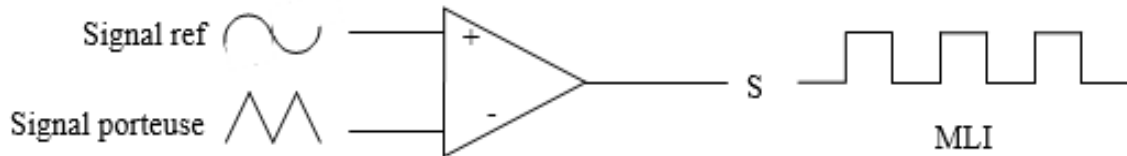


Figure II.7 : Comparateur à deux seuils.

II.9.3 Résultats de la simulation

Les différents résultats de simulation obtenus, figure (II.8), donnent une idée favorable du comportement du modèle de la machine asynchrone, et cela pour un échelon de tension de 326v max entre phase.

Les courants statorique présentent la même forme, le couple présente quant à lui la même ondulation en régime transitoire, la présence des harmoniques est une conséquence de la commutation des bras de l'onduleur commandé par un signal MLI. La reconstitution du flux est jugée très acceptable. La figure (II.9) illustre les mêmes résultats de simulation dans le cas où la machine est alimentée par un réseau triphasée équilibré, de 380v entre phase. On constate que les courbes ont les mêmes allures que celle présentées précédemment. Avec un même temps d'établissement de 0.1 s pour toutes les grandeurs.

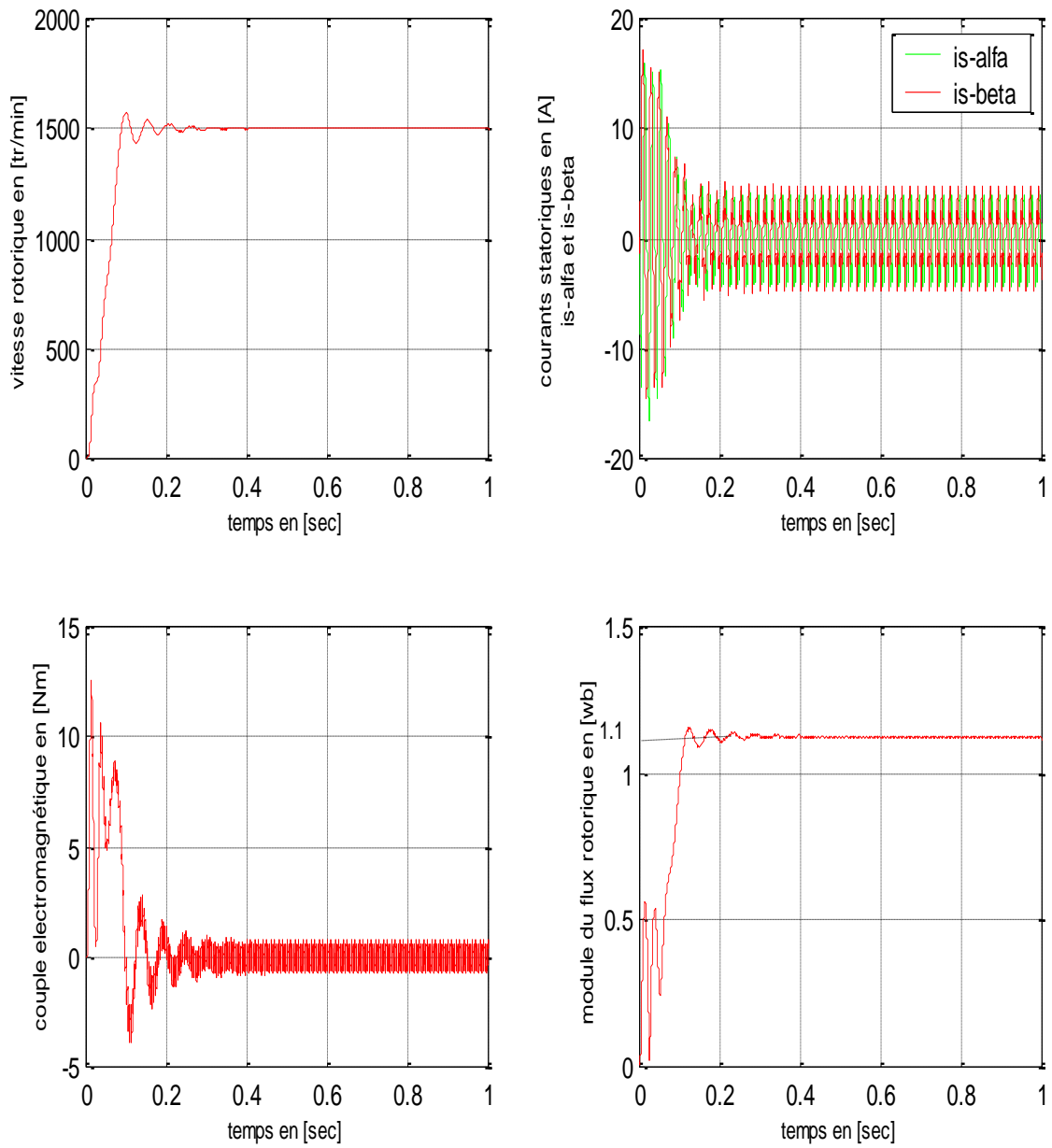


Figure (II.8) : Simulation de la machine asynchrone alimentée par un onduleur.

