

**République Algérienne Démocratique et Populaire**

**Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la  
Recherche Scientifique**



**Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued**

**FACULTE DE TECHNOLOGIE**

**DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**

**Mémoire de fin d'étude**

Présenté pour l'obtention du diplôme de

**MASTER ACADEMIQUE**

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Machine Electrique

**Thème**

**Commande par Mode Glissant de la Machine  
Asynchrone Double Etoile**

Devant le jury composé de Présenté par :

.....	Président	-SOUSSA CHEMS EDDINE
.....	Examineur	- WALID ABADI
.....	Examineur	- HOUCINE GABOUSSA
Mr. TRIA FATMA ZAHRA	Encadreur	-ABDELGDALIL HECHIFA

2022/2021

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

## Remerciements

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers **Allah**, qui m'a donné la patience et la volonté pour que je puisse continuer ce travail.

Je tiens à remercier **Mr. Cherif bennour** pour son encadrement de ce mémoire et surtout pour ces qualités scientifiques et humaines.

## Dédicace

"وَمَا تَوْفِيقِي إِلَّا بِاللَّهِ عَلَيْهِ تَوَكَّلْتُ وَإِلَيْهِ أُنِيبُ"

إلى من شجعني على المثابرة طوال عمري، إلى الرجل الأبرز في حياتي

(والدي العزيز)

إلى من بها أعلو، وعليها أرتكز، إلى القلب المعطاء

(والدتي الحبيبة)

إلى من بذلوا جهدًا في مساعدتي وكانوا خيرَ سندٍ

(إخواني وأخواتي)

إلى أسرتي زوجتي الغالية و ابني العزيز و إلى أصدقائي وزملائي ...

إلى كل من ساهم ولو بحرف في حياتي الدراسية.....

إلى كل هؤلاء: أهدي هذا العمل، الذي أسأل الله تعالى أن يتقبله خالصًا...

حسين قابوسة

## Dédicace

إلى من أفضّلها على نفسي، ولم لا؛ فلقد ضحّت من أجلي

ولم تدّخر جهدًا في سبيل إسعادي على الدّوام

(أمّي الحبيبة).

نسير في دروب الحياة، ويبقى من يُسيطر على أذهاننا في كل مسلك نسلكه

صاحب الوجه الطيب، والأفعال الحسنة.

فلم ييخل عليّ طيلة حياته

(والدي العزيز).

إلى أصدقائي، وإلى أعضائي في جمعية خدام بيوت الله وجميع من وقفوا بجواري وساعدوني بكل ما

يملكون، وفي أصعدة كثيرة

أقدّم لكم هذا البحث، وأتمنّى أن يحوز على رضاكم.

وليد عباوي

## Dédicace

وَمَا تَوْفِيقِي إِلَّا بِاللَّهِ عَلَيْهِ تَوَكَّلْتُ وَإِلَيْهِ أُنِيبُ

نحمد الله ونشكره شكرا وحمدا كثيرا على نعمه الكثيرة التي لاتعدو لاتحصى وصلاة وسلام على أشرف خلق

الله محمد بن عبدالله صلى الله عليه وسلم .أهدي ثمرة هذا الجهد المتواضع:

إلى الذي وهبني كلما يملك حتى أحقق له آماله، إلى من كان يدفعني قدما نحو الأمام لنيل

المبتغى، إلى الإنسان الذي إمتلك الإنسانية بكل قوة، إلى الذي سهر على تعليمي بتضحيات إلى مدرستي

الأولى في الحياة،

"أبي الغالي" على قلبي رحمه الله.

إلى من حملتني وهنأ على وهن إلى من جعل الله الجنة تحت قدميها إلى ريحانة حياتي التي غمرتني بعطفها

وحنانها إلى من أنارت درب حياتي إلى من تنبت أزكى الأزهار إلى من يسعد قلبي بلقياها...

"والدتي العزيزة". أطال الله في عمرها.

إلى من شاركوني رحم أمي إلى ينابيع الإخلاص والوفاء إلى القلوب الطاهرة الرفيقة والنفوس البريئة إلى من

حبهم يجري في عروقي ويلهج بذكراهم فؤادي...

