



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



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
Faculté de Sciences et de La Technologies Filière

Génie Electrique

Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En: Télécommunication

Spécialité: Systèmes de télécommunication

Thème

**Modélisation Et Commande De La
Machine Asynchrone Double Etoile**

Réalisé par:

Derdouri soufiane

Zebidi A/halim

Rehouma Mounir

Encadré par :

- Dr. Fatma Zohra Tria

Année Universitaire : 2021/2022

Remerciements

Nous remercions en premier lieu notre Dieu de Nous donner La santé et la patience pour avoir Terminer ce travail.

Nous tenons évidemment à débiter ces remerciements notre encadreur Mme **Fatma Zohra Tria**

qui a bien voulu nous encadrer et pour ses conseils précieux, sa disponibilité et sa patience.

Nous remercions également tous les membres de jury d'avoir accepté de juge.

Nous tenons également à remercier tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce mémoire à mes très chers parents
pour leur soutien moral et matériel pour leurs
encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés dans les moments les plus
ardus.

A mes frères.

A mes sœurs.

A mon encadreur Mme **Fatma Zohra Tria**.

Et à tous mes amis.

Table des matières

Chapitre I : Généralités sur les machines multi phases

Introduction Générale :	1
I.2. Histoire des machines électriques :	5
I.3. Classification des Machines Electriques :	5
I.3.1. Par leur type d'alimentation :	6
I.3.2. Par leur construction :	6
I.4. Caractéristiques des machines multi phases :	6
I.4.1. Machines multi phases de type 1 :	6
Tableau I. 1. Machines multi phases de Type 1.	8
I.4.2. Machines multi phases de type 2 :	9
I.5. Applications des Machines Multi phases :	10
I.6. Avantages des Machines Multi phases :	11
I.6.1. Segmentation de puissance	11
I.6.2. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques :	12
I.6.3. Fiabilité :	12
I.7. Inconvénients des machines multi phases :	12
I.8. Conclusion	13

Chapitre II: Modélisation de la MASDE

II.1 Introduction	16
II.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile	16
II.3 Description du moteur asynchrone double étoile (MASDE)	17
II.3.1 Partie fixe (stator ou inducteur)	17
II.3.2 Partie mobile (rotor ou induit)	17
II.4. Utilisations des machines asynchrones double étoile	18
II.4.1 Systèmes éoliens utilisant les génératrices asynchrones à cage (GASDE)	18
II.4.2 SYSTEME DE POMPAGE PHOTOVOLTAÏQUE	18

II.5 Description de la machine asynchrone à double étoile	19
II.6 Hypothèses simplificatrices.....	21
II.7 Modèle Naturel de la MASDE	21
II.7.1 Equations des tensions	22
II.7.3 Equation mécanique.....	24
II.7.4 Couple électromagnétique	24
II.7.5 Modèle de Park	25
II.7.6 Application de la transformation de Park:	27
II.8 Equations transformées	27
II.8.1 Equations des tensions:.....	28
II.8.2 Equations de flux:On a:	30
II.8.3 Equation mécanique:	32
II.9 Choix du Référentiel	34
II.9.1 Référentiel lié au stator	34
II.9.2 Référentiel lié au rotor	34
II.9.3 Référentiel lié au champ tournant.....	34
II.10. Mise sous forme d'équation d'état :.....	34
II.11. Expressions du couple électromagnétique et de la puissance	37
II.11. 1 Equation du mouvement :.....	38
II.12 Simulation numérique:	38
II.12.1 Analyse des performances de la machine asynchrone à double étoile :. 39	
II.12.2.1 Résultats de simulation :.....	39
II.12.2.2 Démarrage à vide [fig. (I. 4)]:.....	41
II.13. Conclusion :.....	41

Chapitre III : Commande vectorielle de la MASDE

III.1 Introduction	44
III.2 Origines de la Commande Vectorielle.....	44
III.3 Principe de la commande	44
III.3.1 Procède d'orientation du flux	45

III.4 Différentes méthodes de la commande vectorielle	46
III.4.1 Méthode de commande directe	46
III.4.2 Méthode de commande indirecte	47
III.6 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse.....	47
III.6.1.Synthèse des régulateurs PI.....	49
Calcul des paramètres du régulateur PI.....	49
III.6.2.Régulateur de vitesse.....	50
III.6.3.Commande à orientation du flux rotorique	51
Calcul des régulateurs :	51
Réglage en cascade du flux rotorique :	51
III.6.4.Réglage de la boucle externe du flux :	53
III.6.5.Réglage de la boucle externe de la vitesse :	55
III.6.5.1.Boucle de la régulation de vitesse :.....	55
III.7.Simulation numérique :.....	57
III.7. 1.Résultats de simulation :	57
III.7. 2.Interprétation :	58
III.8. Influence de la variation de la constante du temps rotorique T_r sur le découplage et le réglage en boucle fermée	59
III.8. 1.Simulation et interprétation	59
III.9.Conclusion :	61
Conclusion Générale :.....	63

Bibliographies

Annexe

Table des figures

Chapitre I : Généralités sur les machines multi phases

Fig. I. 1 Exemple d'application d'une machine synchrone de 15 phases,.....	10
Fig. I. 2 Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases..	11

Chapitre II: Modélisation de la MASDE

Fig. II. 1 Modes de fonctionnement suivant le glissement	17
Fig. II. 2 Système éolien à vitesse fixe basé sur la GASDE.	18
Fig. II. 3 Schéma de l'installation photovoltaïque..	19
Fig. II. 4 Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MASDE	20
Fig. II. 5 Transformation de Park	26
Fig. II. 6 Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE..	27
Fig. II. 7 Le schéma bloc de la Machine asynchrone double étoile.	38
Fig. II. 8 vitesse et le couple.....	39
Fig. II. 9 les composantes du flux du stator 1	39
Fig. II. 10 les composantes du flux du stator 2	40
Fig. II. 11 Courants du stator 1 et 2.....	40
Fig. II. 12 les composantes du flux du rotor.....	40

Chapitre III : Commande vectorielle de la MASDE

Fig. III. 1 Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE.	45
Fig. III. 2 Schéma de régulation des courants.....	49
Fig. III. 3 Schéma réduit de régulation de vitesse.....	50
Fig. III. 4 Bloc de découplage en tension (FOC).	51
Fig. III. 5 Schéma fonctionnel des régulateurs des courants I_{d1} et I_{d2}	52
Fig. III. 6 Schéma fonctionnel de régulation du flux Φ	54
Fig. III. 7 Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse ω_r	56
Fig. III. 8 Le schéma bloc de Commande vectorielle de la MASDE	57
Fig. III. 9 vitesse de rotation et couple moteur	58
Fig. III. 10 courant dans l'axe d et q	58
Fig. III. 11 flux rotorique dans l'axe d et q	59
Fig. III. 12 flux rotorique d et q	60
Fig. III. 13 courant statorique d et q	60
Fig. III. 14 vitesse et couple électromagnétique	61

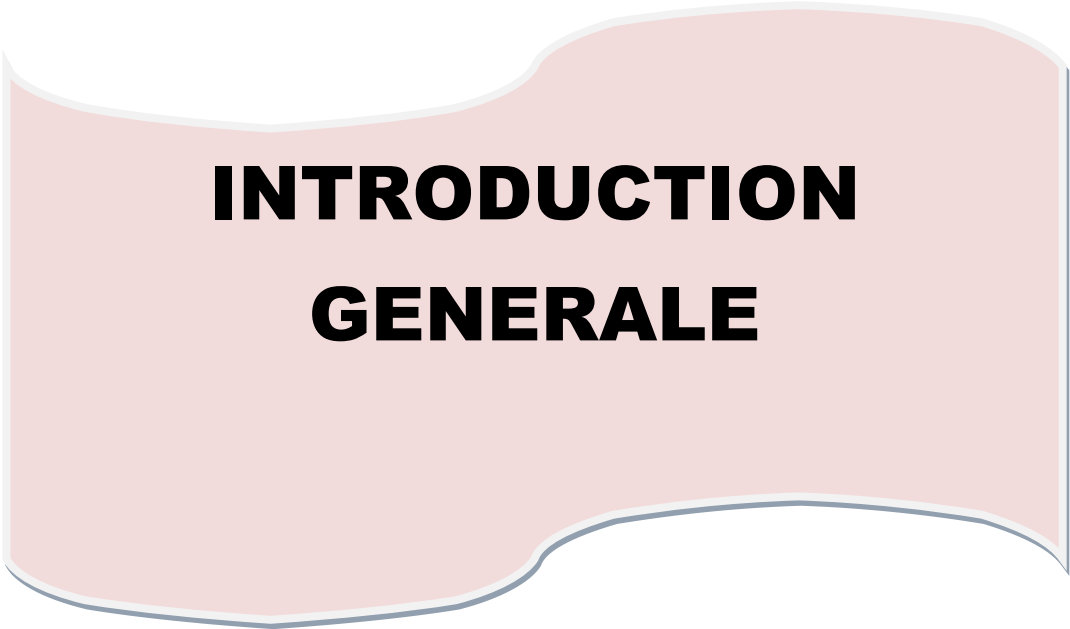
Liste de Tableau

Tableau I. 1. Machines multiphasées de Type 1.	8
Tableau I. 2. Machines multiphasées de Type 2	9

Liste des symboles

MASDE	machine asynchrone à double étoile.
GASDE	génératrice asynchrone à double étoile
S_1, S_2, r	indices correspondants au stator 1, stator 2 et au rotor.
a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}	indices correspondants au trois phases du 1 stator.
a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}	indices correspondants aux trois phases du 2 stator.
a_r, b_r, c_r	indices correspondants aux trois phases du rotor.
R_{s1}, R_{s2}, R_r	résistances statoriques et rotoriques.
$[I_D]_{3 \times 3}$	la matrice identité d'ordre 3 ;
L_{s1}, L_{s2}	inductance propre d'une phase statorique.
L_{mr}	la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.
L_r	inductance propre d'une phase rotorique.
L_{ms}	inductance mutuelle entre phases statoriques.
L_{sr}	inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
L_{mr}	inductance mutuelle entre phases rotoriques.
J	moment d'inertie.
ω_s, ω_r	pulsation électrique statorique et rotorique.
ω_{sr}	vitesse de glissement.
p	nombre de paires de pôles de la machine.
ω_{coord}	vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au rotor.
d, q	axes longitudinal et en quadrature du repère de park.
C_r	couple résistant.
C_{em}	couple électromécanique.
K_f	coefficient de frottement.
$\Phi_{s1}, \Phi_{s2}, \Phi_r$	flux statorique et rotorique.
v	tension.
i	courant.
α	angle électrique de décalage.
Ω_m	la vitesse mécanique du rotor,
θ_0	position initiale du rotor par rapport au l'étoile 1.
Φ_{md}, Φ_{mq}	flux magnétisants direct et quadrature.
Φ_r	flux rotorique.
Φ_{ds}, Φ_{qs}	flux statoriques selon (d,q).
Φ_{dr}, Φ_{qr}	flux rotoriques selon (d,q).
Φ_r^n	flux rotorique nominal
ω_{coord}	vitesse angulaire des axes (d, q).
ω_{gl}	pulsation électrique de glissement.
P_I	régulateur proportionnel-Intégral.
K_i, K_p	paramètres du régulateur PI.
i_{s2}, i_{s1}	courants des charges connectées aux étoiles de la gasde.
i_a	courant d'induit de la MCC
i_f	courant d'excitation de la MCC
i_{ds1}, i_{qs1}	courants de l'étoile 1 dans le référentiel de park (d,q)
i_{ds2}, i_{qs2}	courants de l'étoile 2 dans le référentiel de park (d,q)
i_{dr}, i_{qr}	courants rotoriques dans le référentiel de park (d,q)
$r_{r_{s1}}$	résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 1
r_{s2}	résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 2
v_{abcr}	tensions triphasées rotoriques
$v_{abcr1,2}$	tensions triphasées statoriques (étoiles 1 et 2)

v_{d1}, v_{q1}	tensions de l' étoile 1 dans le référentiel de park (d,q)
v_{d2}, v_{q2}	tensions de l' étoile 2 dans le référentiel de park (d,q)
v_{dr}, v_{qr}	tensions rotoriques dans le référentiel de park (d,q)
Φ_{abcr}, Φ_{abcs}	flux triphasés statoriques (étoiles 1 et 2) et rotoriques
Φ_{d1}, Φ_{q1}	flux de l' étoile 1 dans le référentiel de park (d,q)
Φ_{d2}, Φ_{q2}	flux de l' étoile 2 dans le référentiel de park (d,q)
Φ_{dq}, Φ_{qg}	flux d'entrefer selon (d,q)
Φ_{dr}, Φ_{qr}	flux rotoriques dans le référentiel de park (d,q)
θ_r	position du rotor par rapport { l' étoile 1
$\theta_r - \alpha$	position du rotor par rapport { l' étoile 2
τ	constante de temps d' un système du premier ordre
τ_r	constante de temps rotorique
L_{dq}	inductance cyclique d' inter saturation selon (d,q)
L_{lr}	inductance propre de fuite rotorique
L_{ml}	inductance de fuite mutuelle commune aux deux étoiles
L_m	inductance mutuelle cyclique stators-rotor
L_m	inductance mutuelle cyclique stators-rotor
L_{mdq}	inductance cyclique de saturation suivant (d,q)
M	mutuelle statorique
r	coefficient de réglage en tension
N	vitesse de rotation de la machine
f_s	fréquence du réseau
*	grandeur de référence
[X]	vecteur d' état
v_{pm}	valeu crête de l' onde de modulation
[G _{abc}]	est le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré,
G _{dqo}]	le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé
n_p	nombre de pair de pole.
ϕ	flux imposé par le courant d' excitation
$I_f ; I_a$	courant d' induit ;
K, K'	constantes.



**INTRODUCTION
GENERALE**

Introduction Générale :

Actuellement, les machines à courant alternatif occupent une place importante dans le développement des entraînements électriques à grande vitesse telle que les véhicule électrique , les engins et propulsion des navires –l'attraction à grande couple- . l'approche la plus courante pour augmenter le couple ou la vitesse pour les ces application est d'utiliser des machine à rotor extérieur à grande vitesse/ couple avec des multiplicateur mécanique – engrenage-. [1]

Le multiplicateur affecte la sortie de la commande et crée des problème de lubrification de la boîtes à vitesse, donc il faut mieux d'aller vers la commande électrique, pour obtenir fort couple ou bien forte vitesse on utilise des machine multi phsés. [1]

parmi les machine multi phases, on trouve la machine asynchrone double étoile MASDE qui sera l'objectif de notre mémoire de fin d'étude. Cette machine offre beaucoup d'avantage dans les applications industrielles que les machine asynchrone triphasés :

- minimiser les ondulation de couple électromagnétique,
- diminuer le courant par phase sans démineur le voltage,
- minimiser les harmoniques du courant rotorique,et grand fiabilité.

Malheureusement, la machine asynchrone double étoile présente un inconvénient majeure, sas truc ture dynamique est fortement non linéaire cause de l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux ce qui complique sa commande.

Le problème de complexité de la commande de cette machine MASDE a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande. Parmi ces techniques on cite la commande vectorielle.