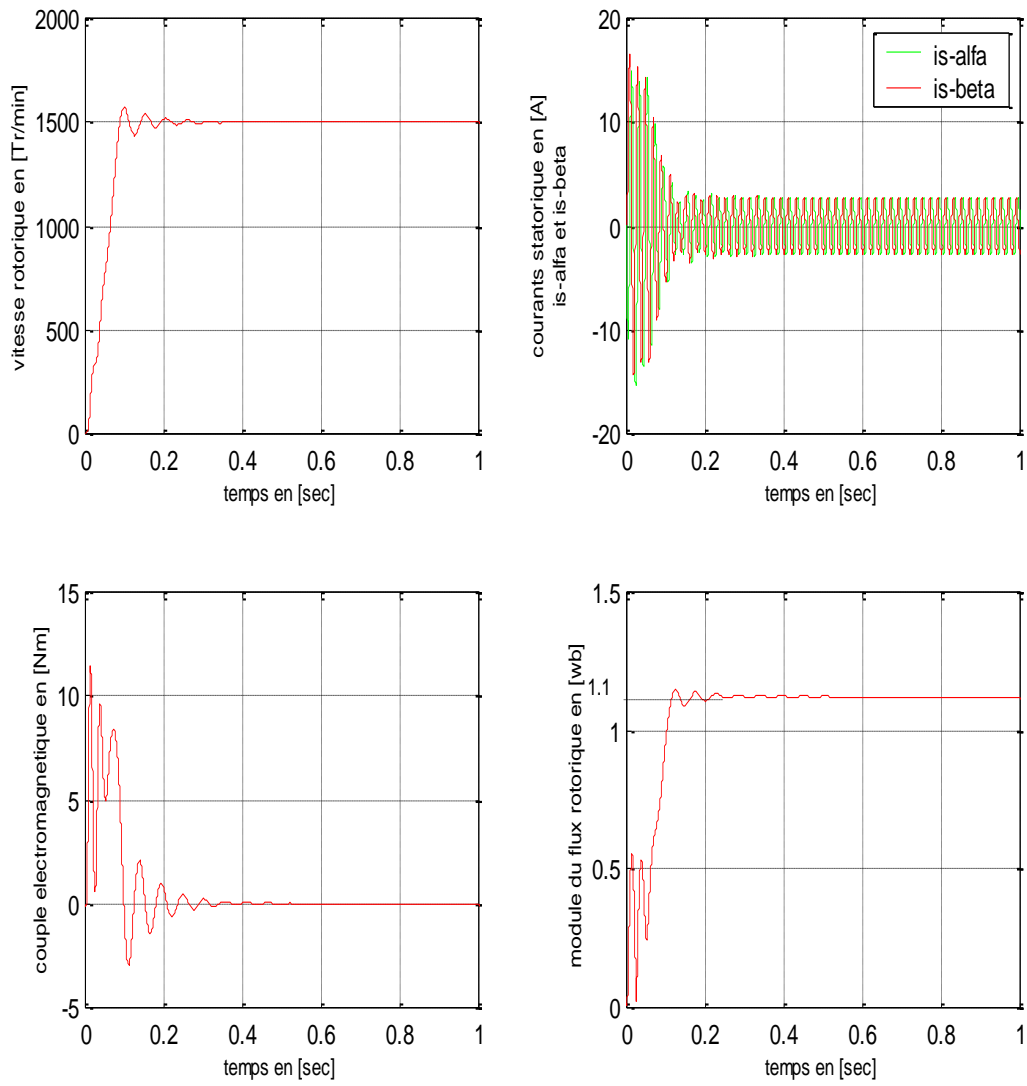
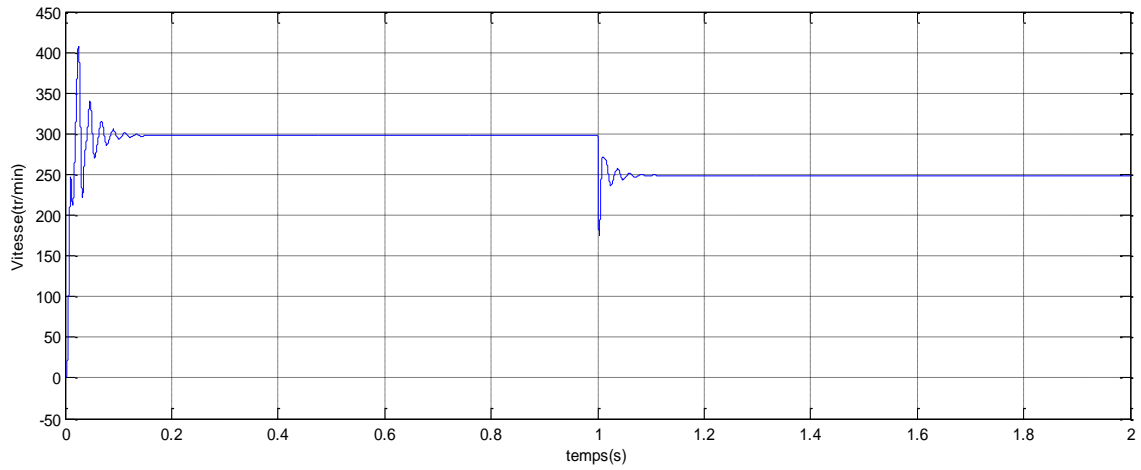
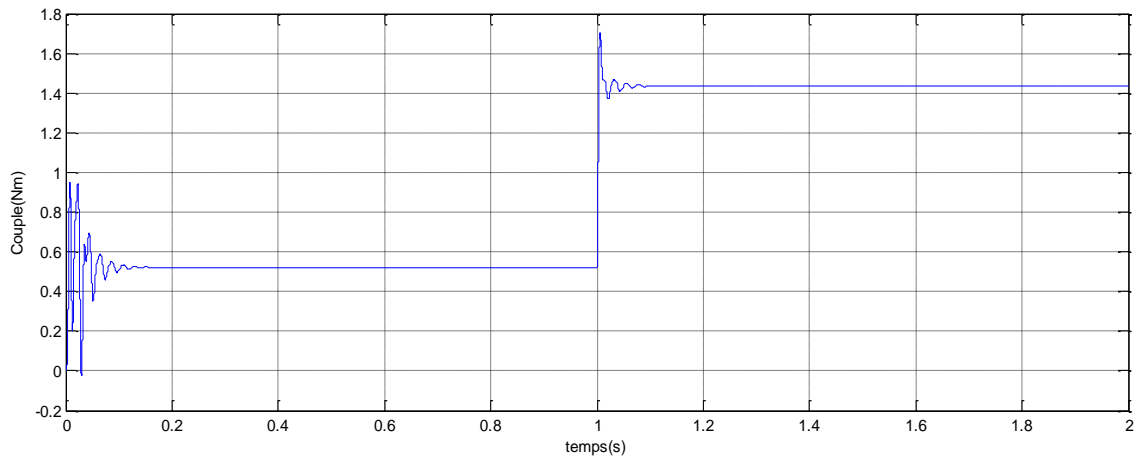


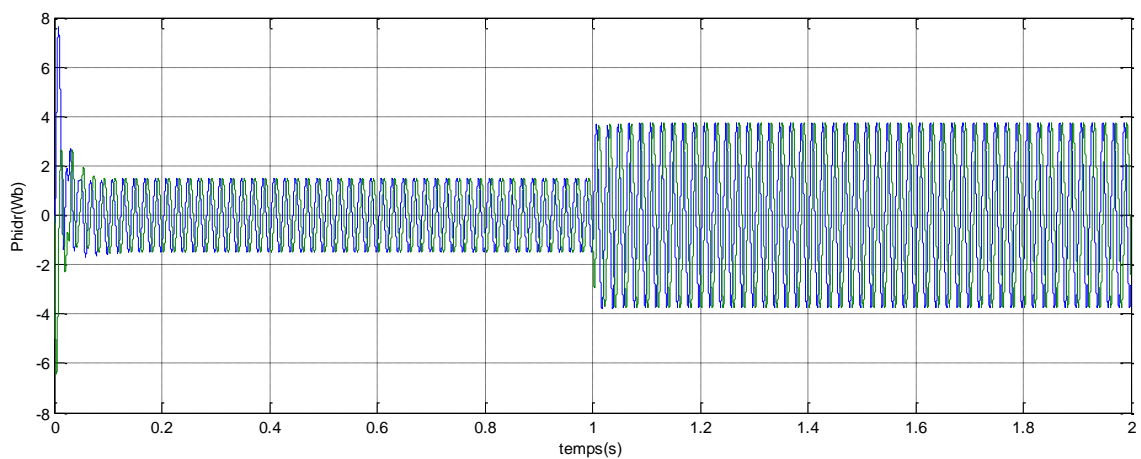
Figure (II.9) : Simulation de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé.



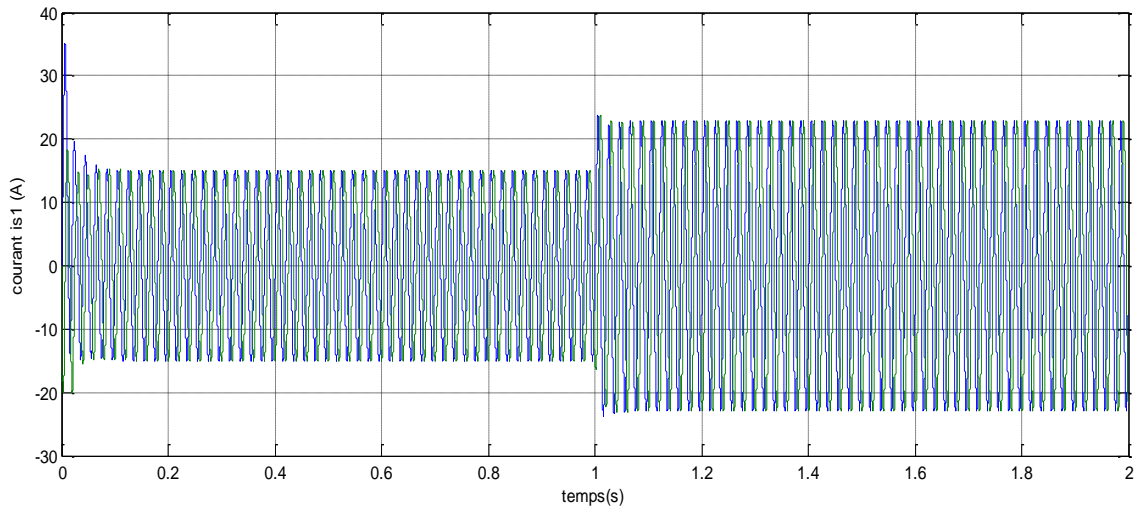
La vitesse W (rad/s)