"أخوتي وأختي"

إلى كل الأهل والأقارب، إلى كل الأصدقاء والأحباب من دون استثناء

وأخيرا أعتذر ممن لم أذكرهم بقلمتي وسقطوا سهوا من ذاكرتي

شمس الدين سوسة

## Dédicace

إلى صاحب السيرة العطرة، والفكر المُستنير؛

فلقد كان له الفضل الأَوَّل في بلوغي التعليم العالي

(والذي الحبيب)، أطل الله في عُمره.

إلى من وضعتني على طريق الحياة، وجعلتني رابط الجأش،

وراعتني حتى صرت كبيرًا

(أمي الغالية)، طيَّب الله ثراها.

إلى إخوتي؛ من كان لهم بالغ الأثر في كثير من العقبات والصعاب.

إلى جميع أساتذتي الكرام؛ ممن لم يتوانوا في مد يد العون لي

أهدي إليكم بحثي هذا

عبد الجليل حشيفة

## Résumé:

Ce mémoire présente une contribution à l'étude et à la commande d'une machine asynchrone double étoile MASDE. Dans ce mémoire nous avons adoptée des régulateurs PI dans la commande vectorielle par l'orientation de flux. Afin d'améliorer les performances de régulation dans cette machine, la commande par mode glissant est utilisée.

**Mots Clé :** Régulateurs PI, La Commande Vectorielle, De Flux, La Commande Par Mode Glissant, MASDE.

ملخص الدراسة :

تقدم هذه الرسالة مساهمة في الدراسة والتحكم في آلة MASDE غير المتزامنة ذات النجمتين. في هذه الأطروحة ، اعتمدنا منظمات PI في التحكم في النواقل من خلال اتجاه التدفق. من أجل تحسين أداء التنظيم في هذا الجهاز ، يتم استخدام التحكم في الوضع المنزلق.

**الكلمات المفتاحية:** منظمات، التحكم في القوة الموجهة ، التدفق ، التحكم.

# **Sommaire**

Liste des Figures ..... I  
Liste des Symboles..... III

Introduction générale

Introduction générale ..... 1

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone double étoile et son alimentation

I.1. Introduction:..... 2  
I.2. Types de Machines Multi-phases..... 2  
I.3. Machines multipages de type 1..... 2  
I.4. Machines multipages de type 2..... 3  
I.5. Applications des machines multipages ..... 3  
I.6. Définition de la machine asynchrone..... 4  
I.7. Description de la MASDE: ..... 4  
I.8. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile..... 5  
I.9. Modèle naturel de la MASDE..... 6  
    I.9.1. Hypothèses simplificatrices ..... 6  
    I.9.2. Equations électriques..... 6  
    I.9.3. Équations magnétiques : ..... 8  
    I.9.4. Le couple électromagnétique..... 10  
    I.9.5. Equation mécanique : ..... 10  
I.10. Modèle biphasé de la MASDE..... 11  
    I.10.1. Transformation de Park: ..... 11  
I.11. Application de la Transformation de Parka la MASDE..... 12  
    I.11.1. Equations de Tensions ..... 12  
    I.11.2. Système d'équations magnétiques : ..... 13  
    I.11.3. Choix du référentiel : ..... 14  
    I.11.4. Modèle biphasé de la MASDE lié au champ tournant : ..... 14  
    I.11.5. Expressions du couple électromagnétique et de la puissance : ..... 16  
    I.11.6. Equation du mouvement : ..... 17  
I.12. Résultats de simulation ..... 17  
I.13. Conclusion : ..... 21

Chapitre II : Commande Vectorielle de La Machine Asynchrone Double Etoile

II.1. Introduction ..... 23  
II.2. Objectif de la commande vectorielle: ..... 23  
II.3. Historique: ..... 23  
II.4. Le principe de la MASDE: ..... 24  
II.5. Principe de la commande à flux orienté : ..... 24  
II.6. Modèle de la MASDE avec orientation du flux satirique : ..... 25

## sommaire

---

II.7. Différentes méthodes d'orientation du flux .....	29
II.7.1. Commande directe: .....	29
II.7.2. Commande indirecte: .....	29
II.7.3. Découpage entrée sortie: .....	30
II.7.4. Découpage par compensation : .....	30
II.8. Commande à orientation du flux protonique Schéma bloc.....	33
II.8.1. Réglage en cascade du flux rétorque : .....	33
II.8.2. Réglage de la boucle externe du flux : .....	34
II.8.3. Réglage de la boucle externe de la vitesse : .....	36
II.9. Simulation de la MASDE et se commande .....	37
II.9.1. Expliqué: .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
II.10. Conclusion: .....	40