Notre objectif s'inscrit sous le cadre de faire l'extension de ces techniques de commande sur la machine asynchrone à double étoile particulièrement la commande vectorielle. Le but de cette commande est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), etc. elle qui liée au couple (le courant d'induit).Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Pour régler la vitesse de la machine indépendamment de la charge appliquée on fait appel à des régulateurs classiques de type PI. Les performances de ce dernier restent sou vent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander (non linéarité, variation des paramètres).

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

En premier lieu, l'art sur les machines multi-phases dans le premier chapitre. le second chapitre ,nous présentons la machine asynchrone double étoile, ainsi que les avantages et les inconvénients de cette machine et se domaine d'utilisation est présenté et la modélisation de la MASDE. Après une description de cette dernière, nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la MASDE, en second lieu le modèle biphasé plus simple basé sur la transformation de Park, Nous commentons enfin les résultats de simulation après illustration et visualisation.

Dans le dernier chapitre, la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE. Un aperçu sur le principe de la commande vectorielle ainsi qu'un rappel sur ses différentes méthodes. Par la suite, nous passons tout d'abord à l'application de la méthode indirecte avec l'alimentation de la machine par onduleurs de tension à commande M.L.I.



Chapitre I : Les machines multi phases

I.1. Introduction:

Un système polyphasé est un moyen de distribuer de l'énergie électrique à courant alternatif (AC) où le transfert d'énergie est constant au cours de chaque cycle électrique. La phase AC fait référence à la valeur de décalage de phase (en degrés) entre le courant alternatif dans plusieurs fils conducteurs. Les systèmes polyphasés ont au moins trois conducteurs électriques sous tension transportant des courants alternatifs avec une phase définie entre les ondes de tension dans chaque conducteur ; pour tension triphasée, l'angle de phase est de 120° ou $2\pi/3$ radians (bien que les premiers systèmes utilisaient 4 fils biphasés). Les systèmes à plus de trois phases sont souvent utilisés pour les systèmes de redressement et de conversion de puissance, et ont été étudiés pour la transmission de puissance.

L'alimentation polyphasée est particulièrement utile dans les moteurs à courant alternatif, tels que le moteur à induction, où elle génère un champ magnétique tournant. Les moteurs à induction utilisant un champ magnétique tournant ont été inventés indépendamment par Galileo Ferraris et Nikola Tesla et développés sous une forme triphasée par Mikhail Dolivo-Dobrovolsky en 1889.

Une fois que l'alimentation polyphasée est disponible, elle peut être convertie en n'importe quel nombre de phases souhaité avec un agencement approprié de transformateurs. Ainsi, le besoin de plus de trois phases est inhabituel, mais des nombres de phases supérieurs à trois ont été utilisés. Des machines polyphasées ont ainsi été développées industriellement. La plus connue est sans doute la machine hexaphasée double étoile dont les deux étoiles sont déphasées électriquement de 30° . C'est initialement par commutateur de courant à thyristors que ces machines synchrones ont été alimentées.

Les commandes sont alors simples et ne nécessitent pas de traitement numérique de l'information : une commande analogique peut suffire.

Dans ce type d'alimentations par créneaux de courant, l'emploi d'un nombre de phases élevé permet également de réduire les pulsations de couples tout en augmentant leur fréquence avec de ce fait un effet bénéfique sur les vibrations et le bruit. [Ce chapitre permettra d'une part de présenter l'histoire des machines électriques, les caractéristiques intrinsèques des machines multi-phases, ses avantages et inconvénients et d'autre part d'introduire la machine asynchrone double étoile et de la situer dans l'ensemble des machines multi-phases. [17].

I.2. Histoire des machines électriques :

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

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

En 1836 l'anglais Hyde Clarke réalise une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixii/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur. En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable. En 1848 apparaissent les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m. Ces moteurs furent utilisés pour les applications industrielles. En 1860 la compagnie "l'Alliance" fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes.

En 1865 l'italien Antonio 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 a inventé le premier moteur à courant alternatif, qui a eu un rôle majeur dans le développement de l'industrie électrique. En 1889 l'allemand Michael Döbrowski réalise la première machine asynchrone triphasée. Cette dernière domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, la moins coûteuse, la moins exigeante en termes d'entretien, présente un taux de défaillance très peu élevé, fabriquée en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances ...etc. [6].

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 [6].

I.3. Classification des Machines Electriques :

La classification des machines peut se faire de plusieurs manières :

- Par la façon d'alimenter ou de délivrer le courant/tension ;
- Par la construction.

I.3.1. Par leur type d'alimentation :

- Machines à courant continu ;
- Machines à courant continu soit série, parallèle ou compound.
- Machines à courant alternatif.
- Machines synchrones ;
- Machines asynchrones.

I.3.2. Par leur construction :

- Machines sans collecteur ;
- Machines asynchrones ;
- Machine synchrone à aimants permanents.
- Machines avec collecteur.
- Machines à courant continu ;
- Machines synchrones.

De plus, les machines multi phases (dont le nombre de phases est supérieurs à trois) sont apparues dans les années 1920 pour la segmentation de puissances des alternateurs, dont les caractéristiques sont présentées ci-dessous [7].

I.4. Caractéristiques des machines multi phases :

On distingue habituellement deux types de machines multi phases, suivant le nombre de phases statoriques qui est ou non un multiple de trois . on peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera « machines multi phases de type 1 » et « machines multi phases 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 [16].

I.4.1. Machines multi phases 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 [15] :

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

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 statiques $q = 6$ 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 $\alpha = \frac{\pi}{3}$. [15]

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

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

Nombre de phases(n_{ph})	Nombre équivalent de phases ($n_{ph\alpha}$)	Décalage angulaire(α)Degré	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 multi phases de Type 1.[18].

I.4.2.Machines multi phases de type 2 :

Les machines multi phases de " typet 2 " sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. si α désigne 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 multi phases de type 2. [24] .

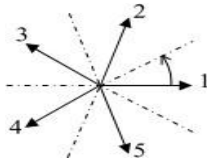
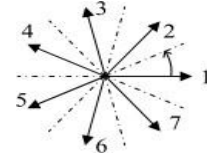
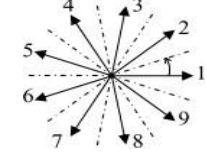
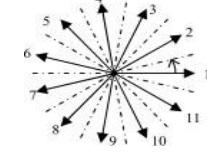
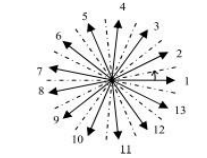
Nombre de phases (nph)	Nombre équivalent de phases(nph_α)	Décalage angulaire(α)degré	Représentation des axes des bobines
5	5	36°	
7	7	25.7°	
9	9	20°	
11	11	16.3°	
13	13	13.8°	

Tableau I. 2.Machines multi phases de Type 2.[19].

I.5. Applications des Machines Multi phases :

Les machines multi phases sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevé par rapport aux alternateurs conventionnels. parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des concasseur, les moulins du ciment, etc.(Fig. I. 1).

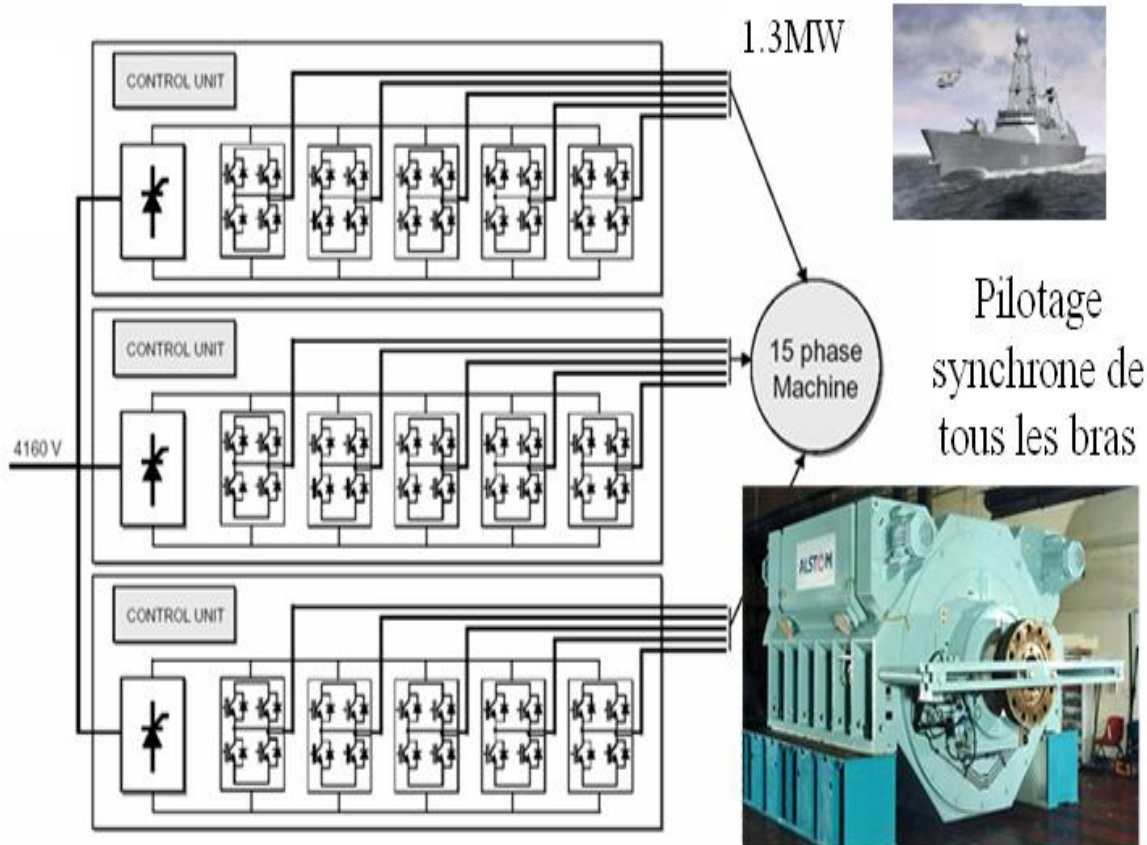


Fig. I. 2 Exemple d'application d'une machine synchrone de 15 phases,.[7].

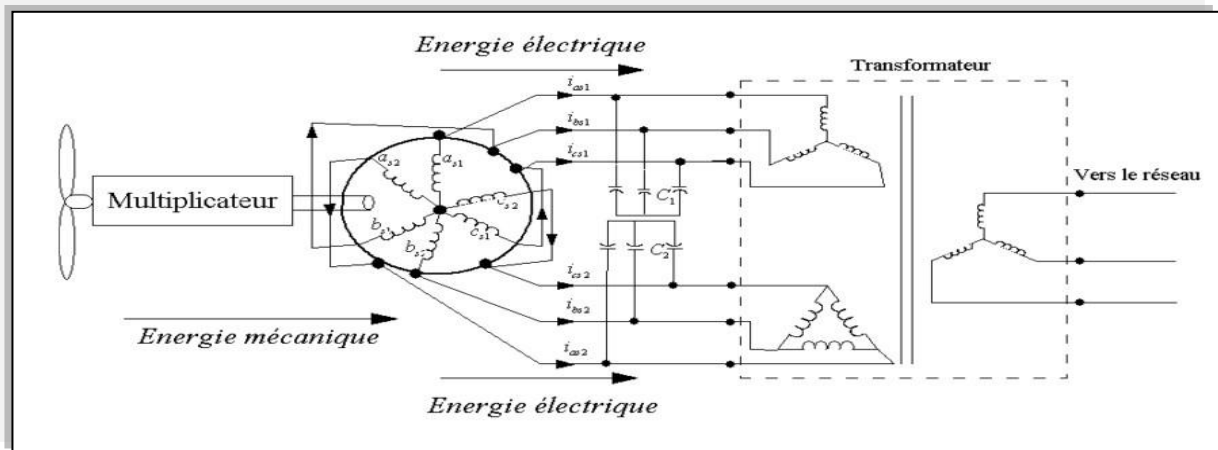


Fig. I. 3 Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.[7].[22].

Une autre application concerne l'utilisation des machines multi phases 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.2).

I.6. Avantages des Machines Multi phases :

Les machines multi phases ont plusieurs avantages tels que : [22].

- Segmentation de puissance.
- Amélioration de la fiabilité.
- Réduction des courants harmoniques.
- Amélioration du facteur de puissance.
- Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

I.6.1. 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 multi phases, que l'on met le plus en avant de nos jours.

I.6.2. 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. pratiquement, une machine multi phases a des pertes rotoriques moindre qu'une machine triphasée. [9].

I.6.3. Fiabilité :

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

Dans les machines multi phases, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à $(n_{ph} - 3)$ phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue. Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine. [9].

I.7. Inconvénients des machines multi phases :

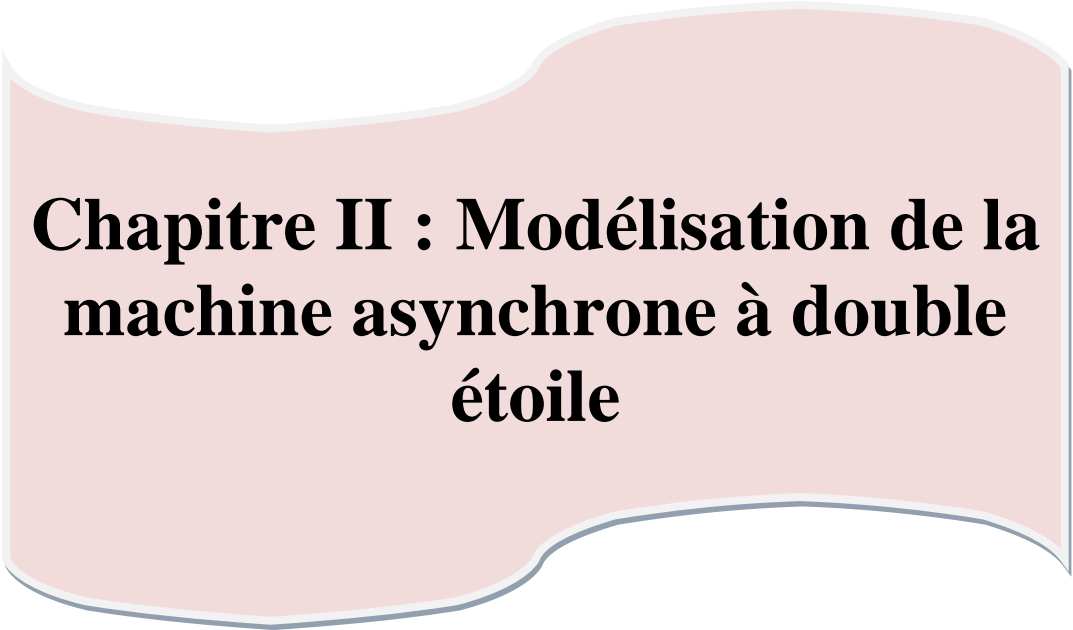
Cependant, la machine asynchrone présente des inconvénients tels que:

- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine.
- La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande.
- L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension. [6].

I.8.Conclusion

La machine double étoile est la machine multi phases la plus courante, sans doute par cequ'elle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliquéet de prix accep table.

Le chapitre suivant présente un' étude et une simulation de la machine asynchrone double étoile.