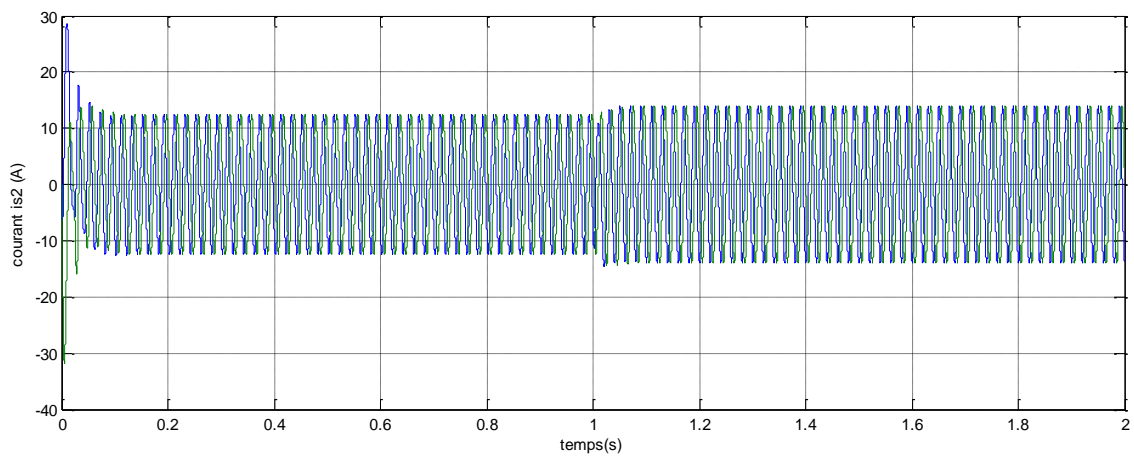
Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



Le flux rotorique φ_r (Wb).



Courants i_{sd1} (A)



Courants i_{sd2} (A)

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation mathématique de la machine asynchrone triphasée à double étoile. Pour justifier le modèle biphasé obtenu, on a procédé par la simulation de ce dernier sous le logiciel Matlab /Simulink, d'après les résultats obtenus, on peut conclure que le modèle biphasé est l'image de la machine réelle.



Chapitre III

La commande vectorielle de la machine
asynchrone double étoile

III.1. Introduction :

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

En 1972, **Blaschke** a proposé une nouvelle théorie de commande, dite par flux orienté, qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu. [16]

Aujourd'hui grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des variateurs à machine asynchrone.

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

III.2. Principe de la commande :

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

Ce principe de commande découplée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur asynchrone est la principale caractéristique de la commande vectorielle conduisant aux hautes performances industrielles des entraînements asynchrones (machine de papeterie, laminoirs, traction électrique etc.) supportant les perturbations de la charge.

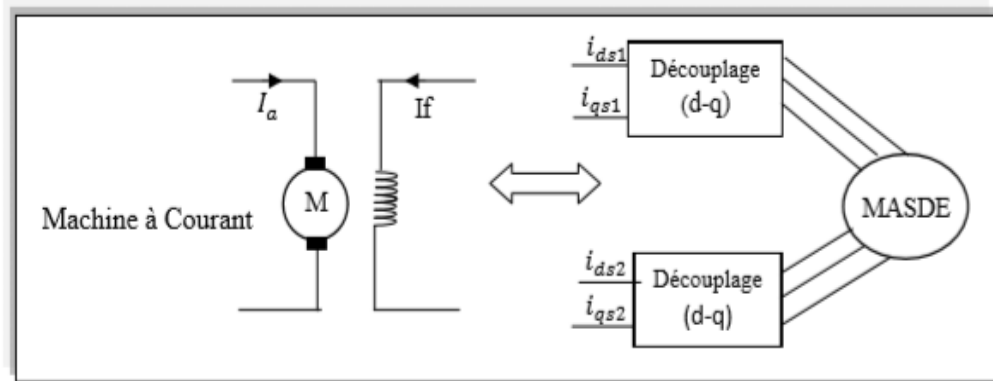


Figure III.1. Principe de la commande vectorielle.

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit I_a contrôle le couple et le courant inducteur I_f contrôle le flux.

L'expression du couple électromagnétique de la MCC est donné par :

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

Avec :

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

I_a : Courant d'induit.

K, K' : Constantes.

III.3. Procédé D'orientation Du Flux

La méthode de flux orienté est basée sur le choix du repère de référence, suivant la vitesse attribuée au repère (d, q) . Nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction désirée du flux (statoriques, rotorique ou entrefer).

Il existe trois types de référentiel :

- Orientation du flux rotorique : $\Phi_{rq} = 0 \Leftrightarrow \Phi_{rd} = \Phi_r$
- Orientation du flux statorique : $\Phi_{sq} = 0 \Leftrightarrow \Phi_{sd} = \Phi_s$
- Orientation du flux d'entrefer $\Phi_g = 0 \Leftrightarrow \Phi_{gd} = \Phi_g$

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

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (III.2)$$

L'équation (III.2) devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\Phi_r] = k\Phi_r i_{qs} \quad (III.3)$$

Avec :

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

D'après l'équation (III.3) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone à double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

Dans notre travail, on a choisi l'orientation du flux rotorique, car cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques. C'est-à-dire :

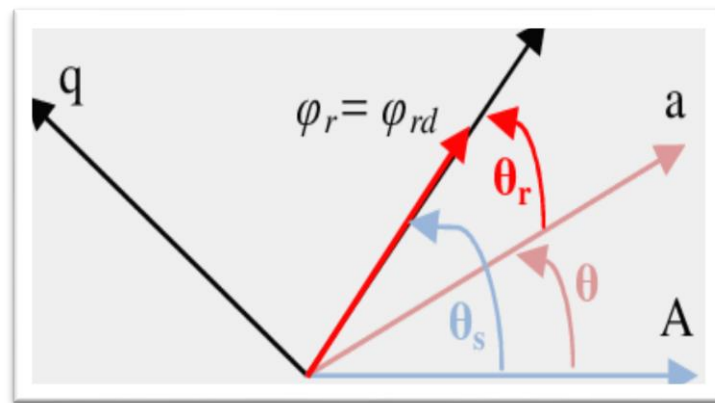


Figure III.2. Orientation du flux rotorique sur l'axe d. [16]

D'après l'équation nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone à double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

III.4. Méthodes De La Commande Vectorielle :

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

III.4.1. Méthode Directe :

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quel que soit le régime de fonctionnement. Pour cela deux procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur, l'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles.
- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [17] [16].

III.4.2. Méthode Indirecte :

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. [19].

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de la température, surtout la constante de temps rotorique. [18]

III.5. Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse :

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et par orientation du flux rotorique, tels que l'axe (d) soit confondu avec la direction

de Φ_r , d'où $\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases}$ où la position du flux est déduite de la relation donnant la vitesse

du glissement.