### Chapitre *III*: commande par mode glissant d'un MASDE

III.1. Introduction : .....	48
III.1.1. Conception de la commande par mode glissant .....	48
III.1.2. Choix de la surface de glissement .....	48
III.1.3. Conditions de convergence .....	49
III.1.4. Synthèse des lois de commande du mode glissant .....	50
III.2. Application de la commande par mode de glissement au MASDE.....	51
III.2.1. Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant .....	52
III.2.2. Surface de régulation de la vitesse .....	52
III.2.3. Surface de régulation du flux rotorique .....	53
III.2.4. Surfaces de regulation des courants statoriques .....	54
III.3. Simulation de la commande par mode glissant de la MASDE et interprétation des résultats.....	57
III.4. Conclusion.....	60

### Conclusion générale

Conclusion générale .....	55
---------------------------	----

### Bibliographie

Bibliographie .....	57
---------------------	----

### Annexe

Annexe .....	60
--------------	----

# Liste des Figures

## Liste des Figures

<b>Figure (I.1):</b> Machines multi phases avec le nombre de phases statoriques multiple de trois	2
<b>Figure (I.2):</b> Machines multi phases avec le nombre de phase statorique n'est pas un multiple de trois	3
<b>Figure (I.3):</b> Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6 phase	4
<b>Figure (I.4) :</b> Représentation schématique des enroulements de la MASDE.	5
<b>Figure (I.5) :</b> Transformation d'un système triphasée à un système biphasée.	11
<b>Figure (I.6):</b> Représentation de Park de la machine asynchrone à double étoile	13
<b>Figure (I.7):</b> Schéma bloc de simulation de la Représentation de Park de la machine asynchrone à double étoile	17
<b>Figure (I.8) :</b> vitesse et le couple	19
<b>Figure (I.9) :</b> les composantes du flux du stator 1	19
<b>Figure (I.10):</b> les composantes du flux du stator 2	20
<b>Figure (I.11) :</b> Courants du stator 1 et 2	20
<b>Figure (I.12) :</b> les composantes du flux du rotor	20
<b>Figure (II.1) :</b> Principe de la commande à flux orienté	24
<b>Figure (II.2) :</b> Analogie entre la MCC et MASDE commandée par flux orienté	25
<b>Figure (II.3) :</b> Reconstitutions des tensions $V_{d1}, V_{d2}, V_{q1}$ et $V_{q2}$	31
<b>Figure (II.4):</b> Commande découplé – expression de $I_{d1}, I_{d2}, I_{q1}$ et $I_{q2}$	32
<b>Figure (II.5) :</b> Schéma bloc de la structure de commande par orientation du flux rétorque de la MASDE alimentée en tension sans (réglage de vitesse)	33
<b>Figure (II.6) :</b> Schéma fonctionnel des régulateurs des courants $I_{d1}$ et $I_{d2}$	34
<b>Figure (II.7) :</b> Schéma fonctionnel de régulation du flux $\Phi$	35
<b>Figure (II.8) :</b> Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse $\omega_r$	37
<b>Figure (II.9):</b> Schéma bloc de simulation Régalage de la vitesse MASED	38
<b>Figure (II.10) :</b> Résultats de simulation démarrage à vide la MASDE	38
<b>Figure (II.11):</b> résultats de simulation de inversion sens de rotation	39
<b>Figure (II.12):</b> résultats de simulation de robustesse au variation de la résistance du rotor	40
<b>Figure (III.1) :</b> Fonction <i>sign</i>	51
<b>Figure (III.2):</b> Fonction K.sat.	51
<b>Figure (II.3):</b> Schéma bloc de simulation Régalage de la vitesse MASED par de glissement	58
<b>Figure (III.4) :</b> démarrage à vide avec l'introduction d'un couple de charge à t=2s	59
<b>Figure (III.5) :</b> inversion sens de rotation	59
<b>Figure (III.6):</b> robustesse au variation de la résistance du rotor	60