**Chapitre II : Modélisation de la
machine asynchrone à double
étoile**

II.1 Introduction

Ce chapitre permettra d'une part de présenter le principe de fonctionnement la machine asynchrone double étoile (MASDE), leurs applications, ses avantages et ses inconvénients et d'autre part de modéliser de la machine électrique qui est basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée ; cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature), nous étudierons dans ce chapitre la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées. Enfin, des résultats de simulations seront présentés et commentés [2].

II.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 « f_s » c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme « ω_s ». elle définit comme suite.

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

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 :

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

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

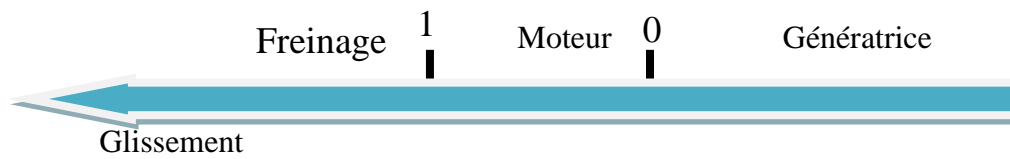


Fig. II. 1 Modes de fonctionnement suivant le glissement, [22]

II.3 Description du moteur asynchrone double étoile (MASDE)

Le moteur asynchrone triphasés à double stator est une machine électrique qui est composée de deux parties : une partie fixe qui est le stator (inducteur), et l'autre la partie mobile est le rotor (induit) [3].

II.3.1 Partie fixe (stator ou inducteur)

Il comporte deux stators 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.

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

La vitesse de rotation du champ tournant est inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que [3] :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{II.3})$$

II.3.2 Partie mobile (rotor ou induit)

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

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

Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuses, robustes, faciles d'emploi et nécessitent un entretien limité.

Le rotor tourne à une vitesse ω_r différente de ω_s , pour cette raison, la cage rotorique devient le siège d'un système des forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

Le rapport: $g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$: est appelé glissement du rotor par rapport aux champs tournants du stator[3].

II.4.Utilisations des machines asynchrones double étoile

II.4.1 Systèmes éoliens utilisant les génératrices asynchrones à cage (GASDE)

Les machines électriques asynchrones à cage sont les plus simples à fabriquer et moins coûteuses. elles ont l'avantage d'être standardisées, fabriquées en grande quantité et dans une très grande échelle de puissance. elles sont aussi les moins exigeantes en termes d'entretien et présentent un taux de défaillance très peu élevé [4].

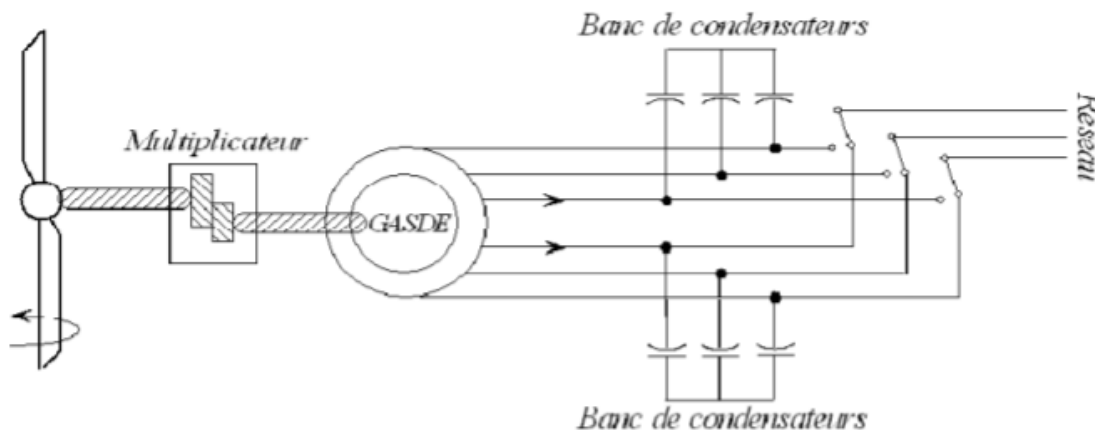


Fig. II. 2 Système éolien à vitesse fixe basé sur la GASDE [4].

II.4.2 SYSTEME MEDE POMPAGE PHOTOVOLTAÏQUE

Un système de pompage photovoltaïque se compose d'un générateur photovoltaïque, d'un adaptateur de charge, avec un commutateur de champ qui permet de modifier l'agencement série-parallèle des modules en fonction de la charge ou de l'éclairement, d'un hacheur buck-boost, d'un filtre passe-bas, de deux onduleurs triphasés qui alimentent les deux étoiles du moteur asynchrone à double étoile qui entraîne l'arbre d'une pompe centrifuge.[14]

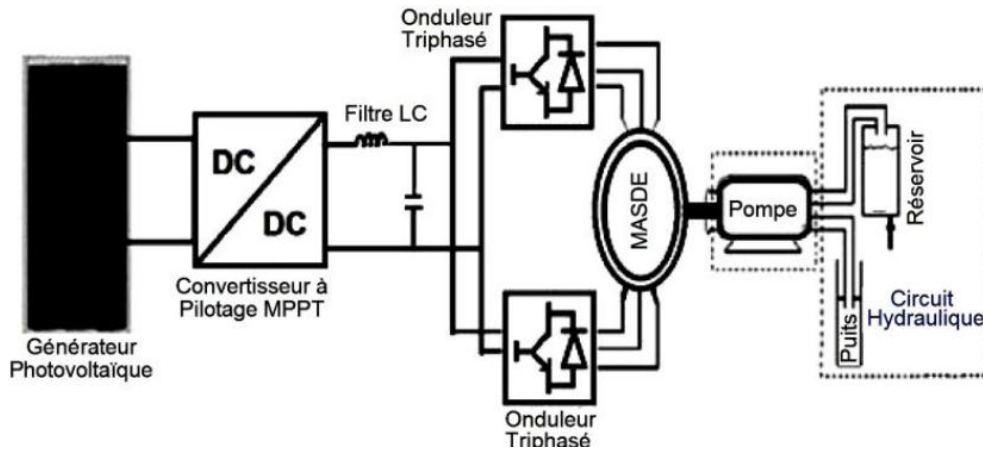


Fig. II. 3 Schéma de l'installation photovoltaïque.[14].

II.5 Description de la machine asynchrone à double étoile

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

La (fig. II.2) donne la position des axes d'enroulement des neuf phases constituant la machine. six phases pour le stator et trois phases pour le rotor[5].

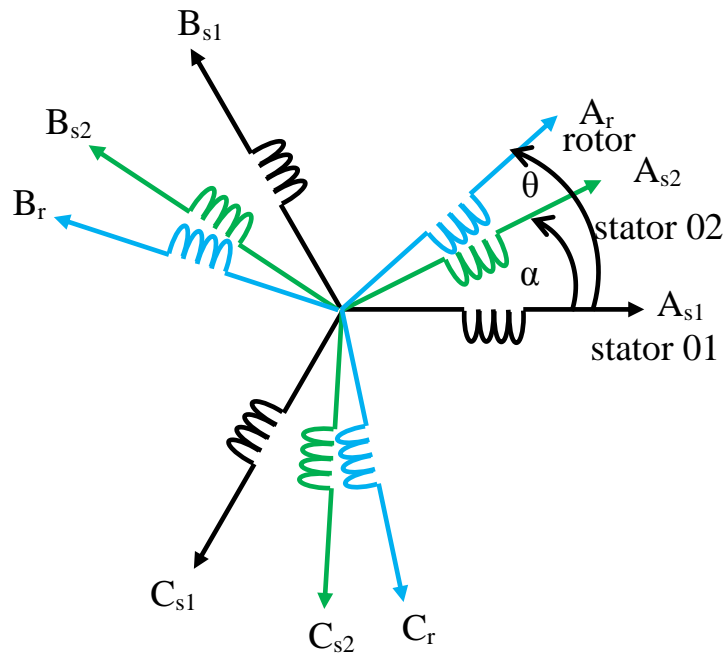


Fig. II. 4 Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MASDE

On notera par l'indice s1 pour les grandeurs relatives à la première étoile (stator 1) et par l'indice s2 pour celles relatives à la deuxième étoile (stator 2).

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

L'angle de décalage entre les deux étoiles est α . θ_m exprime la position du rotor (phase A_r) par rapport à l'étoile 1 (phase A_{s1}). θ_2 la position u rotor par rapport à l'étoile2, ces angles sont définis par les équations suivantes[7] :

$$\theta_m = \Omega_{mt} + \theta_0 \quad (\text{II.4})$$

$$\theta_2 = \theta_m - \alpha \quad (\text{II.5})$$

avec, Ω_m : la vitesse mécanique du rotor,

θ_0 : la position initiale du rotor par rapport au l'étoile 1.

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

Le rapport $g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$ est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator[7]. la pulsation des courants rotoriques est alors $\omega_r = g\omega_s$.

La relation de la vitesse mécanique du rotor Ω_m en fonction de la vitesse de synchronisme ω_s et du nombre de paires de pôles p de la machine est exprimée comme suit[7]:

$$\Omega_m = (1 - g)\frac{\omega_s}{p} \quad (\text{II.6})$$

II.6 Hypothèses simplificatrices

La MASDE avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Cependant, le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable ;
- Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale ;
- Machine de construction symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire) .
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1 et 2) est négligeable ; [8].
- Le fonctionnement de la machine est supposé sans saturation du circuit magnétique et on néglige l'effet d'hystérésis ;[9].

II.7 Modèle Naturel de la MASDE

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des vecteurs des grandeurs tension, courant et flux, on peut écrire pour[26]:

Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont :

Pour l'étoile 1

$$\begin{cases} [V_{s1}] = [V_{as1} V_{bs1} V_{cs1}]^T \\ [I_{s1}] = [i_{as1} i_{bs1} i_{cs1}]^T \\ [\Phi_{s1}] = [\Phi_{as1} \Phi_{bs1} \Phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Pour l'étoile 2

$$\begin{cases} [V_{s2}] = [V_{as2} V_{bs2} V_{cs2}]^T \\ [I_{s2}] = [i_{as2} i_{bs2} i_{cs2}]^T \\ [\Phi_{s2}] = [\Phi_{as2} \Phi_{bs2} \Phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques sont :

$$\begin{cases} [V_r] = [V_{ar} V_{br} V_{cr}]^T \\ [I_r] = [I_{ar} I_{br} I_{cr}]^T \\ [\Phi_r] = [\Phi_{ar} \Phi_{br} \Phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

II.7.1 Equations des tensions

La combinaison de la loi d'ohm et de la loi de lenz permet d'écrire les relations suivantes[25]:

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt} [-\Phi_{s1}] \quad (\text{II.10})$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt} [-\Phi_{s2}] \quad (\text{II.11})$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [-\Phi_r] \quad (\text{II.12})$$

II.7.2 Equations des flux

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par les équations suivantes[7] :

$$[-\Phi_{s1}] = [L_{s1,S1}][I_{s1}] + [M_{s1,S2}][I_{s2}] + [M_{s1,r}][I_r] \quad (\text{II.13})$$

$$[-\Phi_{s2}] = [M_{s2,S1}][I_{s1}] + [L_{s2,S2}][I_{s2}] + [M_{s2,r}][I_r] \quad (\text{II.14})$$

$$[-\Phi_r] = [M_r,S1][I_{s1}] + [M_r,S2][I_{s2}] + [L_r,r][I_r] \quad (\text{II.15})$$

où :

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

$$\begin{cases} [R_{s1}] = R_{s1}[I_D]3 \times 3 \\ [R_{s2}] = R_{s2}[I_D]3 \times 3 \\ [R_r] = R_r[I_D]3 \times 3 \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

avec :

- $[I_D]3 \times 3$: la matrice identité d'ordre 3 ;
- R_{s1} : la résistance d'une phase de la 1ere étoile ;
- R_{s2} : la résistance d'une phase de la 2eme étoile ;
- R_r : la résistance d'une phase du rotor.

Les sous matrices des inductances dans les équations (II.13), (II.14) et (II.15) sont exprimées comme suit[7]:

$$[L_{s1}, S_1] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$[L_{s2}, S_2] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$$[L_r, r] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$[M_{s1}, S_2] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

$$[M_{s1}, r] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + 2\pi/3) & \cos(\theta_m + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_m + 4\pi/3) & \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_m + 2\pi/3) & \cos(\theta_m + 4\pi/3) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$[M_{s2,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + 2\pi/3) & \cos(\theta_2 + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_2 + 4\pi/3) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_2 + 2\pi/3) & \cos(\theta_2 + 4\pi/3) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$$[M_{s2,S_1}] = [M_{s1,S_2}]T ; [M_r,S_1] = [M_{s1,r}]T ; [M_r,S_2] = [M_{s2,r}]T .$$

avec :

- L_{s1} : l'inductance propre de la 1er étoile ;
- L_{s2} : l'inductance propre de la 2eme étoile ;
- L_r : l'inductance propre d'une phase du rotor ;
- L_{ms} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique ;
- L_{mr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique ;
- M_{mr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

II.7.3 Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est d'écrite par les deux relations suivantes[7]:

$$\frac{d}{dt} \Omega_m = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_{fm}) \quad (\text{II.23})$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \Omega_m \quad (\text{II.24})$$

avec :

- J : le moment d'inertie de la machine ;
- C_{em} : le couple électromagnétique ;
- C_r : le couple résistant (couple de la charge) ;
- K_f : le coefficient de frottement.
- Ω_m : la vitesse mécanique du rotor,
- θ_0 : la position initiale du rotor par rapport au l'étoile 1.

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

II.7.4 Couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par la dérivation de la qu'énergie[7]:

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_{s1}]^T \\ [I_{s2}]^T \\ [I_r]^T \end{bmatrix} \left\{ \frac{\delta}{\delta\theta_m} \begin{bmatrix} [L_{s1}, S_1] & [M_{s1}, S_2] & [M_{s1}, r] \\ [M_{s2}, S_1] & [L_{s2}, S_2] & [M_{s2}, r] \\ [M_r, S_1] & [M_r, S_2] & [L_r, r] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (II.25)$$

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes $[M_{s1}, r]$, $[M_{s2}, r]$, $[M_{s1}, r]$ et $[M_{s2}, r]$ dépendent de θ_m ce qui donne une expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation (II.25).

$$C_{em} = [I_{s1}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_m} \{ [M_{s1}, r] [I_r] \} + [I_{s2}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_m} \{ [M_{s2}, r] [I_r] \} \quad (II.26)$$

Les équations (II.10), (II.11), (II.12), (II.13), (II.14), (II.15), (II.23), (II.24) et (II.26), forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées.

II.7.5 Modèle de Park

Le modèle de park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) a un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de park modifiée. cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé celui du biphasé ou transformation de park modifiée. cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé celui du biphasé ou inversement. [2]

La résolution numérique des équations fondamentales des tensions était pratiquement impossible, en particulier à cause du grand nombre de fonctions trigonométriques qu'il faut évaluer à chaque pas de calcul. c'est pourquoi les formes d'équations telles que celles établies précédemment paraissaient très attrayantes . [10]

Pour cela, on utilise une transformation trigonométrique dite transformation de park.