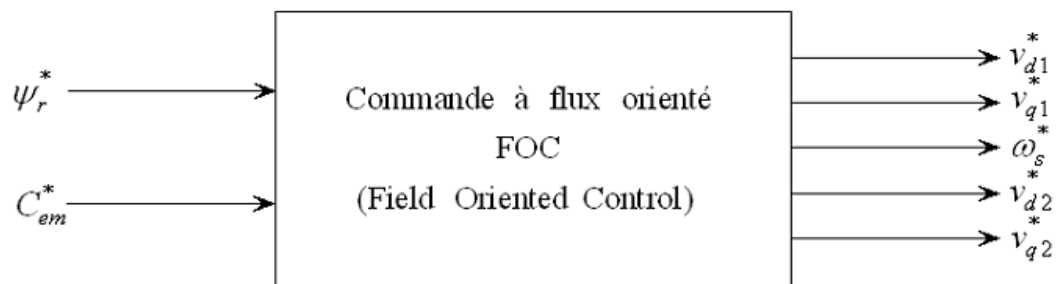


Figure III.3 Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)

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

$$\begin{cases} \Phi_r = \Phi_r^* \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases}$$

On remplaçant les équations de systèmes (III.1) dans les équations des tensions rotoriques on obtient :

$$\begin{aligned} R_r i_{rd} = 0 &\Rightarrow i_{rd} = 0 \\ R_r i_{rq} + \omega_{gl}^* \Phi_r^* = 0 &\Rightarrow i_{rq} = -\frac{\omega_{gl}^* \Phi_r^*}{R_r} \end{aligned}$$

Et à partir des équations de (II.38), on trouve :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (III.4)$$

$$i_{qr} = \frac{-L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (III.5)$$

En remplaçant (III.4) dans (II.37) on trouve :

$$\begin{aligned} \Phi_{ds1} &= \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{qs1} &= \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \Phi_{ds2} &= \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{qs2} &= \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{aligned} \quad (III.6)$$

Avec :

$$\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}; \lambda_{1,2} = L_{s1,s2} + \eta L_r$$

Et on a :

$$\Phi_r^* = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (III.7)$$

$$i_{qr} = \frac{\omega_{gl}^* \Phi_r^*}{R_r} \quad (III.8)$$

En remplaçant (III.4), (III.6) et la deuxième équation de (III.3) dans le système d'équations on trouve :

$$\begin{aligned} v_{ds1}^* &= R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1}^* &= R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_r^*) \\ v_{ds2}^* &= R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2}^* &= R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_r^*) \end{aligned} \quad (III.9)$$

On a :

$$i_{qs1}^* + i_{qs2}^* = \frac{L_m + L_r}{p l_m \Phi_r^*} C_{em}^* \quad (\text{III.10})$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \Phi_r^*} (i_{qs1}^* + i_{qs2}^*)$$

Ou, x_j^* sont des grandeurs des références soit des tensions, des courants et de pulsation statorique.

Dans le système d'équations (III.7), on prend les premières parties linéaires (III.9) et on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques pour faire un découplage parfait.

$$\begin{aligned} v_{ds1l} &= R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} \\ v_{qs1l} &= R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} \\ v_{ds2l} &= R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} \\ v_{qs2l} &= R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

Le système (III.9) montre que les tensions statoriques (v_{ds1l} , v_{qs1l} , v_{ds2l} , v_{qs2l}) sont directement reliées aux courants statorique (i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds2} , i_{qs2}). Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références (v_{ds1}^* , v_{qs1}^* , v_{ds2}^* , v_{qs2}^*) à flux constant sont données par :

$$\begin{aligned} v_{ds1}^* &= v_{ds1l} - v_{ds1c} \\ v_{qs1}^* &= v_{qs1l} + v_{qs1c} \\ v_{ds2}^* &= v_{ds2l} - v_{ds2c} \\ v_{qs2}^* &= v_{qs2l} + v_{qs2c} \end{aligned} \quad (\text{III.12})$$

Avec :

$$\begin{aligned} v_{ds1c} &= \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1c} &= \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_r^*) \\ v_{ds2c} &= \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2c} &= \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_r^*) \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

Les régulateurs des courants utilisés sont des régulateurs classiques de type PI dont la synthèse est la suivante :

III.6 Identification des paramètres des régulateurs PI

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes.

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

$$H(p) = \frac{1}{ap+b} \quad (\text{III.14})$$

Se fait d'une manière générale comme suit :

La fonction de transfert du PI est :

$$C(p) = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (\text{III.15})$$

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire régulé par un PI est donné par la figure III.4

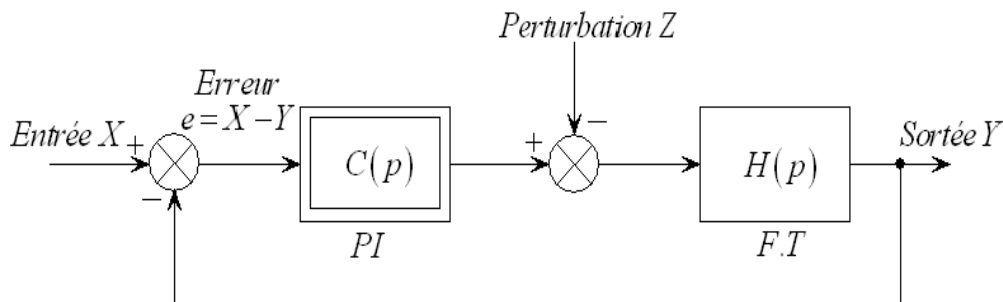


Figure III.4 Schéma d'un système asservi du premier ordre régulé par un PI

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

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

$$T(p) = C(p)H(p) = \frac{k_p p + k_i}{ap^2 + bp} \quad (\text{III.16})$$

En boucle fermée, on obtient :

$$F(p) = \frac{T(p)}{1+T(p)} = \frac{k_p p + k_i}{ap^2 + (b+k_p)p + k_i} \quad (\text{III.17})$$

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

$$G(p) = \frac{1}{Tp+1} \quad (\text{III.18})$$

Il suffit d'identifier (III.16) à (III.17) comme suit :

$$\frac{k_p p + k_i}{ap^2 + (b + k_p)p + k_i} = \frac{1}{Tp + 1} \quad (\text{III.19})$$

Ce qui donne :

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

D'où :

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

La figure (III.5) représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques (étoiles 1 et 2).

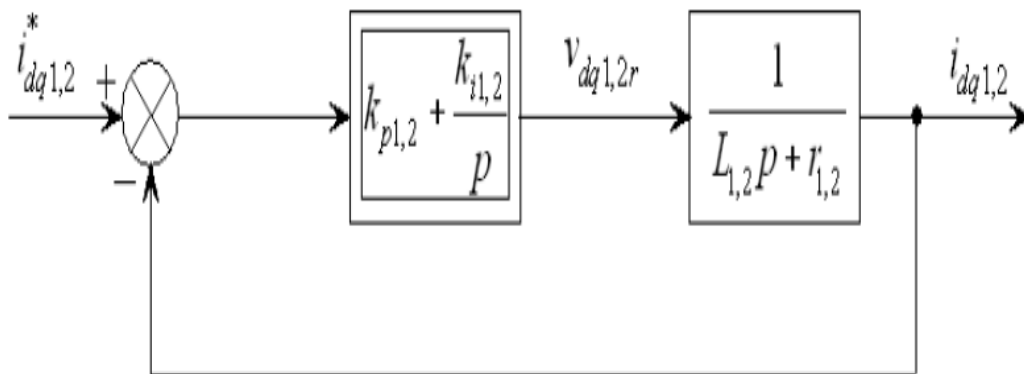


Figure III.5 Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques

Avec :

$$\begin{cases} k_{ps1} = \frac{L_1}{T} \\ k_{is1} = \frac{r_1}{T} \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} k_{ps2} = \frac{L_2}{T} \\ k_{is2} = \frac{r_2}{T} \end{cases}$$

On prend $T = \frac{\tau_r}{3}$ pour avoir une dynamique du processus rapide, avec $\tau_r = \frac{L_r}{r_r}$ est la constante de temps électrique (rotorique) du système.

III.6.1 Calcul des paramètres du régulateur des courants

La figure suivante montre le schéma fonctionnel de régulation des courants valable selon les deux axes d et q

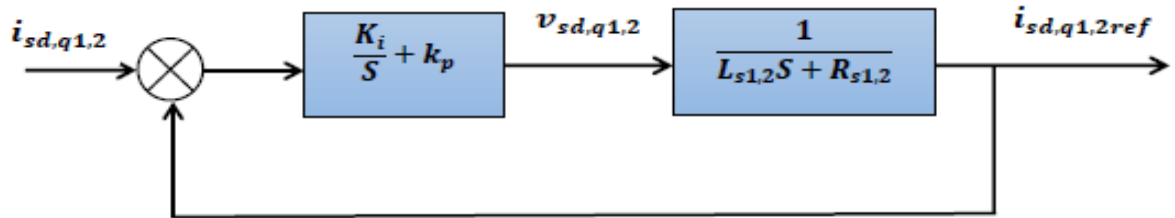


Figure III.6 : Schéma de régulation des courants

La fonction de transfert en boucle fermée de la Fig. (III.6) est écrite comme suit :

$$\frac{i_{ds1}}{i_{ds1}^*} = \frac{k_{id1} + k_p S}{L_{s1} S^2 + (R_{s1} + k_{pd1}) S + k_{id1}} \quad (III.20)$$

En imposant une paire de pôles complexes conjugués $S_{1,2} = \rho_{d1} \pm j\rho_{d2}$, le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho_{d1} S + 2\rho_{d1}^2 \quad (III.21)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$k_{pd1} = 2\rho_{d1} L_{s1} - R_{s1} \quad (III.22)$$

$$k_{id1} = 2\rho_{d1}^2 L_{s1}$$

Même procédure de calcul des paramètres des régulateurs des courants i_{qs1} , i_{ds2} , et i_{qs2} .