# Liste des Symboles

**Liste des Symboles**

Symbole	Signification	Unité
Cemmax	Couple électromagnétique maximal	N.m
$N_{ph}$	Nombres de phases	
I	Courant	A
V	Tension	v
s1, s2, r	Indices correspondants { l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor	
as1, bc1, cs1	Indices correspondants aux trois phases du stator 1	
as2, bc2, cs2a	Indices correspondants aux trois phases du stator 2	
ar, br, cr	Indices correspondants aux trois phases du rotor	
Rs1, Rs2Rr	Résistances statoriques et rétorque	$\Omega$
Ls1, Ls2Lr	Inductance propres des étoiles statoriques et du rotorique	H
Lms	Inductance mutuelle entre phases statoriques.	H
Lmr	Inductance mutuelle entre phases rotoriques	H
Ms 1, s2	Inductance mutuelle des étoiles statoriques	H
Ms r	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques	H
Cem	Couple électromagnétique	N. m
Cr	Couple résistant	
Kf	Coefficient de frottement	
J	Moment d'inertie.	
MLI	Modulation de la Largeur d'Impulsion.	
d, q	Axes directs et quadratiques du repère de Park.	
$\theta_m, \Omega_m$	La position et la vitesse mécanique du rotor.	
$\Omega_r$	Pulsation électrique rotorique.	rad/sec
$\Omega_s$	Pulsation électrique statorique	rad/sec
$\Omega_{coor}$	Vitesse angulaire des axes (d, q).	rad/sec
$\omega_{gl}$	Pulsation électrique de glissement	rad/sec
PI	Régulateur Proportionnel-Intégral	
ki, kp	Paramètres du régulateur PI.	
FOC	Field Oriented Control.	
$\phi_r$	Flux rétorque	Wb
$\phi_{rest}$	Flux rotorique estimé	Wb
is1, is2	Courants des charges connectées aux étoiles de la Gasde	A
ia	Courant d'induit de la MCC	A
if	Courant d'excitation de la MCC	A
ids1, iqs1	Courants de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)	A
ids2, iqs2	Courants de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)	A
idr, iqr	courants rétorques dans le référentiel de Park (d,q)	A
P	nombre de paires de pôles	
P	operateur de Laplace	
rrs1	résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 1	$\Omega$
[rs2 ]:	résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 2	
[rs1] , [ rs2] , [rr	matrices des résistances statoriques et rotoriques	
vabcr	tensions triphasées rotoriques	V
vabcs1,2	tensions triphasées statoriques (étoiles 1 et 2)	V
vd1, ,vq1:	tensions de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)	V
vd2, ,vq2	tensions de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)	V

## Liste Des Symboles

---

$v_{dr}, v_{qr}$	tensions rotoriques dans le référentiel de Park (d,q)	V
$\psi_{abc}$	flux triphasés rotoriques	Wb
$\psi_{abc}$	flux triphasés statoriques (étoiles 1 et 2)	Wb
$\psi_{d1}, \psi_{q1}$	flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)	Wb
$\psi_{d2}, \psi_{q2}$	flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)	Wb
$\psi_{dg}, \psi_{qg}$	flux d'entrefer selon (d,q)	Wb
$\psi_{dr}, \psi_{qr}$	flux rotoriques dans le référentiel de Park (d,q)	Wb
$\alpha$	angle électrique de décalage entre les deux étoiles	rad
$\theta_r$	position du rotor par rapport { l'étoile 1 }	
$\theta_r - \alpha$	position du rotor par rapport { l'étoile 2 }	
$\tau$	constante de temps d'un système du premier ordre	
$\tau_r$	constante de temps rétorque	
Ldq:	inductance cyclique d'inter saturation selon (d,q)	H
Ll1,2	inductances propres de fuite statoriques (étoiles 1 et 2)	
Llr	inductance propre de fuite rétorque	
Lml	inductance de fuite mutuelle commune aux deux étoiles	
Lm	inductance mutuelle cyclique stators-rotor	
Lmdq	inductance cyclique de saturation suivant (d,q)	
Lmr	valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rétorque	
Lms	indice de modulation valeur maximale des coefficients d'inductance	
M	mutuelle statorique	
R	coefficient de réglage en tension	
N	vitesse de rotation de la machine	rad/sec
$f_s$	fréquence du réseau	
LS1	inductance propre d'une phase de l'étoile 1	H
LS2	inductance propre d'une phase de l'étoile 2	H
TP	période de la porteuse	
T	Temps	
Vref	tension de référence	
$\theta_r - \alpha$	position du rotor par rapport { l'étoile 2 }	
*	grandeur de référence	
[X]	vecteur d'état	
vpm	valeur crête de l'onde de modulation	
MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile.	