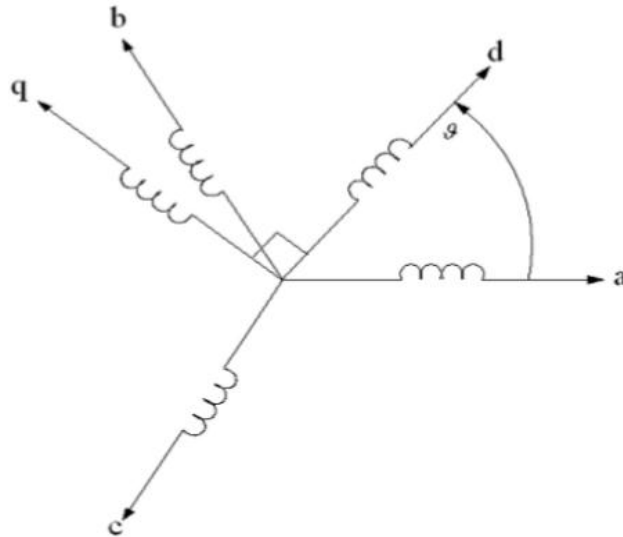


Fig. II. 5 Transformation de Park[26]

$$[A_P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\vartheta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\vartheta) & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$$[A_P^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & -\sin(\vartheta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\vartheta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\vartheta + \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes [26]:

$$[G_{dq0}] = [A_P][G_{abc}] \quad (\text{II.29})$$

$$[G_{abc}] = [A_P^{-1}] [G_{dq0}] \quad (\text{II.30})$$

Avec :

$[G_{abc}]$ est le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré, $[G_{dq0}]$ le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé[26]

II.7.6 Application de la transformation de Park:

La transformation de park consiste à appliquer aux courants, aux tensions et au flux un changement de variable en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et les nouveaux axes d et q. Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, (A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}) , (A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}) et (A_r, B_r, C_r) des enroulements fictifs (S_{d1}, S_{q1}) , (S_{d2}, S_{q2}) et (d_r, q_r) dont les axes magnétiques sont liés aux axes d et q [10] (Fig. II. 7).

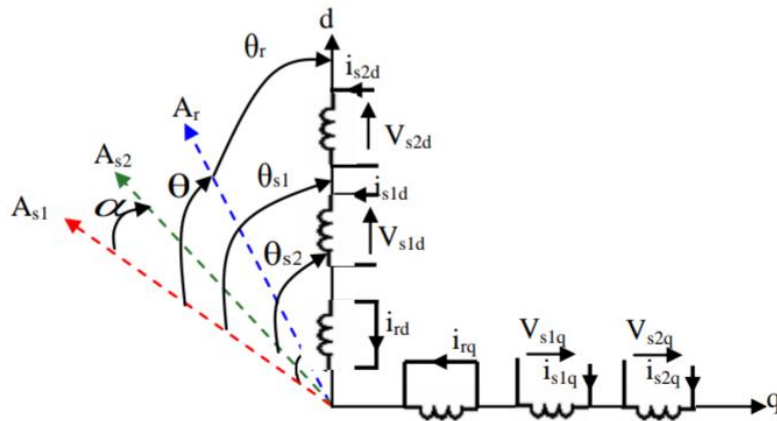


Fig. II. 6 Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE. [23].

II.8 Equations transformées:

On choisit le référentiel (d-q) lié au champ tournant et en appliquant la transformation de park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant [11]:

Transformation de tension :

$$[V_{s1}] = [P(\vartheta_{s1})][V_{s1p}] \quad (II.31)$$

$$[V_{s2}] = [P(\vartheta_{s2})][V_{s2p}] \quad (II.32)$$

Transformation des courants [11]:

$$[I_{s1}] = [P(\vartheta_{s1})][I_{s1p}] \quad (II.33)$$

$$[I_{s2}] = [P(\vartheta_{s2})][I_{s2p}] \quad (II.34)$$

$$[I_r] = [P(\vartheta_r)][I_{rp}] \quad (\text{II.35})$$

Transformation des flux [11]:

$$[V_{s1}] = [P(\vartheta_{s1})][V_{s1p}] \quad (\text{II.36})$$

$$[I_{s2}] = [P(\vartheta_{s2})][I_{s2p}] \quad (\text{II.37})$$

$$[\Phi_r] = [P(\vartheta_r)][\Phi_{rp}] \quad (\text{II.38})$$

Avec [10]:

$$[V_{s1p}] = \begin{bmatrix} [V_{s1d}] \\ [V_{s1q}] \\ [V_{s1o}] \end{bmatrix}, [V_{s2p}] = \begin{bmatrix} [V_{s2d}] \\ [V_{s2q}] \\ [V_{s2o}] \end{bmatrix}, [I_{s1p}] = \begin{bmatrix} [I_{s1d}] \\ [I_{s1q}] \\ [I_{s1o}] \end{bmatrix}, [I_{s2p}] = \begin{bmatrix} [I_{s2d}] \\ [I_{s2q}] \\ [I_{s2o}] \end{bmatrix}$$

$$[I_{rp}] = \begin{bmatrix} [I_{rd}] \\ [I_{rq}] \\ [I_{ro}] \end{bmatrix}, [\Phi_{s1p}] = \begin{bmatrix} [\Phi_{s1d}] \\ [\Phi_{s1q}] \\ [\Phi_{s1o}] \end{bmatrix}, [\Phi_{s2p}] = \begin{bmatrix} [\Phi_{s2d}] \\ [\Phi_{s2q}] \\ [\Phi_{s2o}] \end{bmatrix}, [\Phi_{rp}] = \begin{bmatrix} [\Phi_{rd}] \\ [\Phi_{rq}] \\ [\Phi_{ro}] \end{bmatrix}$$

II.8.1 Equations des tensions:

Pour le stator 1 [11]: On a:

$$[V_{s1abc}] = [R_{s1}] [I_{s1abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1abc}] \quad (\text{II.39})$$

En appliquant la transformation de park [11]:

$$[P(\Theta_{s1})]^{-1} [V_{s1dqo}] = [R_{s1}] [P(\Theta_{s1})]^{-1} [I_{s1dqo}] + \frac{d}{dt} ([P(\Theta_{s1})]^{-1} [\Phi_{s1dqo}]) \quad (\text{II.40})$$

$$[V_{s1dqo}] = [R_{s1}] [I_{s1dqo}] + [P(\Theta_{s1})] \frac{d}{dt} ([P(\Theta_{s1})]^{-1} [\Phi_{s1dqo}]) + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1dqo}] \quad (\text{II.41})$$

On démontre que [11]:

$$[P(\Theta_{s1})] \frac{d}{dt} ([P(\Theta_{s1})]^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\Theta_{s1}}{dt} \quad (\text{II.42})$$

Donc:

$$[V_{s1dq0}] = [R_{s1}] [I_{s1dq0}] + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s1}}{dt} [\Phi_{s1dq0}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1dq0}] \quad (\text{II.43})$$

Après développement on trouve:

$$\begin{bmatrix} V_{s1d} \\ V_{s1q} \\ V_{s10} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1d} \\ I_{s1q} \\ I_{s10} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s10} \end{bmatrix} + \omega_{s1} \begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s10} \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

Ou encore en développant les matrices, avec la composante homopolaire nulle, nous obtenons le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} V_{s1d} = R_{s1} I_{s1d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} - \omega_{s1} \Phi_{s1q} \\ V_{s1q} = R_{s1} I_{s1q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} + \omega_{s1} \Phi_{s1d} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

De même raisonnement que pour l'étoile 1 on aura à l'étoile 2 les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{s2d} = R_{s2} I_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} - \omega_{s2} \Phi_{s2q} \\ V_{s2q} = R_{s2} I_{s2q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} + \omega_{s2} \Phi_{s2d} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

De même raisonnement que pour les deux étoiles on aura au rotor les équations suivantes:

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_r \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_r \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

On pose: $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s$

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

ω_{sr} : vitesse de glissement.

$\omega_r = \frac{d\theta}{dt}$: pulsation rotorique.

Les équations finales des tensions de la MASDE sont:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s1d} = R_{s1}I_{s1d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1d} - \omega_s\Phi_{s1q} \\ V_{s1q} = R_{s1}I_{s1q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1q} + \omega_s\Phi_{s1d} \\ V_{s2d} = R_{s2}I_{s2d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2d} - \omega_s\Phi_{s2q} \\ V_{s2q} = R_{s2}I_{s2q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2q} + \omega_s\Phi_{s2d} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt}\Phi_{rd} - \omega_{sr}\Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt}\Phi_{rq} + \omega_{sr}\Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{II.48})$$

II.8.2 Equations de flux:On a:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

Donc :

Pour l'étoile 1:

$$[\Phi_{s1abc}] = [L_{s1,s1}] [I_{sabc1}] + [L_{s1,s2}] [I_{sabc2}] + [L_{s1r}] [I_{rabc1}] \quad (\text{II.50})$$

$$[\Phi_{s1p}] = [\Phi_{s1dqo}] = [P(\theta_{s1})] [\Phi_{s1abc}] \quad (\text{II.51})$$

$$\begin{aligned} [\Phi_{s1dqo}] &= [P(\theta_{s1})][L_{s1,s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1dqo}] + [P(\theta_{s1})][L_{s1,s2}][P(\theta_{s2})]^{-1} \\ &\quad [I_{s2dqo}] + [P(\theta_{s1})][L_{s1r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{rdqo}] \end{aligned} \quad (\text{II.52})$$

De même [11]:

Pour l'étoile 2:

$$\begin{aligned} [\Phi_{s2dqo}] &= [P(\theta_{s2})][L_{s2,s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[\Phi_{s1dqo}] \\ &\quad + [P(\theta_{s2})][L_{s2,s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{s2dqo}] + [P(\theta_{s2})][L_{s2,r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{rdqo}] \end{aligned} \quad (\text{II.53})$$

Pour le rotor [11]:

$$\begin{aligned}
 [\Phi_{rdqo}] = & [P(\theta_r)][L_{r,s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1dqo}] \\
 & + [P(\theta_r)][L_{r,s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{s2dqo}][P(\theta_r)][L_{r,r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{rdqo}]
 \end{aligned} \tag{II.54}$$

Donc les équations de flux sont :

$$\begin{cases}
 V_{s1d} = L_{s1}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{rs}I_{rd} \\
 V_{s1q} = L_{s1}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{rs}I_{rq} \\
 V_{s2d} = L_{s2}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{rs}I_{rd} \\
 V_{s2q} = L_{s2}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{rs}I_{rq} \\
 V_{rd} = L_rI_{rd} + \frac{3}{2}L_{mr}I_{rd} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{rs}I_{s2d} \\
 V_{rq} = L_rI_{rq} + \frac{3}{2}L_{mr}I_{rq} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{rs}I_{s2q}
 \end{cases} \tag{II.55}$$

Si on pose : $\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{rs} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m$

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

Donc le système d'équations (II.20) peut s'écrire de la façon suivante:

$$\begin{cases}
 \Phi_{s1d} = L_{s1}I_{s1d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\
 \Phi_{s1q} = L_{s1}I_{s1q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \\
 \Phi_{s2d} = L_{s2}I_{s2d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\
 \Phi_{s2q} = L_{s2}I_{s2q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \\
 \Phi_{rd} = L_rI_{rd} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\
 \Phi_{rq} = L_rI_{rq} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq})
 \end{cases} \tag{II.56}$$

L'écriture de ces équations sous forme matricielle donne [11]:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s2d} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1d} \\ I_{s2d} \\ I_{rd} \end{bmatrix} \tag{II.57}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s2q} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1q} \\ I_{s2q} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \tag{II.58}$$

Avec :

- $L_{s1}+L_m$ inductance propre cyclique du stator 1.
- $L_{s2}+L_m$: inductance propre cyclique du stator 2.
- L_r : inductance propre cyclique du rotor.

II.8.3 Equation mécanique:

A - Puissance instantanée:

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double stator est donnée par l'expression suivante [11]:

$$P = [V_s]^t [I_s] = V_{s1a}I_{s1a} + V_{s1b}I_{s1b} + V_{s1c}I_{s1c} + V_{s2a}I_{s2a} + V_{s2b}I_{s2b} + V_{s2c}I_{s2c} \quad (\text{II.59})$$

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

$$P = (V_{s1d}I_{s1d} + V_{s2d}I_{s2d} + V_{s1q}I_{s1q} + V_{s2q}I_{s2q}) \quad (\text{II.60})$$

$$P = \left[\left(R_{s1}I_{s1d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} - \omega_s \Phi_{s1q} \right) I_{s1d} \right] + \left[\left(R_{s2}I_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} - \omega_s \Phi_{s2q} \right) I_{s2d} \right] + \left[\left(R_{s1}I_{s1q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} + \omega_s \Phi_{s1d} \right) I_{s1q} \right] + \left[\left(R_{s2}I_{s2q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} + \omega_s \Phi_{s2d} \right) I_{s2q} \right] \quad (\text{II.61})$$

$$P = \left[[R_{s1}(I_{s1d})^2] + [R_{s2}(I_{s2d})^2] + [R_{s1}(I_{s1q})^2] + [R_{s2}(I_{s2q})^2] \right] + \left[\frac{d}{dt} \Phi_{s1d}I_{s1d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2d}I_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1q}I_{s1q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2q}I_{s2q} \right] + \left[\omega_s (\Phi_{s1d}I_{s1q} + \Phi_{s2d}I_{s2q} - \Phi_{s1q}I_{s1d} - \Phi_{s2q}I_{s2d}) \right] \quad (\text{II.62})$$

La puissance instantanée développée se compose de trois termes:

- Le premier terme est identifiable aux pertes joules statoriques;
- 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).

B- Couple électromagnétique:

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme[11]:

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega \quad (\text{II.63})$$

$$P_{em} = \omega_s [\Phi_{s1d} I_{s1q} + \Phi_{s2d} I_{s2q} - \Phi_{s1q} I_{s1d} - \Phi_{s2q} I_{s2d}] \quad (II.64)$$

$$\Rightarrow C_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega} [\Phi_{s1d} I_{s1q} + \Phi_{s2d} I_{s2q} - \Phi_{s1q} I_{s1d} - \Phi_{s2q} I_{s2d}] \quad (II.65)$$

$$\Rightarrow C_{em} = P [\Phi_{s1d} I_{s1q} + \Phi_{s2d} I_{s2q} - \Phi_{s1q} I_{s1d} - \Phi_{s2q} I_{s2d}] \quad (II.66)$$

p: nombre de pair de pole.

En remplaçant les équations des flux dans l'équation de couple on aura[10]:

$$C_{em} = P [\{L_{s1} I_{s1d} + L_m (I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd})\} I_{s1q} + \{L_{s2} I_{s2d} + L_m (I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd})\} I_{s2q}] - P [\{L_{s1} I_{s1q} + L_m (I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq})\} I_{s1d} + \{L_{s2} I_{s2q} + L_m (I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq})\} I_{s2d}] \quad (II.67)$$

$$C_{em} = P L_m [I_{rd} (I_{s1q} + I_{s2q}) - I_{rq} (I_{s1d} + I_{s2d})] \quad (II.68)$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques:

$$\Phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m (I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \quad (II.69)$$

$$\Phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m (I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \quad (II.70)$$

On tire[11]:

$$I_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{s1d} + I_{s2d}) \quad (II.71)$$

$$I_{rq} = \frac{\Phi_{rq}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{s1q} + I_{s2q}) \quad (II.72)$$

On remplace I_{rd} et I_{rq} dans l'équation du couple, on aura:

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Phi_{rd} (I_{s1q} + I_{s2q}) - \Phi_{rq} (I_{s1d} + I_{s2d})] \quad (II.73)$$

Equation mécanique:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \Omega \quad (II.74)$$

II.9 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)[2].