III.7. Régulateur de vitesse

Le schéma de régulation de la vitesse est présenté sur la Figure.III.7

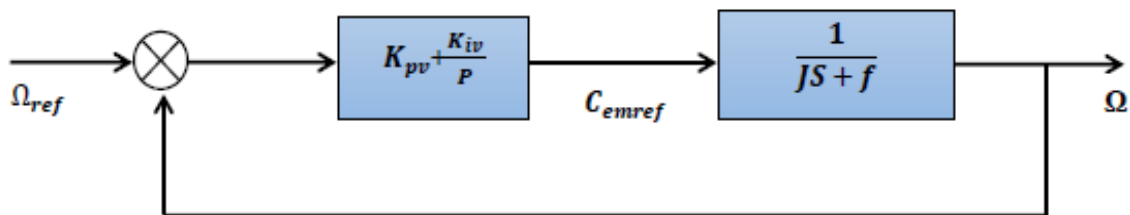


Figure III.7 : Schéma de régulateur des vitesses.

Les paramètres du régulateur de vitesse sont calculés par la même procédure utilisée pour les régulateurs de courants.

$$k_{pw} = 2\rho\omega J - K_f \quad (III.23)$$

$$k_{id1} = 2\rho\omega^2 J$$

A partir des équations (III.6), (III.8), (III.9), (III.10) et (III.12), on obtient le schéma bloc de découplage en tension (FOC : Field Oriented Control). En admettant que $i_{ds1}^* = i_{ds2}^*$ et $i_{qs1}^* = i_{qs2}^*$

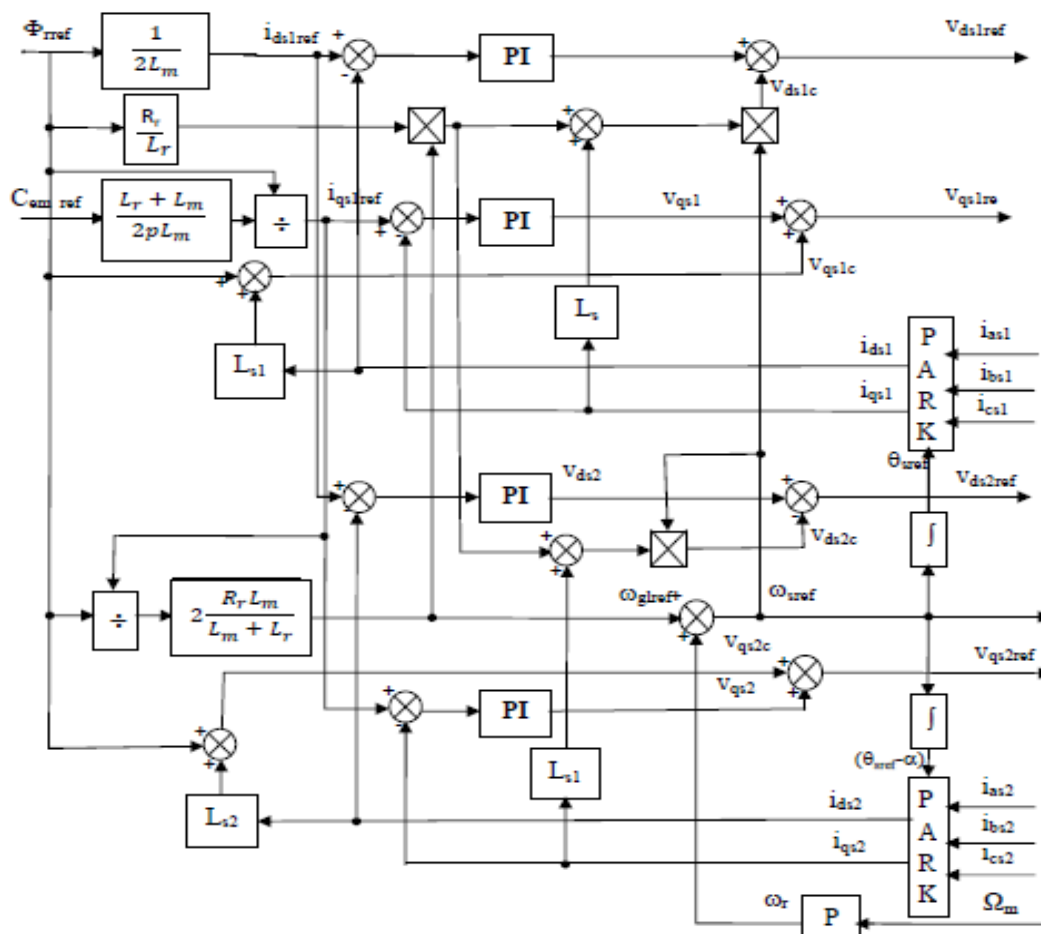


Figure III.8. Bloc de découplage en tension (FOC).

III.8. Bloc de défluxage

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

Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_r^n & \text{si } \|\Omega_m\| \leq \Omega_m^n \\ \frac{\Omega_m^n}{\Omega_m} \Phi_r^n & \text{si } \|\Omega_m\| > \Omega_m^n \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

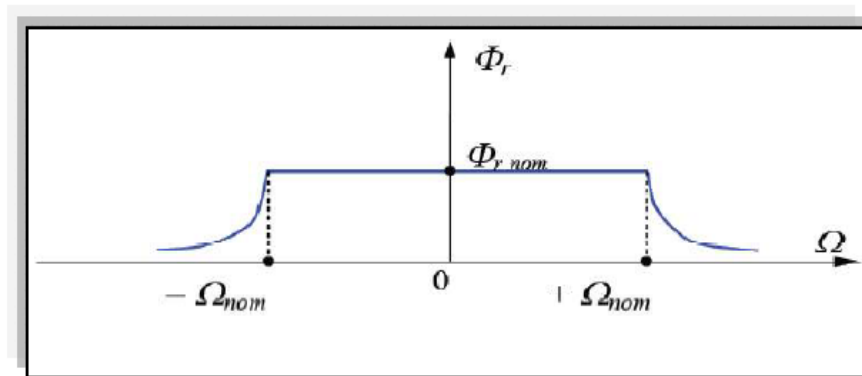


Figure III.9 Bloc défluxage

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

$$C_{em}^* = \begin{cases} C_{em}^* cal & \text{si } C_{em}^* cal \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} \text{ sign}(C_{em}^* cal) & \text{si } C_{em}^* cal > C_{em}^{max} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