# **Introduction générale**

## Introduction générale

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation MASDE est le plus utilisé dans les systèmes électriques. Cette technologie est le meilleur choix des fabricants, leur principale avantage et non des moindres, est d'avoir ces convertisseurs statique triphasés dimensionnés pour une partie 30% de la puissance nominal de la MASDE, ce qui en fait un bénéfice économique important par rapport à d'autres solution possibles de conversion électromécanique par exemple les deux machines asynchrone à cage et synchrone, ou dans ce cas le dimensionnement du convertisseur est proportionnelle au glissement maximal du rotor. càd depend directement avec la vitesse de synchronisme et la vitesse réelle du rotor.

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multi phrasées ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE), celui-ci fera l'objet de notre travaille . Cette technologie présente plusieurs avantages par rapport aux autres machines asynchrones à cage. En effet, les variateurs multi phases présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, tels que : segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, réduction des harmoniques au niveaux de courant, grande fiabilité et forte puissance..etc.

Pour obtenir des hautes performances et une meilleure performance du moteur asynchrone double étoile , il faudrait faire de concevoir des commandes robustes, qui rendent le système sensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques. Plusieurs type de commande à été utilisé dans ce domaine. Parmi elles on trouve la commande par mode glissant qui est l'objectif principal de ce mémoire afin d'optimiser les performances dans la machine asynchrone à double alimentation double étoile .

Un état de l'art sur les différentes machines électrique , et en particulier la modélisation de la MASDE, la commande vectorielle ainsi que celle par mode de glissement de la MASDE, ce qui constituent les trois chapitres faisant l'objet de ce mémoire

# **Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone double étoile et son alimentation**

**I.1. Introduction:**

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double étoile concernant son principe de fonctionnement, les différentes stratégies de commande, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine. Ce chapitre présente l'état de l'art des machines multi phases, décrivant les avantages et les inconvénients de ce type de machines par rapport aux machines conventionnelles. L'étude de la Machine asynchrone double étoile ' MASDE ' comme axe central. le reste des machines où le nombre de phases est pair ou impair

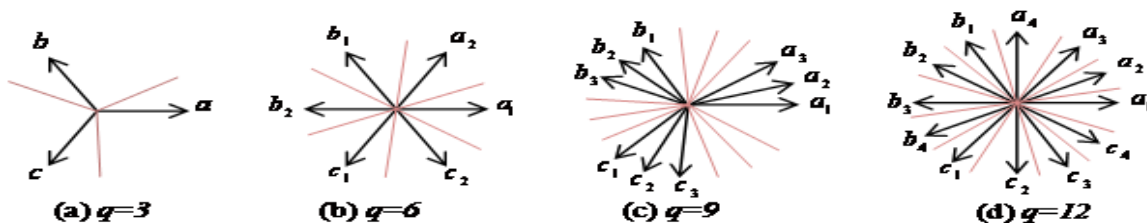
**I.2. Types de Machines Multi-phases**

Selon le nombre de phases statoriques, on différencie deux types de machines multi-phases : les machines dont le nombre de phases est multiple de trois et non multiple. Le premier type s'appelle la machine multi-étoile, le deuxième type regroupe

**I.3. Machines multipages de type 1**

Les machines multi-étoiles sont des machines dont le nombre de phases est un multiple de trois.  $nph = 3\eta$  ( $\eta = 1, 2, 3, \dots$ ). On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire  $\alpha$  entre deux bobines adjacentes, c'est-à-dire le décalage entre les étoiles; par exemple une machine double étoile (6 phases) de  $\alpha = 0^\circ$  a des caractéristiques différentes de celle d'une machine double étoile à  $\alpha = 30^\circ$ . Pour la prise en compte de ces différentes dans une machine et pouvoir différencier entre les configurations possibles, un autre terme est introduit : le nombre de phases équivalent. Il est défini comme suit