II.9.1 Référentiel lié au stator

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

L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [2].

II.9.2 Référentiel lié au rotor

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

L'utilisation de ce référentiel, permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [2].

II.9.3 Référentiel lié au champ tournant

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

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue [2].

II.10. Mise sous forme d'équation d'état :

Le flux magnétisant Φ_m est la somme des deux flux Φ_{md} et Φ_{mq} où [23]:

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{mq}^2 + \Phi_{md}^2} \quad (\text{II.75})$$

Avec:

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{mq} = L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.76})$$

À partir de les équations (II. 68)et (II. 55)on peut écrire [23]:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = + \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = + \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{md}}{L_r} \end{array} \right. \quad (II.77)$$

En remplaçant (II.76)dans (II.47)on obtient[12] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) - \omega_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{md}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) - \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + \omega_{gl} \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{qr} - \Phi_{md}) + \omega_{gl} \Phi_{dr} \\ j \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})] - C_r - K_f \Omega \end{array} \right. \quad (II.78)$$

À partir de l'expression c on peut écrire [23]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{md} = L_a \left[\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right] \\ \Phi_{mq} = L_a \left[\frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right] \end{array} \right. \quad (II.77)$$

Avec[11]:

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}$$

En développant le système d'équations (II.77)on aura [12]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} = V_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{ds1} + \left(\frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \right) \Phi_{ds2} + \omega_s \Phi_{qs1} + \left(\frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \right) \Phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} = V_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{ds2} + \left(\frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \right) \Phi_{ds1} + \omega_s \Phi_{qs2} + \left(\frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \right) \Phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} = V_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{qs1} + \left(\frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \right) \Phi_{qs2} + \omega_s \Phi_{ds1} + \left(\frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \right) \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} = V_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{qs2} + \left(\frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \right) \Phi_{qs1} + \omega_s \Phi_{ds2} + \left(\frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \right) \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_{r2}} \right) \Phi_{dr} + \left(\frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \right) \Phi_{ds1} + \omega_{sr} \Phi_{qr} + \left(\frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \right) \Phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_{r2}} \right) \Phi_{qr} + \left(\frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \right) \Phi_{qs1} - \omega_{sr} \Phi_{dr} + \left(\frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \right) \Phi_{qs2} \end{array} \right. \quad (II.80)$$

Nous mettons le système d'équations (II.80) sous forme d'un système d'équations d'état.

[12] :

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

$$X : \text{vecteur d'état. } X = \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix}; U : \text{vecteur de commande. } U = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs1} \\ V_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \\ \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_{r2}} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{R_r L_a}{L_{r2}} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

II.11. Expressions du couple électromagnétique et de la puissance

Le couple électromagnétique peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. la puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (u, v) est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{u1}I_{u1} + V_{v1}I_{v1} + V_{u2}I_{u2} + V_{v2}I_{v2} \quad (\text{II.81})$$

En remplaçant (II-48) dans (II-81) on aura trois termes:

$$P_e = \left(R_s I_{u1} + \frac{d}{dt} \Phi_{u1} - \omega_s \Phi_{v1} \right) I_{u1} + \left(R_s I_{v1} + \frac{d}{dt} \Phi_{v1} + \omega_s \Phi_{u1} \right) I_{v1} + \left(R_s I_{u2} + \frac{d}{dt} \Phi_{u2} + \omega_s \Phi_{v2} \right) I_{u2} + \left(R_s I_{v2} + \frac{d}{dt} \Phi_{v2} - \omega_s \Phi_{u2} \right) I_{v2} \quad (\text{II.82})$$

Le 1^{er} terme traduit les pertes joules :

$$P_j = R_s (I_{u1})^2 + R_s (I_{v1})^2 + R_s (I_{u2})^2 + R_s (I_{v2})^2 \quad (\text{II.83})$$

Le 2^{ième} terme traduit les échanges d'énergie électromagnétique avec la source :

$$P_{mgn} = \frac{d\Phi_{u1}}{dt} I_{u1} + \frac{d\Phi_{u2}}{dt} I_{u2} + \frac{d\Phi_{v1}}{dt} I_{v1} + \frac{d\Phi_{v2}}{dt} I_{v2} \quad (\text{II.84})$$

Le 3^{ième} terme traduit la puissance mécanique:

$$P_m = (\Phi_{v1} I_{u1} + \Phi_{u1} I_{v1} + \Phi_{v2} I_{u2} + \Phi_{u2} I_{v2}) \omega_s \quad (\text{II.85})$$

Et d'autre part on a:

$$P_m = C_{em} \omega = C_{em} \frac{\omega_s}{np} \quad (\text{II.86})$$

n_p : nombre de pair de pole.

En faisant appel aux flux ou aux courants à partir du système d'équations (II.76), on peut avoir plusieurs expressions scalaires du couple toutes égales.

$$I_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{dr} - L_m (I_{d1} + I_{d2})]$$

$$I_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{qr} - L_m (I_{q1} + I_{q2})]$$
(II.87)

Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi .donc, il en résulte les expressions du couple :

$$C_{em} = np.(\Phi_{v1}I_{u1} + \Phi_{u1}I_{v1} - \Phi_{v2}I_{u2} - \Phi_{u2}I_{v2})$$

$$C_{em} = np.L_m[I_{ur}(I_{v1} + I_{v2}) - I_{vr}(I_{u1} + I_{u2})]$$

$$C_{em} = np.(\Phi_{ur}I_{vr} - \Phi_{vr}I_{ur})$$

$$C_{em} = np.\frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{dr}(I_{q1} + I_{q2}) - \Phi_{qr}(I_{d1} + I_{d2})]$$
(II.88)

II.11. 1 Equation du mouvement :

L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante :

$$J \frac{d}{dt} \omega_r = C_{em} - C_r - K_f \omega_r$$
(II.89)

II.12 Simulation numérique:

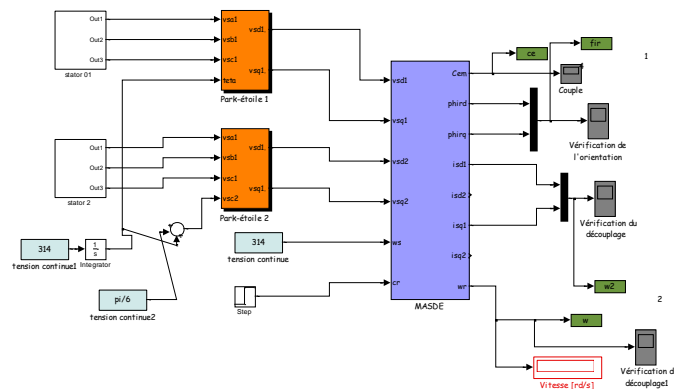


Fig. II. 8 Le schéma bloc de la Machine asynchrone double étoile.

II.12.1 Analyse des performances de la machine asynchrone à double étoile :

II.12.2.1 Résultats de simulation :

A l'aide de logiciel MATLAB, la simulation de la machine asynchrone à double étoile a été faite. son modèle est basé sur les équations obtenues avec la transformation de park. (plan (d, q)) lié aux champs tournant. les résultats montrés sur les figures ci-dessous sont ceux obtenus par le modèle d'une machine de puissance 4 kw.les résultats de simulation de la machine asynchrone fonctionnement moteur sont présentés sur les figure (II.8), (II.9), (II.10), (II.11) (II.12) concernant respectivement la vitesse et le couple, les composante du flux statoriques, les composante du courant statoriques et rotoriques.