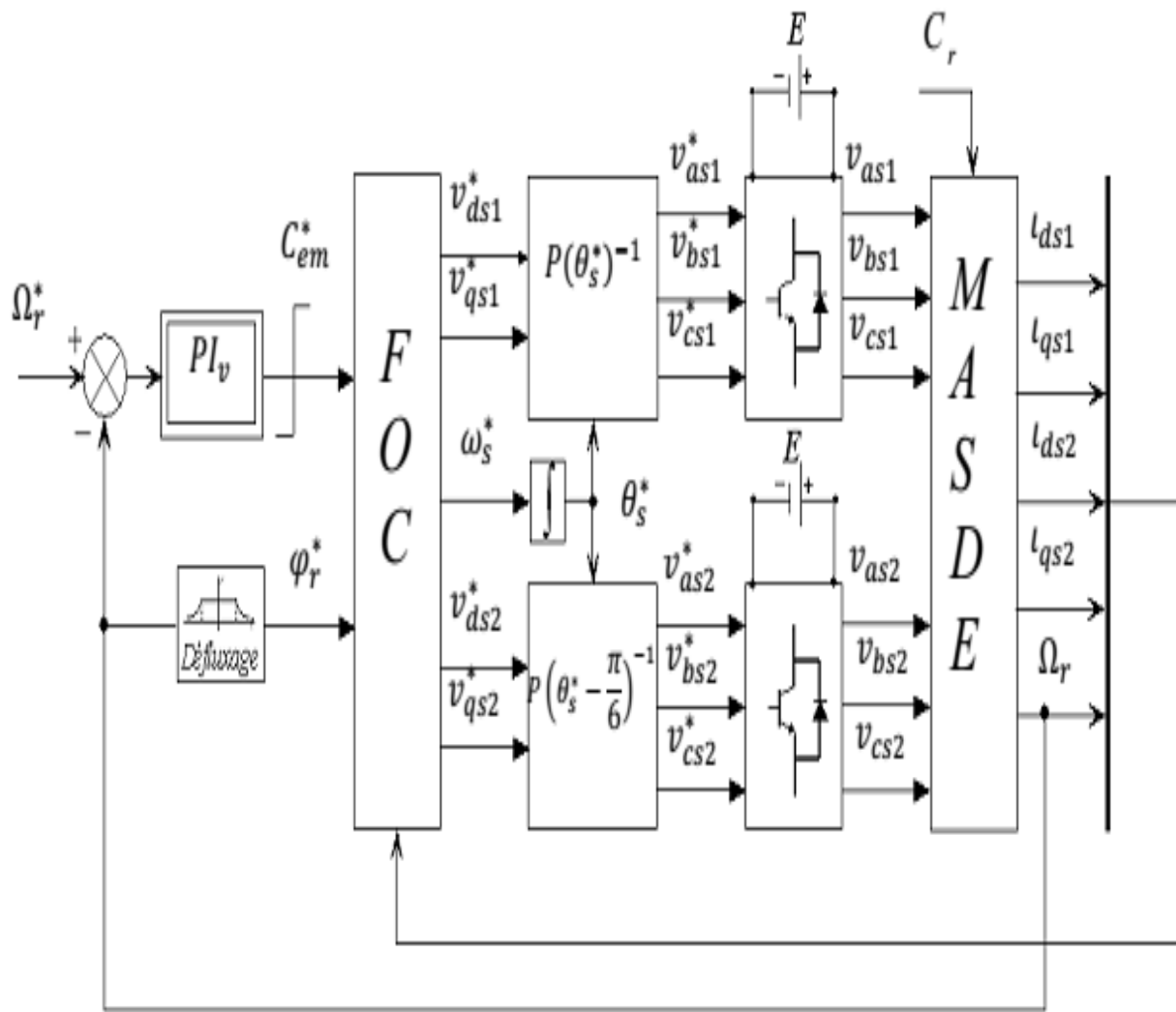


Figure III.10. Commande vectorielle indirecte de la MASDE.