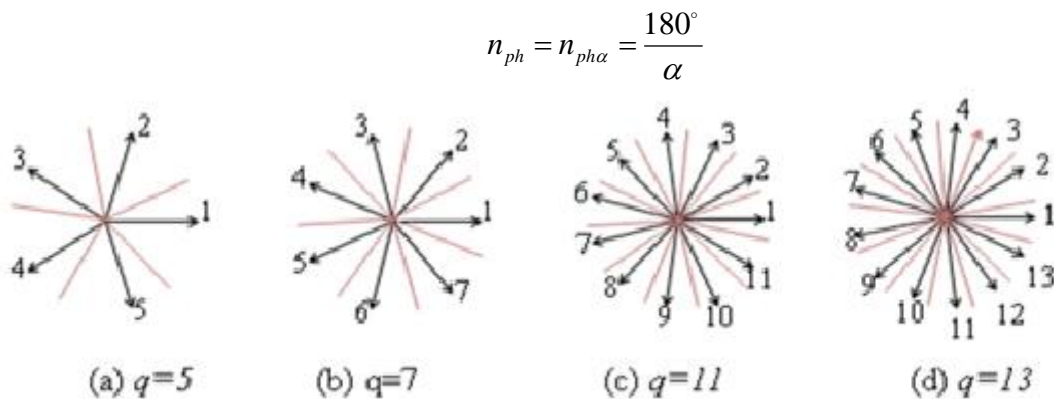
$$nph = \frac{180^\circ}{\alpha}$$



**Figure (I.1).** Machines multiphasées avec le nombre de phases statoriques multiple de trois

#### I.4. Machines multipages de type 2

Toutes les machines dont le nombre de phases statoriques ( $n_{ph}$ ) est un nombre impair sont groupées dans les machines multipages de type 2. Alors les phases sont régulièrement décalées de  $2\pi/n_{ph} = 2\alpha$  ( $\alpha$  représente le décalage angulaire entre deux bobinages adjacents).



**Figure (I.2).** Machines multiphasées avec le nombre de phase statorique n'est pas un multiple de trois

#### I.5. Applications des machines multipages

Les machines multipages sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, et (1) (2) (3) . Par exemple les applications de cette machine dans le domaine de l'énergie renouvelable (4). Certaines structures utilisent un système de base d'un générateur asynchrone double étoile:

- ✚ Un stator de faible puissance à grand nombre de paires de pôles pour les petites vitesses de vent.
- ✚ Un stator de forte puissance à faible nombre de paires de pôles pour les grandes vitesses de vent (6).