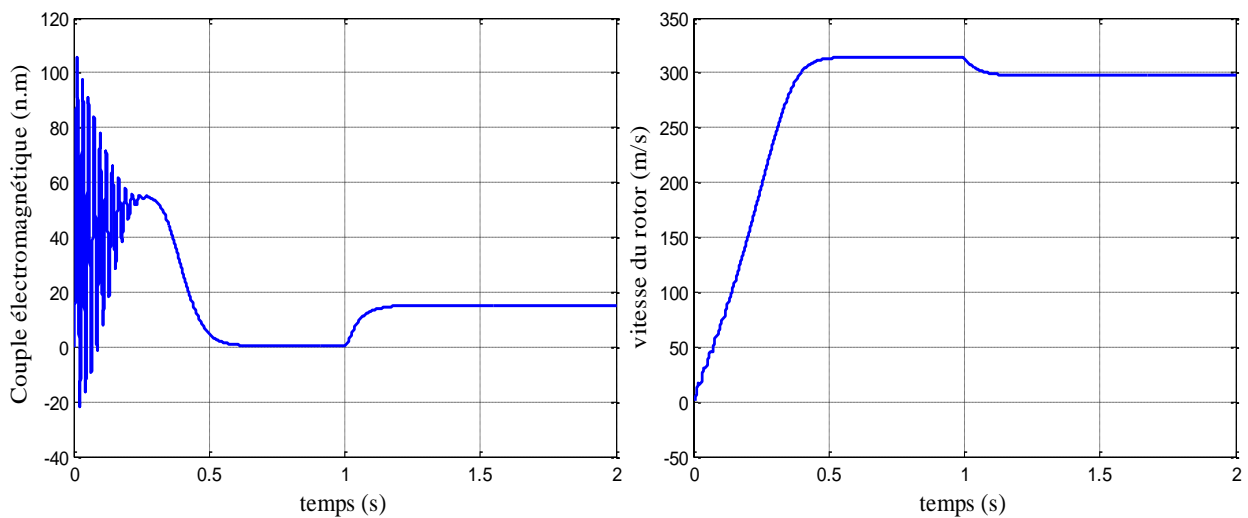


Fig. II. 9 vitesse et le couple

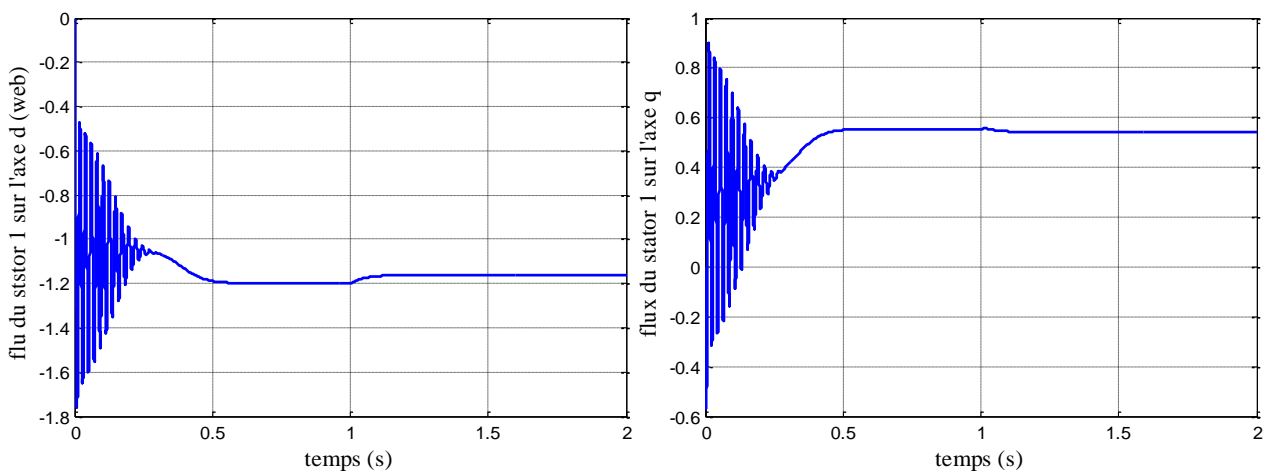


Fig. II. 10 les composantes du flux du stator 1

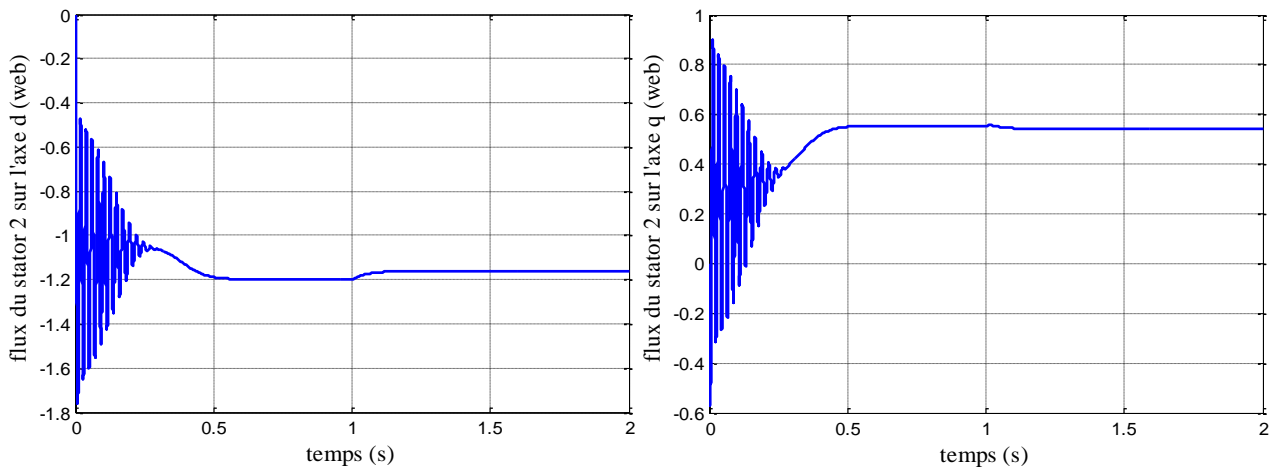


Fig. II. 10 les composantes du flux du stator 2

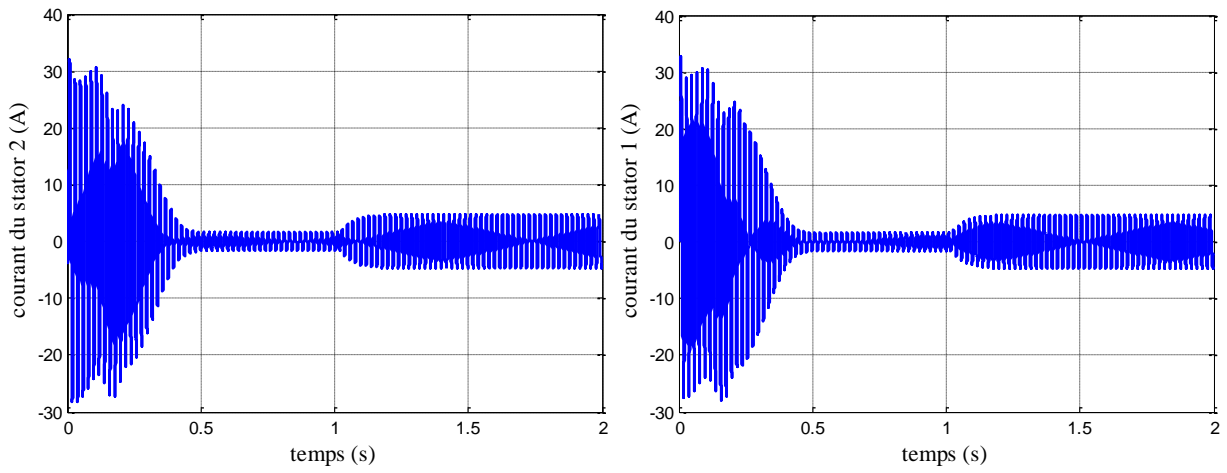


Fig. II. 11 Courants du stator 1 et 2

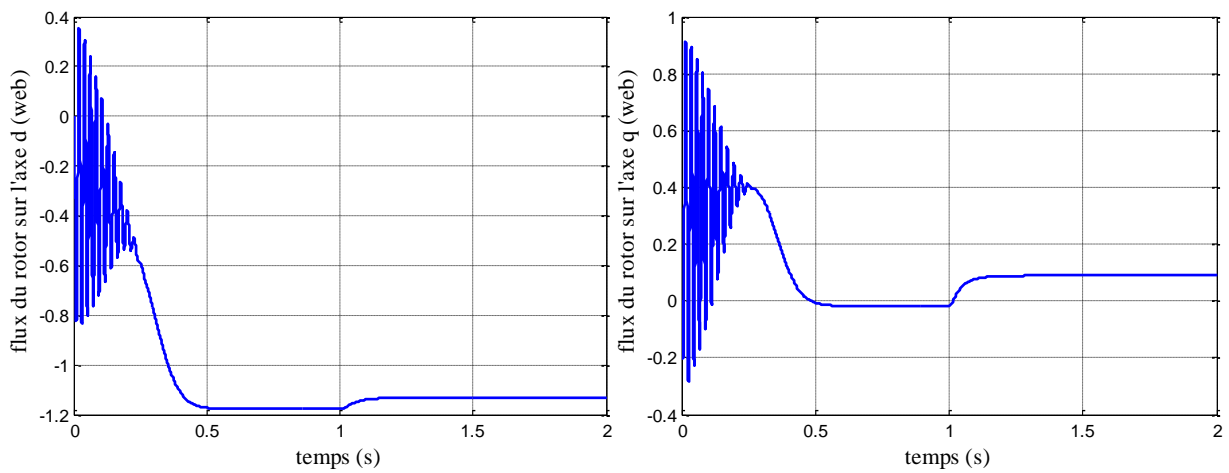


Fig. II. 11 les composantes du flux du rotor

II.12.2.2 Démarrage à vide :

On remarque que toutes les grandeurs de la machine ont un régime transitoire oscillant. la vitesse électrique du rotor ω_r , atteint une valeur à vide proche de 314 rad/s au bout d'un temps égal à 0.55s. ce démarrage permis d'avoir un établissement du couple électromagnétique qui atteint 57N.m au régime transitoire. il se stabilise à une amplitude qui compense les pertes par frottement et ventilation en régime établi. les courants i_{sa1} et i_{sa2} ont une valeur maximale respectivement de 30 A, 30 A au démarrage. ces courants sont sinusoïdaux de valeurs maximales de 1.6A. les flux directs $\phi_{is_{d1}}$, $\phi_{is_{d2}}$ prennent des valeurs proches de -1.2wb après la stabilisation. Les flux en quadrature $\phi_{is_{q1}}$, $\phi_{is_{q2}}$ se stabilisent à des valeurs proches de zéro, quant aux flux rotoriques ($\phi_{i_{rd}}$, $\phi_{i_{rq}}$), ils prennent tous des régimes transitoires oscillatoires et se stabilisent aux valeurs respectivement de -1.17wb, 0wb.

A l'instant $t=1s$: application d'un couple résistant ($C_r=14Nm$) :

On remarque qu'à l'application du couple de charge, le couple électromagnétique compense instantanément cette perturbation, cela induit une chute de vitesse de 297rad/s qui traduit un glissement supplémentaire correspondant au glissement nominal de la machine. même constatation pour les flux $\phi_{is_{q1}}$, $\phi_{is_{q2}}$ et les flux rotorique, par contre ces composantes ϕ_{ird} , ϕ_{irq} augmentent, de même pour les flux ϕ_{isd1} et ϕ_{isd2} et les courants de phase i_{sa1} , i_{sa2} .

II.13. Conclusion :

Ce premier chapitre, nous a permis d'établir un modèle de la machine asynchrone double étoile alimenté en tension. bien qu'en tenant compte de quelques hypothèses simplificatrices, on a fait quelques transformations pour obtenir le modèle simple de la machine, et cela en conservant la puissance instantanée, les résultats de la simulation attestent favorablement la modélisation proposée. le chapitre suivant sera consacré à la modélisation et stratégies de commande de la MASDE.

**Chapitre III : Commande
vectorielle de la machine
asynchrone à double étoile**

III.1 Introduction:

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blaschke en 1972 cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancées en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique [13]

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. [13]

III.2 Origines de la Commande Vectorielle:

Les origines de la commande vectorielle, contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du siècle et aux travaux de A. Blondel sur la théorie de la réaction des deux axes. Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de transporter cette théorie à la commande des machines électriques. Ce n'est que vers la fin des années cinquante grâce à l'utilisation dans l'Europe de l'est, de la méthode du phaseur temporel que germa l'idée de la commande vectorielle appelée également contrôle par flux orienté [13].

III.3 Principe de la commande

Le principe de la commande vectorielle (ou commande par flux orienté) consiste à orienter une des composantes de flux statorique, rotorique ou de l'entrefer sur un axe du référentiel tournant à la vitesse ω_s . 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 [9].

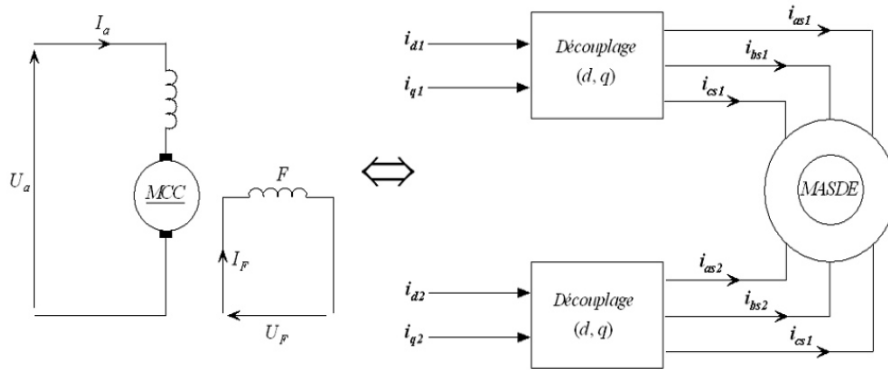


Fig. III. 1 Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE.

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 (Fig. III .1). en effet dans une machine à courant continu le courant d'induit I_a contrôle le couple et le courant inducteur I_f contrôle le flux. L'expression du couple électromagnétique de la 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. [9].

III.3.1 Procède d'orientation du flux

Il existe trois types d'orientation du flux :

1. Orientation du flux rotorique avec les conditions $\phi_{dr} = \phi_r$; $\phi_{qr} = 0$.
2. Orientation du flux statorique avec les conditions $\phi_{ds} = \phi_s$; $\phi_{qs} = 0$.
3. Orientation du flux d'entrefer avec les conditions $\phi_{dm} = \phi_m$; $\phi_{qm} = 0$.

Beaucoup de chercheurs utilisent l'orientation du flux rotorique pour la commande de la machine électrique . Dans notre étude, nous avons opté pour la technique d'orientation du flux rotorique. Pour la machine asynchrone double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique.

Dans l'expression du couple électromagnétique de la MASDE, (III.2), si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c'est-à-dire $\phi_{dr} = \phi_r$; $\phi_{qr} = 0$.

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

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 : $k = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$; $i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}$

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 double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. [9]

III.4 Différentes méthodes de la commande vectorielle [2]

La commande vectorielle de la MASDE peut être soit directe ou indirecte.

III.4.1 Méthode de commande 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 { l'aide de capteur, l'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles. [2]
- l'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

III.4.2 Méthode de commande 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[2].

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.

III.6 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

Par l'application de l'orientation du flux rotorique sur le système d'équations (II.71) (II.72) devient :

$$I_{rd} = \frac{1}{L_r + L_m} [\Phi_r - L_m(I_{s1d} + I_{s2d})] \quad (III.4)$$

$$I_{rq} = \frac{-L_m}{L_r + L_m} (I_{s1q} + I_{s2q}) \quad (III.5)$$

En remplaçant (III.4) dans (II.55) on trouve :

$$\Phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_r^*$$

$$\Phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2}$$

$$\Phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_r^* \quad (III.6)$$

$$\Phi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1}$$

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

Et on a :

$$\Phi_r^* = L_m (I_{s1d} + I_{s2d}) \quad (III.7)$$

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

En remplaçant (III.6), (III.8) et la deuxième équation de (III.4)(III.5) dans le système d'équations(II.48) on trouve :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = R_{s1}i_{s1d} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{s1d} - \omega_s^*(L_{s1}i_{s1q} + T_r\Phi_r^*\omega_{gl}^*) \\ v_{qs1}^* = R_{s1}i_{s1q} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{s1q} - \omega_s^*(L_{s1}i_{s1d} + \Phi_r^*) \\ v_{ds2}^* = R_{s2}i_{s2d} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{s2d} - \omega_s^*(L_{s2}i_{s2q} + T_r\Phi_r^*\omega_{gl}^*) \\ v_{qs2}^* = R_{s2}i_{s2d} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{s2q} - \omega_s^*(L_{s2}i_{s2d} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (III.9)$$

On a :

$$i_{qs2}^* + i_{qs1}^* = \frac{(L_m + L_r)}{pL_m\psi_r^*} C_{em}^* \quad (III.10)$$

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

Ou, \mathcal{X}_j^* sont des grandeurs des références soit des tensions, des courants et de pulsation statorique. dans le système d'équations (III.9), on prend les premières parties linéaires (III.11) et on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques pour faire un découplage parfait.

$$\begin{cases} V_{ds1L} = R_{s1}i_{s1d} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{s1d} \\ V_{qs1L} = R_{s1}i_{s1q} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{s1q} \\ V_{ds2L} = R_{s2}i_{s2d} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{s2d} \\ V_{qs2L} = R_{s2}i_{s2q} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{s2q} \end{cases} \quad (III.11)$$

Le système (III.11) montre que les tensions statoriques ($V_{ds1L}, V_{qs1L}, V_{ds2L}, V_{qs2L}$) sont directement reliées aux courants statoriques ($i_{s1d}, i_{s1q}, i_{s2d}, i_{s2q}$). 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:

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = V_{ds1L} - V_{ds1c} \\ v_{qs1}^* = V_{qs1L} + V_{qs1c} \end{cases} \quad (III.12)$$

$$\begin{cases} v_{ds2}^* = V_{ds2L} - V_{ds2c} \\ v_{qs2}^* = V_{qs2L} + V_{qs2c} \end{cases} \quad (III.12)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{s1q} + T_r\Phi_r^*\omega_{gl}^*) \\ V_{qs1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{s1d} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (III.13)$$

$$\begin{cases} V_{ds2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{s2q} + T_r\Phi_r^*\omega_{gl}^*) \\ V_{qs2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{s2d} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (III.14)$$

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

III.6.1.Synthèse des régulateurs PI

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes[9]. la (Fig. III .2) montre le schéma fonctionnel de régulation des courants, valable selon les deux axes d et q .

Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée de la (Fig. III .2) est écrite comme suit :

$$\frac{i_{ds1}}{i_{ds1}^*} = \frac{k_{id1} + k_{ps}}{L_{s1}s^2 + (R_{s1} + k_{pd1})s + k_{id1}} \quad (III.14)$$

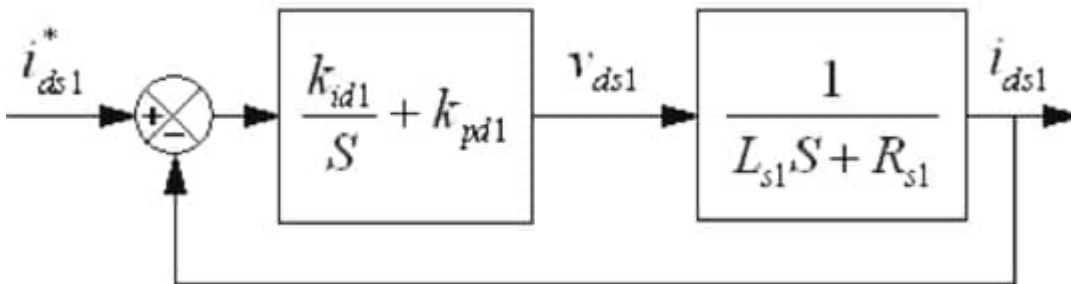


Fig. III. 2 Schéma de régulation des courants. [9]

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 :

$$P(S) = s^2 + 2\rho_{d1}s + 2j\rho_{d2} \quad (III.15)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$k_{pd1} = 2\rho_{d1}L_{s1} - R_{s1} \quad (III.16)$$

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

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

III.6.2. Régulateur de vitesse

Le schéma de régulation de la vitesse est présenté sur la (Fig. III .3)

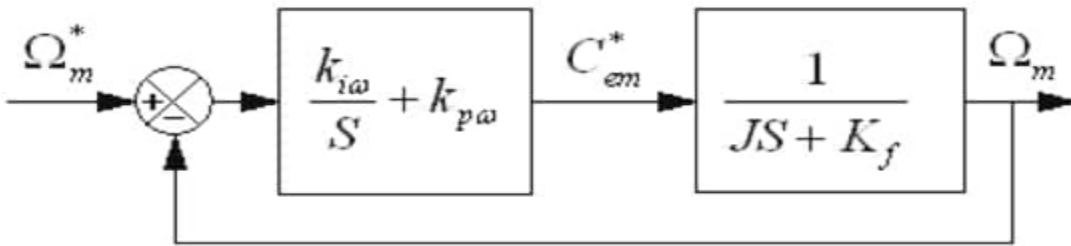


Fig. III. 3 Schéma réduit de régulation de vitesse. [9]

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

$$k_{pw} = 2\rho_w J - k_f k_{id1} = 2\rho_w^2 J \quad (III.17)$$

A partir des équations (III.7), (III.9), (III.10), (III.11) et (III.13), on obtient le schéma bloc découplage en tension (FOC : Field oriented control). en admettant que $i_{ds1}^* = i_{ds2}^* \text{ et } i_{qs1}^* = i_{qs2}^*$, (Fig. III .4).

$$\begin{cases} V_{d1}^1 = (R_s + L_s \cdot s) I_{d1} \\ V_{d2}^1 = (R_s + L_s \cdot s) I_{d2} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Donc :

$$\begin{cases} I_{d1} = \frac{V_{d1}^1}{R_s + L_s \cdot s} \\ I_{d2} = \frac{V_{d2}^1}{R_s + L_s \cdot s} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Les boucles de régulation des courants i_{sd1} et i_{sd2} sont représenté par la figure (Fig. III.5)