III.9. Schéma de simulation

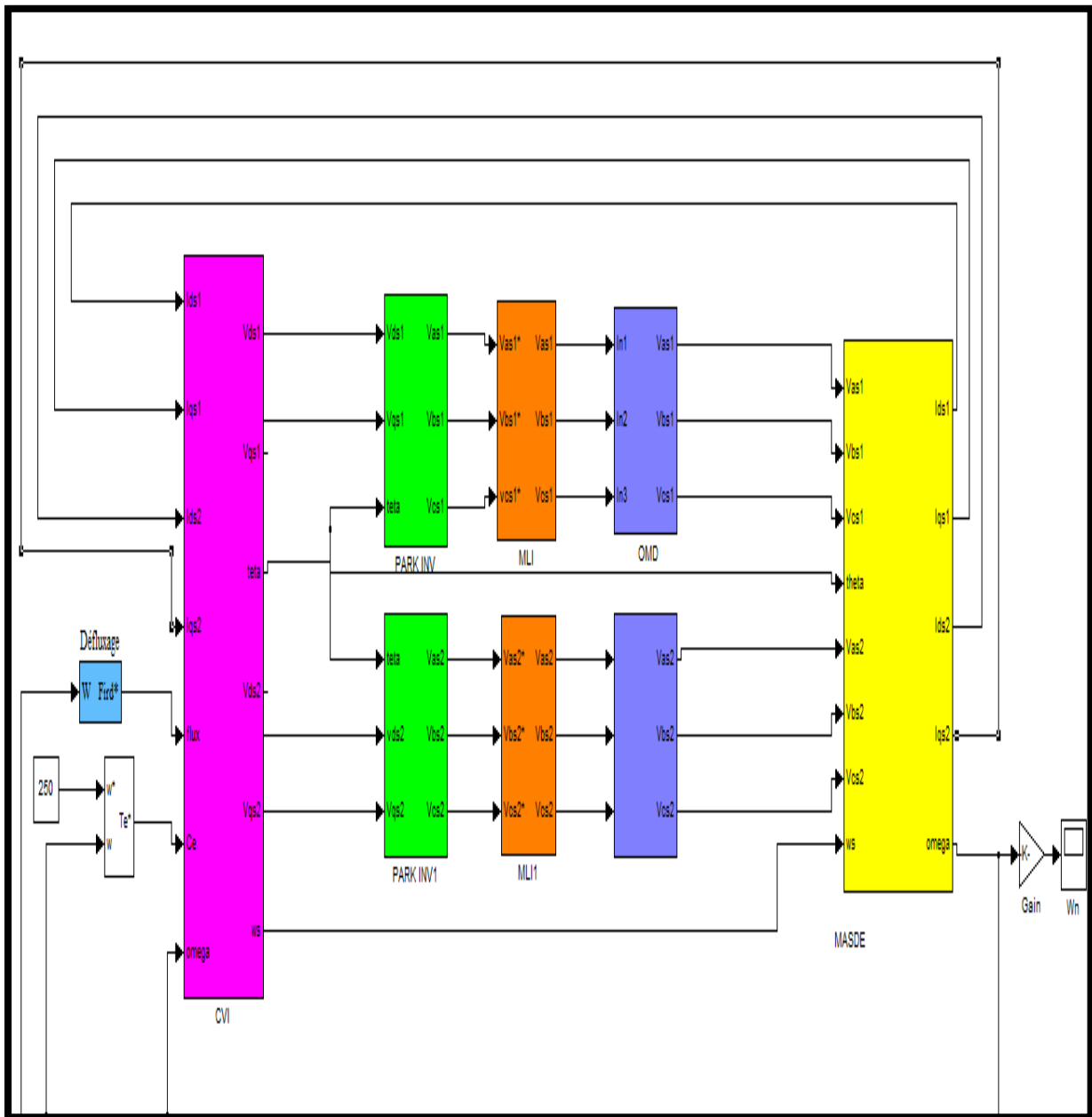


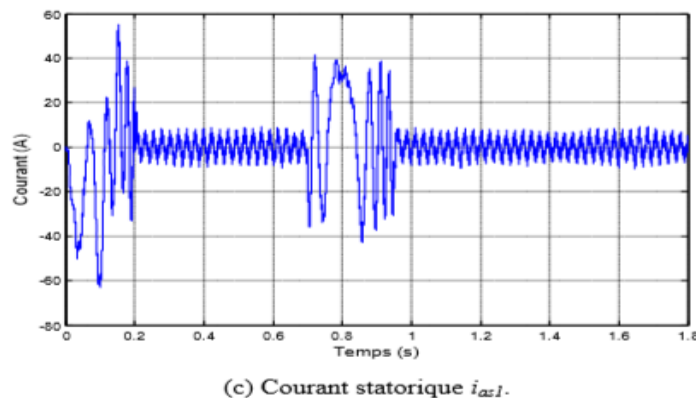
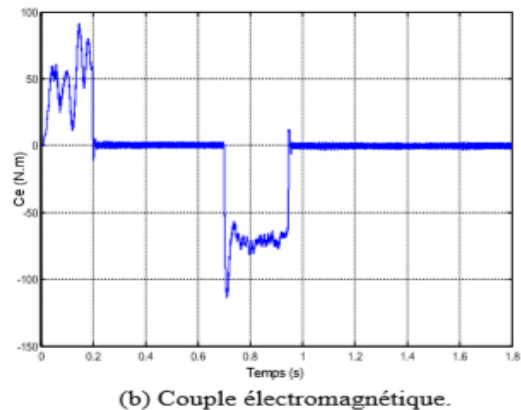
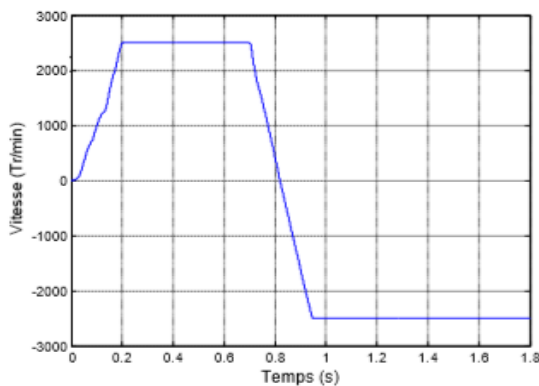
Figure III.11. Schéma de simulation

III.9.1 Résultat de simulation

➤ *A vide*

Les résultats de simulation de la commande vectorielle sont illustrés sur les figures (a, b, c, d, e, f, g). la figure (a) montre que la poursuite de vitesse se fait d'une manière très correcte dans les deux sens de rotation.

La caractéristique du couple de la figure (b) montre que durant la montée en vitesse, on observe un couple électromagnétique non nul cela est correct car la vitesse n'a pas atteint sa valeur nominale. Ce résultat est confirmé par l'allure du courant statorique i_{as1} et i_{as2} de la figure(c). La figure (g) montre que le flux rotorique φ_{rq} est nul ce qui confirme le découplage et donc le fonctionnement normale de la commande vectorielle de la machine par orientation du flux rotorique.



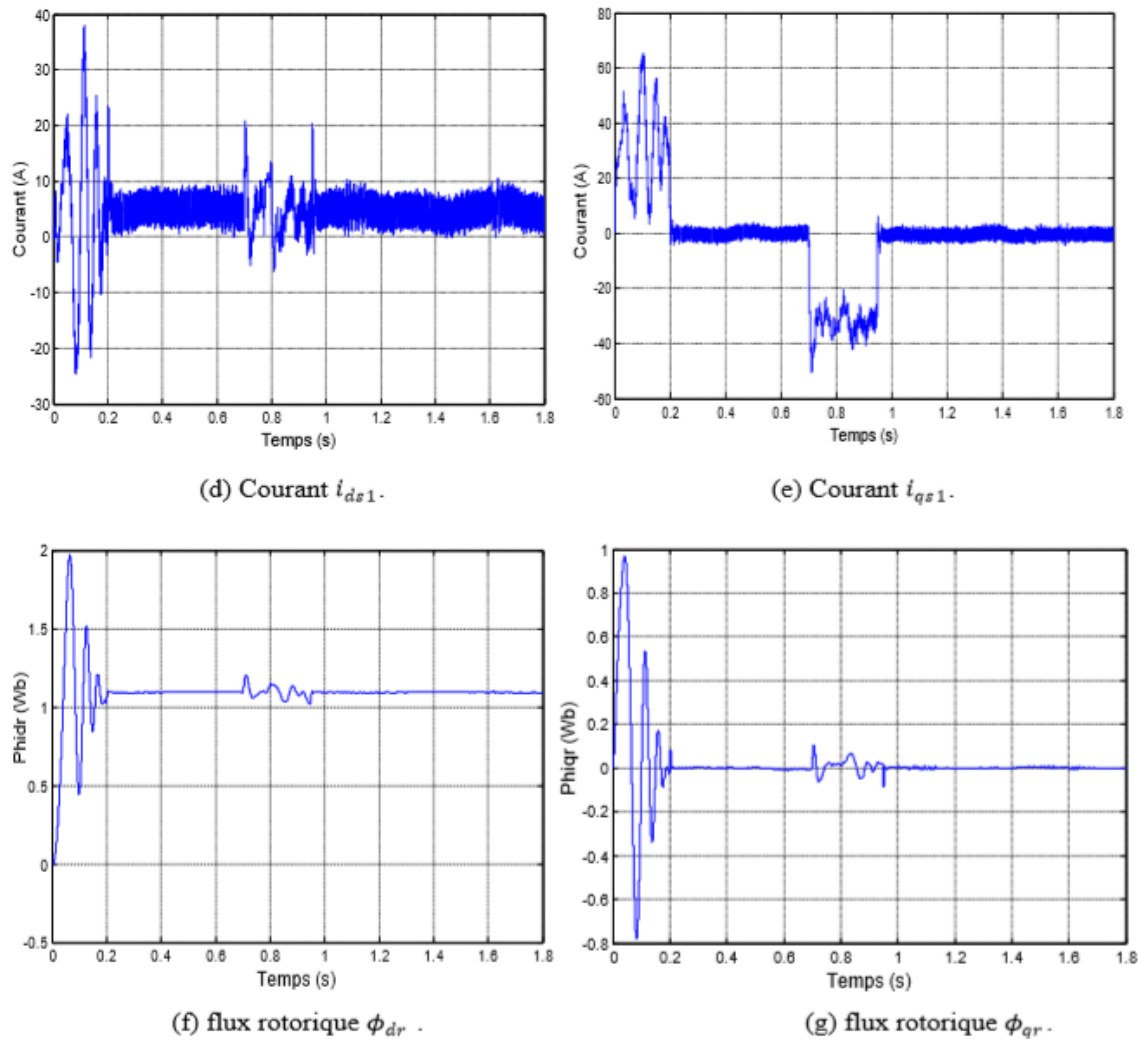
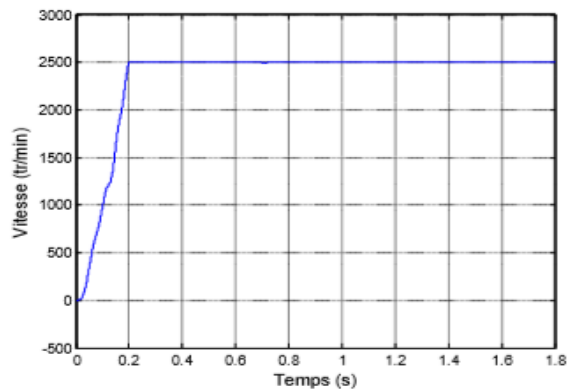


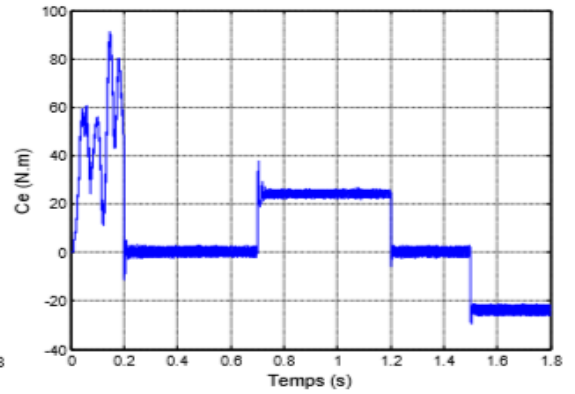
Figure III.12. Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte

➤ *Application de la charge*

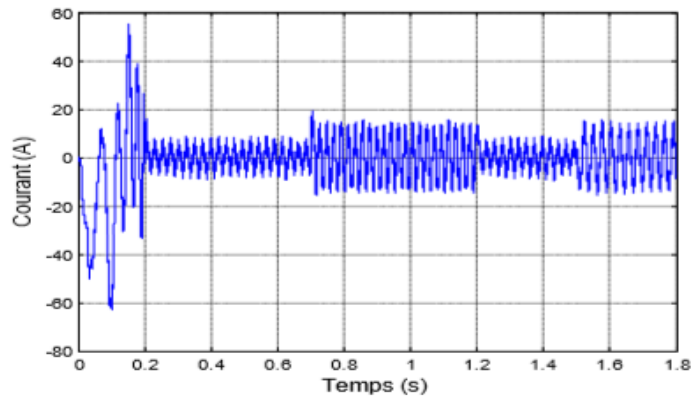
Les résultats obtenus en charge sont acceptables et on voit bien que la machine rejette la perturbation (charge) ce qui confirme le bon calcul des paramètres des régulateurs des différentes boucles. La figure € montre l'appel du courant pendant l'application de la charge.



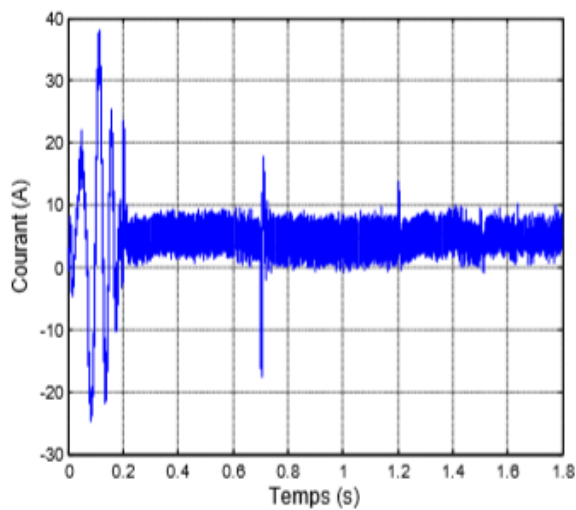
(a) Vitesse de rotation.



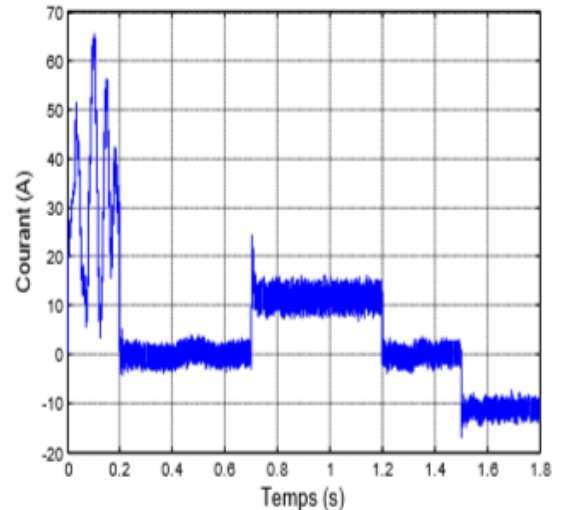
(b) Couple électromagnétique.



(c) Courant statorique i_{a1} .



(d) Courant i_{ds1} .



(e) Courant i_{qs1} .

III.10 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile, les résultats obtenus montre la faisabilité de cette technique de commande ainsi que sa robustesse vis-à-vis l'application de la perturbation, dans notre cas cette perturbation n'est que la charge. L'allure des courants statoriques nous à confirmée l'exactitude de la valeur nominale de ce courant en fonction de la puissance de la machine.

Conclusion générale

Notre mémoire de fin d'étude est consacré à la commande de la machine asynchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs de tension. Nous avons mis en évidence les principes fondamentaux de cette machines, qui présente un bon compromis technico-économique. Nous avons commencé par la présentation de la machine et puis l'étude de la modélisation de la MASDS à partir des équations mathématiques dans le repère diphasé en utilisant la transformation de Park, pour obtenir un modèle simple qui traduit finalement le fonctionnement de la MASDE. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'effet de l'application de la charge. [1] Le troisième chapitre, expose la commande vectorielle indirecte de la machine Asynchrone Double Etoile dont le principe consiste à avoir un contrôle similaire à celui de la machine à courant continu. Pour se faire, nous avons basée sur le principe d'orientation du flux rotorique indirecte qui est appliquée pour la commande en vitesse à l'aide des régulateurs classiques de type PI, puis l'association de la machine avec deux onduleurs de tension commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI, Les résultats de simulation obtenus assurent ce principe avec une bonne amélioration des réponses présentant une bonne poursuite vers les valeurs de références. on peut conclure que la commande vectorielle par orientation de flux rotorique est facile à implémenter elle consiste à ne pas mesurer le flux de la machine, mais à, supposer d'être établit en régime permanent à la valeur désirée. Elle n'exige pas de capteur de flux donc il n'y aura pas de régulation de flux. Méthode plus attractive et plus utilisée. Elle peut être utilisée pour le contrôle dans les basses vitesses. Elle comporte 3 boucles de régulation.

En perspective, nous suggérons d'appliquer des nouvelles techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle et d'autre théorie de contrôle sans capteur de vitesse.

Bibliographie

- [1] : **D. Hadiouche**, « contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure », Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1, soutenue 20 décembre 2001.
- [2] : **L. Benalia**, « Commande en tension des moteurs à induction double alimentés », Thèse de doctorat de l'Université de Batna, 02 juin 2010.
- [3] : **K. Xavier**, « Modélisation vectorielle multi machines pour la commande de ensembles convertisseurs-machines polyphasés », Thèse de doctorat, Université de Lille1, 2003.
- [4]: Alger, P.L, Freiburghouse, E.hH, Chase, D.D., « Double windings for turbine alternators», AIEE Trans., vol.49, pp.226-244, Jan.1930.
- [5] : **T.F. Barton**. «The doubly winding generator». General Electric Review, June 1929, pp.302-308.
- [6] : **M. Bernard**, « Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réluctance variable », Revue 3E. In°3., pp. 3–8, Juin 1995.
- [7] : **L. A. Philip, E. A. Robert**, «The history of induction motors in america», Proceedings of the *IEEE.*, vol. 64, no. 9, pp. 1380–1383, Sept 1976.
- [8] : **E. Merabet**, «Commande floue adaptative d'une machine Asynchrone double étoile», Thèse de magister de l'Université de Batna, 04 /06 / 2008.
- [9] : **E. Merabet**, «Amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone double étoile par les techniques de l'intelligence artificielle», Thèse de doctorat de l'Université de Batna, 2012.

[10] : **A. Bruyere**, « Modélisation et commande d'un alerno-démarreur heptaphasé pour application automobile micro-hybride », Thèse de doctorat, l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 6 mai 2009.

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

[12] : **M. Bouziane** « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-BelAbbes.2014.

[13] : **B. FATIMA** « Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone : "Application au diagnostic des défauts statoriques" » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Constantine 1. 2014.

[14] : **D. Hadiouche**, «Contribution à l'étude de la machines asynchrone double Étoile : Modélisation, alimentation et structure » », Thèse de Doctorat, Université d'Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2001.

[15] : **R. Abdessamed et M. kadjoudj**, « Modélisation machines électriques », Presse de l'Université de Batna, Algerie, 1997.

[16] : **Saadi Nour el houda ; Bakhti Ibtissam**, "CONCEPTION D'UN OBSERVATEUR PAR MODE GLISSANT D'UNE MACHINE A INDUCTION" Mémoire master, Université de M'sila, 2007.

[17] : **Akkila BOUKHELIFA** , "Les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine

asynchrone en vue d'un contrôle vectoriel". Thèse, Ecole Nationale Polytechnique 2007.

[18] : **HAFFAF Adil ; CHEBABHI Moqrane** , ''Commande d'une Machine à Induction

Par la Méthode H_∞ '', Mémoire master. Universitaire Batna. 2007

[19] : **Gabriel Buche**, '' Commande vectorielle de machine asynchrone environnement temps

réel matlab /Simulink'' mémoire master Université Chellef, 2001.

[20] : **R. Abdessemed**, « Modélisation et simulation des machines électriques», Editeur : Ellipses Marketing, Date de parution : 24/05/11.

[21] : **L. Benalia**, « Commande en tension des moteurs à inductions double alimentes », thèse de doctorat, Université de Batna 2010.