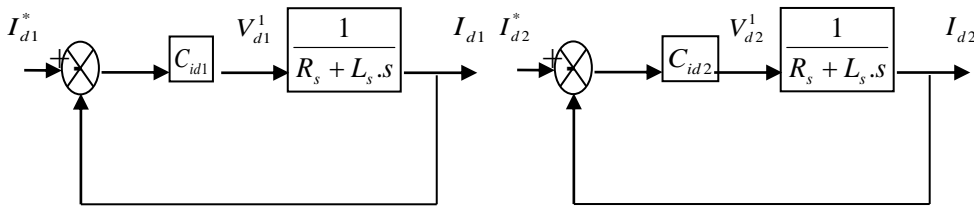


Fig. III. 5 Schéma fonctionnel des régulateurs des courants I_{d1} et I_{d2}

L'expression mathématique du régulateur PI du correcteur C_{id1} et C_{id2} sont donné par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} C_{id1} &= k_{pd1} + \frac{k_{id1}}{s} \\ C_{id2} &= k_{pd2} + \frac{k_{id2}}{s} \end{aligned} \quad (\text{III.20})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{d1}^1 = \left(k_{pd1} + \frac{k_{id1}}{s} \right) \cdot (I_{d1}^* - I_{d1}) \\ V_{d2}^1 = \left(k_{pd2} + \frac{k_{id2}}{s} \right) \cdot (I_{d2}^* - I_{d2}) \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Les fonctions de transfert en boucle fermée sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{I_{d1}}{I_{d1}^*} = \frac{\frac{k_{pd1}.s + k_{id1}}{L_s}}{s^2 + \frac{R_s + k_{pd1}}{L_s}.s + \frac{k_{id1}}{L_s}} \\ \frac{I_{d2}}{I_{d2}^*} = \frac{\frac{k_{pd2}.s + k_{id2}}{L_s}}{s^2 + \frac{R_s + k_{pd2}}{L_s}.s + \frac{k_{id2}}{L_s}} \end{array} \right. \quad (III.22)$$

Les polynômes caractéristiques pour les boucles de régulation sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} P1(s) = s^2 + \frac{R_s + k_{pd1}}{L_s}.s + \frac{k_{id1}}{L_s} = 0 \\ P2(s) = s^2 + \frac{R_s + k_{pd2}}{L_s}.s + \frac{k_{id2}}{L_s} = 0 \end{array} \right. \quad (III.23)$$

En imposant pour chaque polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués $s = \rho(-1 \pm j)$, on aura :

$$P(s) = s^2 + 2.\rho.s + 2.\rho^2 = 0 \quad (III.24)$$

Par identification terme à terme des équations, on aura :

$$\begin{aligned} k_{pd1} &= 2.\rho.L_s - R_s \\ k_{id1} &= 2.\rho^2.L_s \end{aligned} \quad (III.25)$$

$$\begin{aligned} k_{pd2} &= 2.\rho.L_s - R_s \\ k_{id2} &= 2.\rho^2.L_s \end{aligned} \quad (III.26)$$

III.6.4. Réglage de la boucle externe du flux :

Afin d'assurer un bon contrôle du couple, il faut maintenir le flux constant lors des changements de consigne de vitesse, ainsi que lors des applications de la charge perturbatrice. d'après le système (III.6), on a :

$$\Phi_r = \frac{L_m}{1 + T_r \cdot s} \cdot I_{ds} \quad (\text{III.27})$$

Le schéma-bloc de la régulation du flux est le suivant:

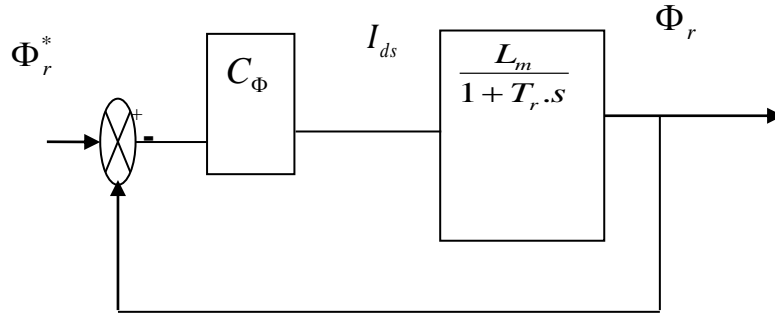


Fig. III. 6 Schéma fonctionnel de régulation du flux Φ

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} = \frac{(k_{p\Phi} \cdot s + k_{i\Phi}) \frac{L_m}{T_r}}{s^2 + \frac{1}{T_r} (1 + L_m \cdot k_{p\Phi}) \cdot s + \frac{L_m \cdot k_{p\Phi}}{T_r}} \quad (\text{III.28})$$

L'équation caractéristique en boucle fermée est donnée par:

$$P(s) = s^2 + \frac{1}{T_r} (1 + L_m \cdot k_{p\Phi}) \cdot s + \frac{L_m \cdot k_{p\Phi}}{T_r} = 0 \quad (\text{III.29})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, on aura :

$$P(s) = s^2 + 2 \cdot \rho \cdot s + 2 \cdot \rho^2 = 0 \quad (\text{III.30})$$

Par identification, on trouve :

$$\begin{cases} k_{i\Phi} = 2 \cdot \frac{T_r}{L_m} \cdot \rho^2 \\ k_{i\Phi} = \frac{1}{L_m} (2 \cdot T_r \cdot \rho - 1) \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

IV.6.1.2. Réglage en cascade de la vitesse : I_{d1}

Réglage des boucles internes des courants I_{d1} et I_{d2} :

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner les régulateurs des courants I_{q11} et I_{q2} que pour le dimensionnement des régulateurs des courants I_{d1} et I_{d2} .

Si on impose la même dynamique en boucle fermée, les coefficients k_{iq1} et k_{pq1} seront identiques à ceux des régulateurs des courants I_{d1} et I_{d2} .

III.6.5. Réglage de la boucle externe de la vitesse :

III.6.5.1. Boucle de la régulation de vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence afin de maintenir la vitesse correspondante.

Pour que la cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne soit plus rapide par rapport à celle de la vitesse.

D'après l'équation mécanique de la machine asynchrone à double étoile, on a :

$$\omega_r = \frac{C_{ref}}{J \cdot s + k_f} = \frac{C_{em} - C_r}{J \cdot s + k_f} \quad (\text{III.32})$$

La chaîne de régulation de vitesse peut être représenté par le schéma fonctionnel suivant (Fig. III.7) :

L'expression mathématique du régulateur PI du correcteur C_{ω_r} est donnée par la relation suivante :

$$C_\omega = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} \quad (\text{III.33})$$

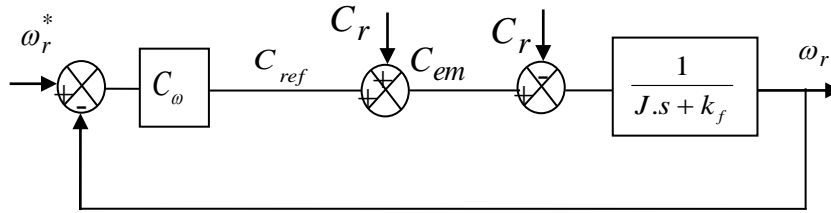


Fig. III. 7 Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse ω_r

La fonction de transfert en boucle fermée, calculée à partir du schéma précédent, est donnée par :

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{(k_{p\omega} \cdot s + k_{i\omega}) \frac{1}{J}}{s^2 + \frac{k_f + k_{p\omega}}{J} \cdot s + \frac{k_{i\omega}}{J}} \quad (\text{III.34})$$

L'équation du polynôme caractéristique en boucle fermée P(S) est :

$$P(s) = s^2 + \frac{k_f + k_{p\omega}}{J} \cdot s + \frac{k_{i\omega}}{J} = 0 \quad (\text{III.35})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués :

$s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, on aura :

$$P(S) = s^2 + 2 \cdot \rho \cdot s + 2 \cdot \rho^2 = 0 \quad (\text{III.36})$$

Par identification, on trouve :

$$\begin{cases} k_{i\omega} = 2 \cdot J \cdot \rho^2 \\ k_{p\omega} = 2 \cdot j \cdot \rho - k_f \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

III.7. 2. Interprétation :

Les figure (III.9) et (III.10) et (III.11) montrent que :

La vitesse de machine asynchrone double étoile suit parfaitement la consigne ou la vitesse affichée au démarrage et à l'inversion de sens de rotation.

Le rejet de perturbation est immédiat.

Le découplage est maintenu dans tout le régime de fonctionnement (le courant i_{ds} est l'image du couple et le courant i_{qs}).

Ces résultats montrent que le réglage avec les régulateurs PI donne des réponses satisfaisantes par rapport à la grandeur de perturbation.

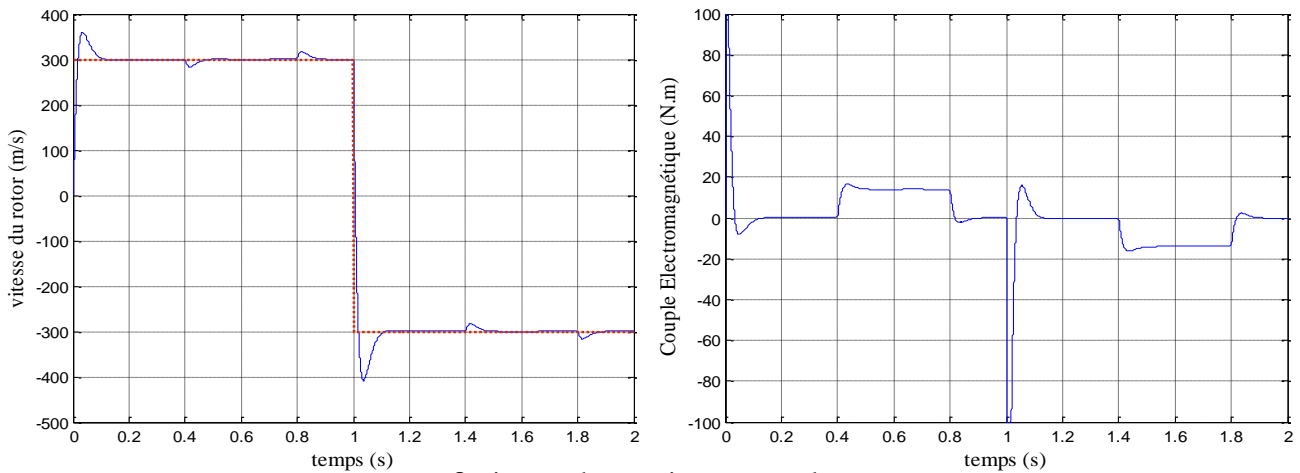


Fig. III. 9 vitesse de rotation et couple moteur

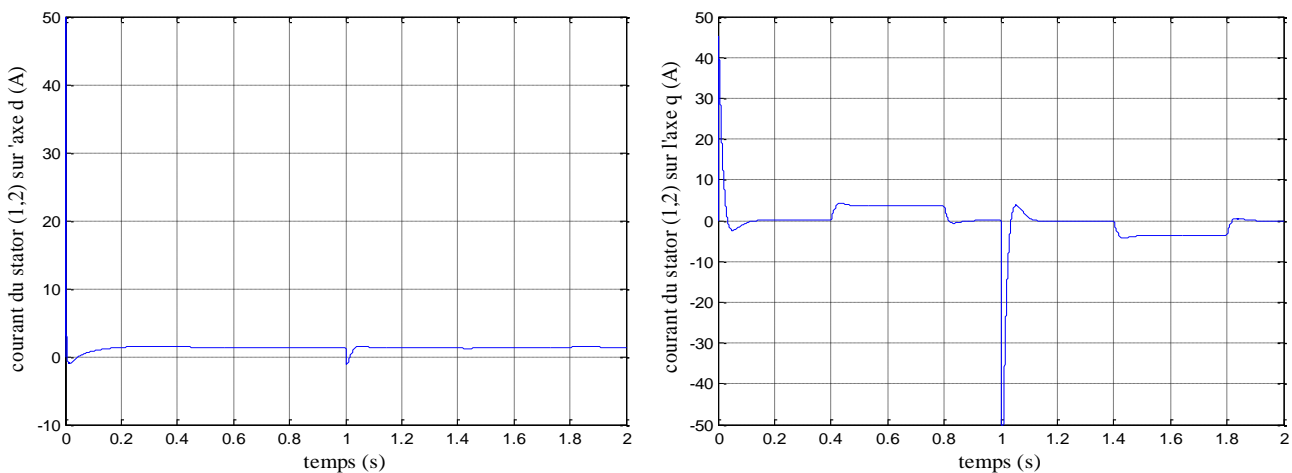


Fig. III. 10 courant dans l'axe d et q

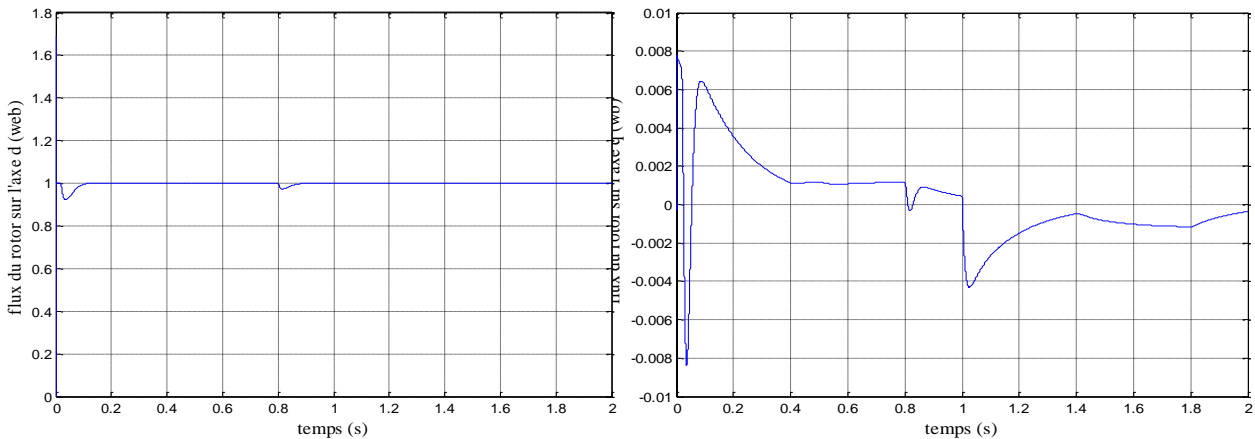


Fig. III. 11 flux rotorique dans l'axe d et q

III.8. Influence de la variation de la constante du temps rotorique T_r sur le découplage et le réglage en boucle fermée

La constante du temps du rotor T_r est un paramètre fondamental dans les méthodes de contrôle du flux, tant pour la méthode directe que pour la méthode indirecte. Le module et la phase du flux du rotor sont calculés en utilisant T_r . Cette constante est difficilement mesurable et dépend des conditions de fonctionnement de la machine.

La température agit sur la résistance rotorique r_r et la saturation agit sur l'inductance L_r . Le découplage entre le couple et le flux sera très difficile à réaliser, par conséquent la dynamique sera très fortement affectée quand T_r varie.

Pour montrer l'influence de la constante de temps rotorique, nous avons étudié, par simulation, la sensibilité de la commande vectorielle en boucle fermée à une variation de + 50 % de la constante de temps rotorique par rapport à sa valeur nominale.

III.8. 1.Simulation et interprétation

La figure (Fig. III.12) montre l'influence de la variation de T_r de sa valeur prédite sur la réponse dynamique du réglage en boucle fermée par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone double étoile alimentée en tension. Cette figure représente les réponses dynamiques de couple C_{em} , de vitesse, des courants statoriques i_{x1} et i_{x2} et de flux rotorique Φ_r lors de démarrage de la machine.

A partir de l'instant $t = 0.5s$ nous provoquons une augmentation brusque de 50 % de T_r . Nous constatons que :

Une composante en quadrature du flux rotorique apparaît.

Les courants statoriques de la machine subissent une augmentation.

La vitesse de rotation subit également une petite perturbation, mais comme nous avons prévu un régulateur de vitesse, ce dernier l'oblige à suivre sa valeur de consigne.

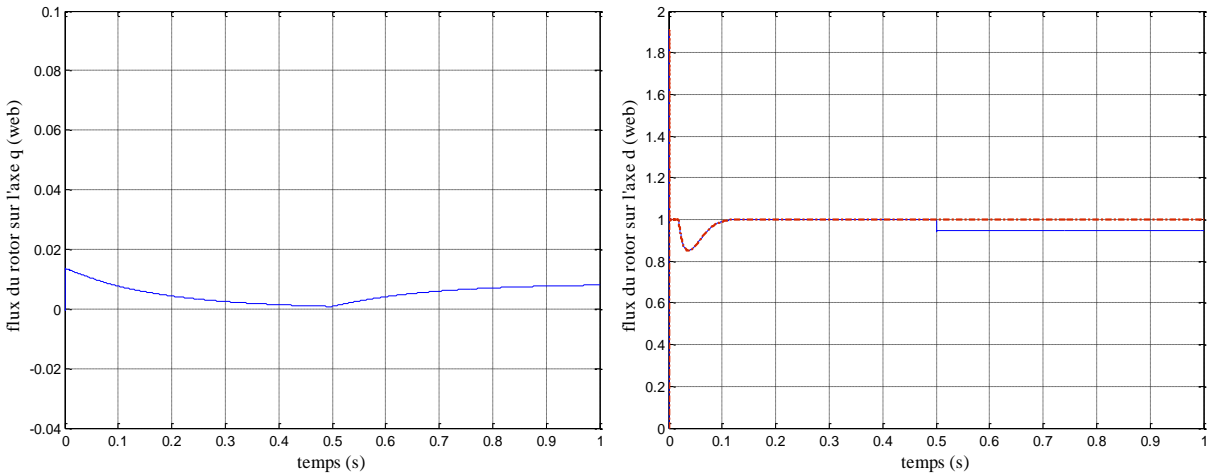


Fig. III. 12 flux rotorique d et q

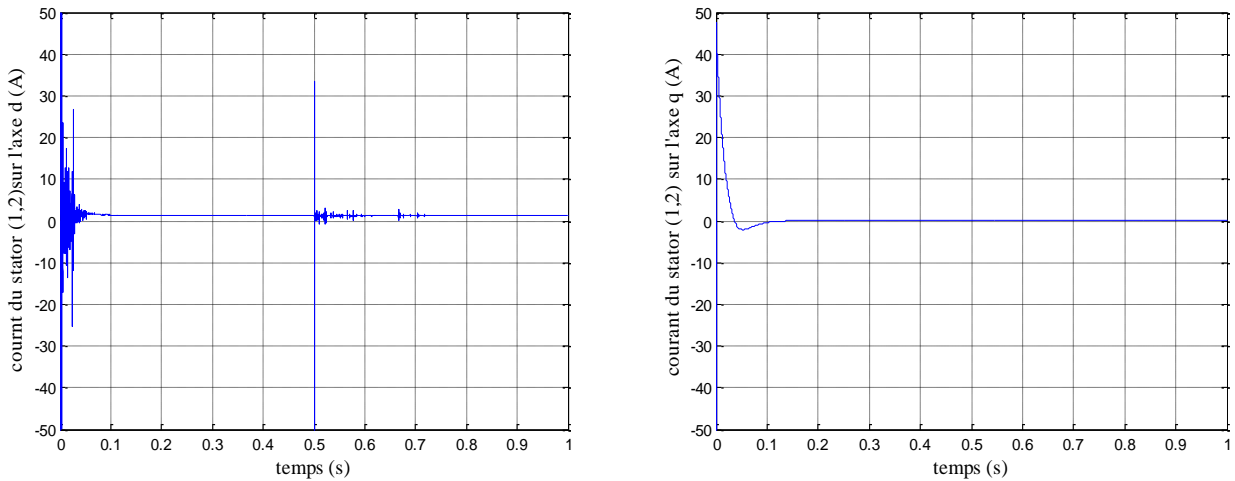


Fig. III. 13 courant statorique d et q

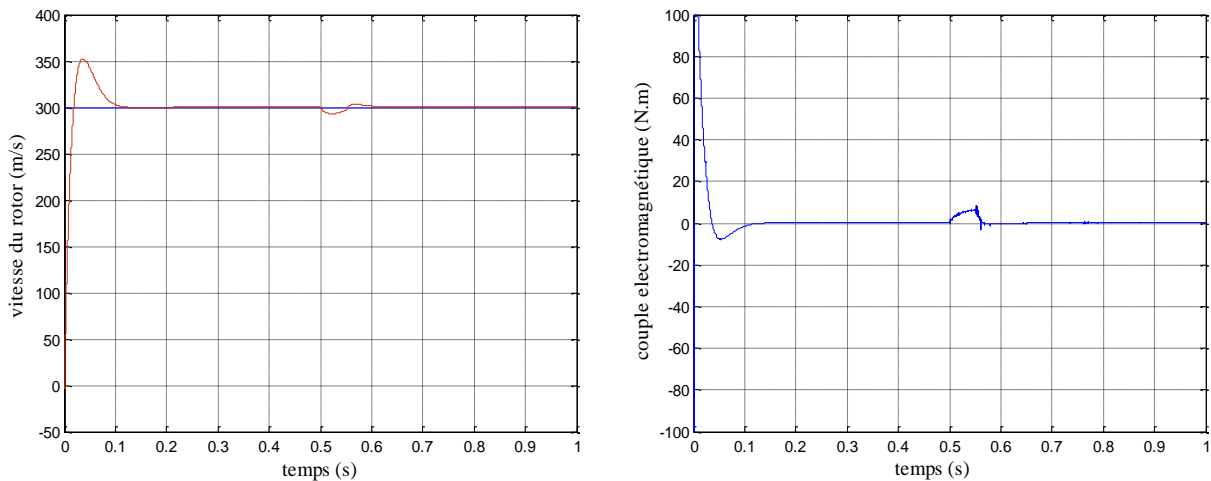


Fig. III. 14 vitesse et couple électromagnétique

III.9.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté :

La commande vectorielle directe de la machine asynchrone à double étoile (commande de vitesse). nous constatons que cette commande nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux.

On remarque que les grandeurs électriques suivent bien leurs références.

Nous constatons que le réglage avec les régulateurs PI donne des résultats satisfaisants par rapport à la grandeur de perturbation, mais ils présentent des dépassements par rapport à la grandeur de consigne, dû au changement brusque de cette dernière.

Nous constatons aussi que dans le régime transitoire de la machine asynchrone à double étoile (le démarrage ou l'inversion de vitesse de rotation), il y a apparition des pics de courant très gênants pour le bon fonctionnement de la machine. donc il faut ajouter un régulateur d'état équipé d'un limiteur de courant.

L'étude de l'influence de la constante de temps rotorique nous a permis de justifier la non robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

Conclusion Générale

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 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.

Le troisième chapitre, expose la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone double étoile dont le principe consiste à avoir un couple 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, qui produisent des harmoniques de couple, mais restent faibles par rapport aux machines conventionnelles triphasées.

Les résultats de simulation obtenus assurent ce principe avec une bonne amélioration des réponses présentant une bonne poursuite vers les valeurs de références.

D'après ce travail on conclure par le présentation des avantages de la commande vectoriel indirect :

- Plus 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.
- Très satisfaisante dans certains application

En perspective, ce mémoire ouvre des axes de travail pour améliorer la commande la machine asynchrone à double stator.

En l'occurrence, la réalisation pratique du travail que nous avons proposé est l'application des techniques de réglage de l'automatique moderne à savoir la commande non linéaire, la fusion des réseaux de neurones avec les techniques flous, la commande par mode glissant, la commande adaptative floue.

Bibliographies

- [1] Hassan Ali, Faisal Khan, « review of double stator flux switching machine with various arrangements of excitation sources », alexandria engineering journal, vol 60, issues 5, 2021.
- [2] Bouamra Dhia Elhakhiaie et Beddi Nasser. " étude d'une machine asynchrone double étoile : (modélisation, alimentation et commande) ". thème master académique. université d'el-oued. soutenu 23-24 juin 2014.
- [3] Smail Azzi et Belgacem Azzi . " étude et modélisation de la machine asynchrone double étoile : application à la traction électrique " . mémoire de fin d'études de master académique. le 18 septembre 2014 .
- [4] Boukais Mahrez et Aliouat Malik . " étude et modélisation d'une génératrice asynchrone à double étoile : application dans un système éolien " . mémoire de fin d'études de master académique. 17 septembre 2014 .
- [5] Nait Saidj Amarane et Tiguercha Lynda . " étude de la machine asynchrone double étoiles en régime dégradé ". mémoire de fin d'étude de master . 11/07 2018.
- [6] Kercha Safia et Goubi Wissam . " étude et modélisation des machines électriques double étoile " . master académique . le :27/06/2013 .
- [7]Elkheir Merabet . " commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile " . mémoire de magister en électrotechnique . le : 04 /06 / 2008 .
- [8] Hocine Amimeur . " contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement " . magister en électrotechnique. le : 28 / 05 / 2008 .
- [9] Lakhdari Meftah . " simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour aérogénération " . mémoire de magister . 2014 .
- [10] Brahim Kiyour. " contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile " . doctorat en sciences . 2020
- [11] Sadouni Radhwane. " commande directe du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à deux onduleurs multi niveaux en cascade avec un redresseur à MLI piloté par DPC. " . doctorat en sciences . le : 28 /09/2017 .
- [12] Mr : Abdelkrim Ammar . " étude et commande d'une machine asynchrone double étoile " . magister en électrotechnique . 2013 .
- [13] Dr : Hamdi .N . " commande vectorielle de la machine asynchrone à double stator " . master en spécialité réseaux électriques . 2018 .
- [14] A. Adjati 1*, A. Azib et T. Rekioua 2 . Revue des énergies renouvelables vol. 17 N°3 (2014) 411 – 418 " étude d'une machine asynchrone à double alimentation en pompage photovoltaïque"
- [15]Ayoudj Fawzi ; Ait Sadallah, Mohamed ; Ouri, kamel; promoteur (université a.mira-béjaia,2021-10-04) "commande directe du couple de la machine asynchrone à double stator"

[16] Koussaila Iffouzar. " étude et contrôle des machines asynchrones polyphasées en modes normal et dégradé. application dans un système embarqué " . en vue del'obtention du diplôme de doctorat. le : 08/12/2016.

[17] Mr.Guerari Hossam Dris . " commande parorientation de flux rotorique dela machine asynchrone double étoile à base d'un régulateur glissant " . mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de master en génie électrique .année universitaire: 2015/2016.

[18] Mr : Mehenni Hicham et Mr : Mouhoub Abdellatif . "commande d'une machine asynchrone pentaphasée alimentée parun convertisseur matriciel indirect " mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de master en génie électrique .année universitaire : 2016/ 2017.

[19] Djaborebbi Amina. " étude d'une machines asynchrones double étoile . "mémoire master académique. le : 26/06/2013 .

[20] Rahali Hilal . "commandes non linéaires hybrides et robustes de la machine asynchrone à double étoile « MASDE » . " doctorat en sciences . le : 09/ 01 / 2020.

[21] Hechcelef Mohammed . " commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle. " doctorat en science . le :05/10/2017.

[22] Zouaouid med Nabil Messai med Tedjani . " commande vectorielle de la machine asynchrone à double stator. " diplôme de master .promotion: 2017/2018.

[23] Bouregba Mohammed Ali et Boussaid abdelheq . " commande directe du couple (*DTC*) d'une machine asynchrone à double étoile par la logique floue. " master. année universitaire : 2019/2020.

[24] Achachi Farouq et Boussouar Abderrahim . "modélisation et commande d'un aérogénérateur éolien basée sur une génératrice synchrone double étoile à rotor bobiné. "diplôme de master. le 28 / 06 /2018.

[25] Boudjemaa Ali et Mssaoudi Omar . " étude et simulation de la machine asynchrone double étoile en présece de défaut de court-circuit statorique. " diplôme de master. Année Universitaire 2013-2014.

[26] Adil Yahdou . "commande et observation par modes glissants d une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique . " diplôme de magister. année:2011.

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone double étoile [4].

Paramètres	Valeurs
Tension nominale	220 V
Vitesse nominale (synchronisme)	3000 tr/min
Fréquence nominale	50 Hz
Résistance d'une phase statorique (étoiles 1 et 2)	3.72 Ω
Résistance d'une phase rotorique	2.12 Ω
Inductance de fuite d'une phase statorique (étoiles 1 et 2)	0.002 2 H
Inductance de fuite d'une phase rotorique	0.000 6 H
Inductance mutuelle cyclique stator-rotor	0.3672 H
Moment d'inertie	0.0625 Kg.m ²
Coefficient de frottement	0.001
Nombre de paires de pôles	1 paire de pôles
Puissance nominale	4.5 KW

Résume:

Ce mémoire a pour but d'étudier les machines multiphasées, la machine asynchrone double étoile MASDE en particulier. La modélisation de cette machine nous donne une représentation mathématique puis en environnement MATLAB/SIMULINK on valide ce modèle en précisant les allures de cette machine. Une stratégie basée sur l'orientation du flux est appliquée pour contrôler le couple et le flux de la machine séparés l'un de l'autre. Les simulations numériques résument notre travail et résultats.

Mots clé: les machines multiphasées - la machine asynchrone - double étoile – Modélisation.

الملخص:

تهدف هذه المذكرة إلى دراسة الآلات متعددة الأطوار ، ولا سيما آلة غير المتزامنة ذات النجم المزدوج MASDE . تمحننا نمذجة هذا المحرك تمثيلاً رياضياً ثم في بيئة MATLAB / SIMULINK ، نتحقق من صحة هذا النموذج من خلال تحديد سلوك هذا الجهاز. يتم تطبيق إستراتيجية تعتمد على التحكم الشعاعي للتحكم في عزم الدوران والتدفق المغناطيسي المنفصلين عن بعضهما البعض. المحاكاة العددية تلخص عملنا ونتائجنا.

الكلمات المفتاحية: الآلات متعددة الأطوار - الآلة غير المتزامنة - النجمة المزدوجة - النمذجة.