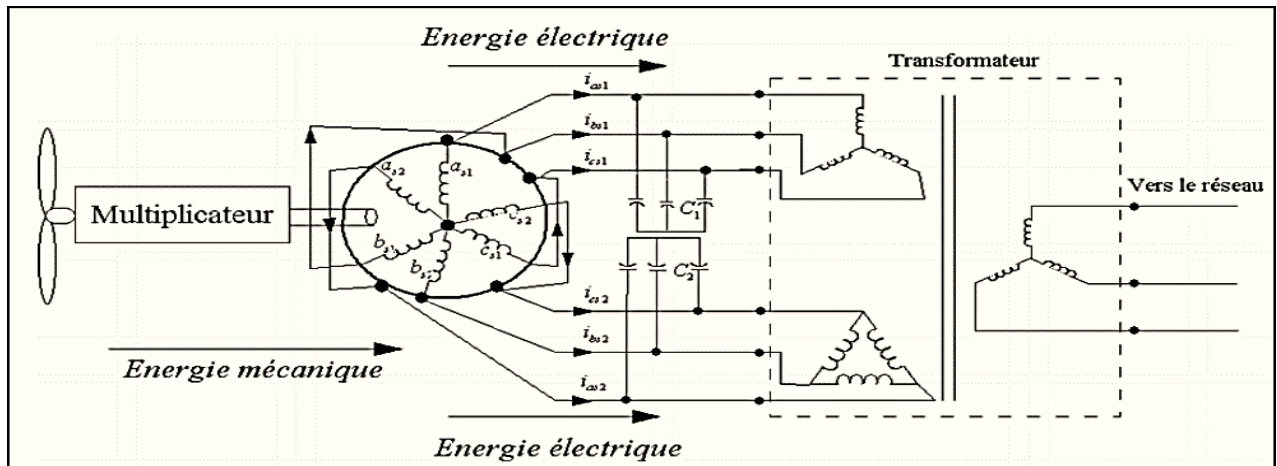


Figure (I.3). Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6phase

### I.6. Définition de la machine asynchrone

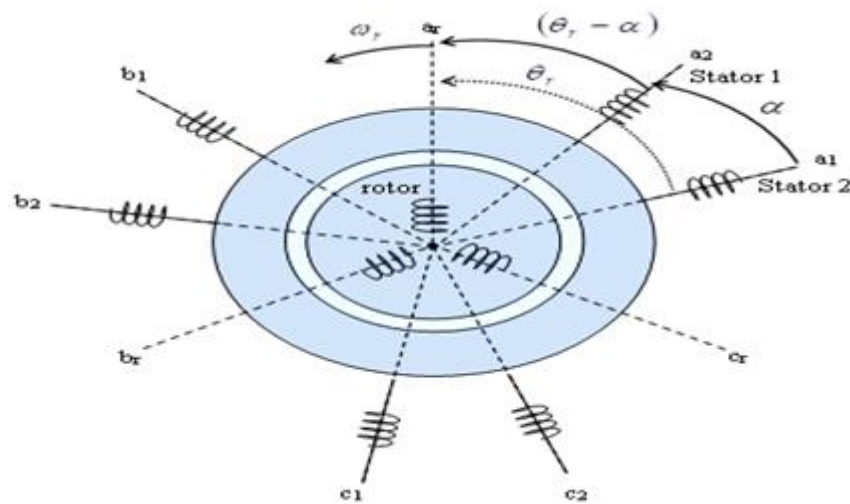
Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ tournant. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

### I.7. Description de la MASDE:

La machine asynchrone à double étoile possède un stator identique à celui d'une machine asynchrone à cage constitué de tôles magnétiques empilées et munies d'encoches dans lesquelles sont logés des enroulements. Le rotor de cette machine n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles frottent des balais.

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés entre eux d'un angle électrique  $\alpha = 30^\circ$  et d'un rotor cage d'écureuil. **Figure (I.4)**

représente schématiquement les enroulements de la MASDE. Les angles  $\theta_r$  et  $(\theta_r - \alpha)$  représentent respectivement la position du rotor (phase ar) par rapport à l'étoile 1 (phase as1) et à l'étoile 2 (phase as2) (6)(5). Les grandeurs relatives aux deux étoiles (1 et 2) seront notées respectivement par les indices 1 et 2



**Figure (I.4) :**Représentation schématique des enroulements de la MASDE.

### I.8. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

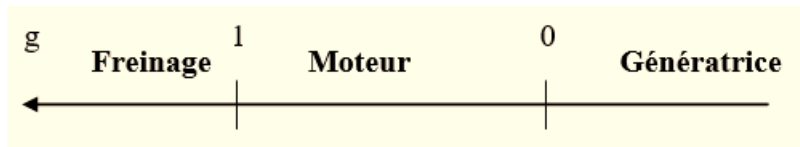
Les courants statoriques de la machine asynchrone double Etoile créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 2 alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle  $\alpha=30^\circ$ ). La fréquence de rotation de ce 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 .Elle définit comme suite

$$N_s = \frac{f_s}{P} \text{ [tr/s]}$$

synchronisme  $N_s$ . Ces deux champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse  $N$  [tr/s] inférieure à celle du synchronisme ( $N < N_s$ ), 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. On dit alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s}$$

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



Dans notre étude, nous nous sommes intéressés au mode de fonctionnement moteur.

### I.9. Modèle naturel de la MASDE

Le modèle de la machine asynchrone triphasé est illustré par le schéma de la Figure (I.4) Les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, trois enroulements du stator.

#### I.9.1. Hypothèses simplificatrices

Le modèle généralement retenu de la machine asynchrone triphasée repose sur plusieurs hypothèses qui sont maintenant rappelées.

La première consiste à considérer que les forces magnétomotrices créent par les différentes phases du stator et du rotor sont à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer.:

On suppose aussi que l'entrefer de la machine est d'épaisseur constante.

Enfin, pour cette modélisation, plusieurs hypothèses sont formulées quant au comportement physique des matériaux

- ✚ L'effet des encoches est négligé.
- ✚ La température dans le moteur reste constante quel que soit le point de fonctionnement, ce qui conduit à des paramètres constants dans les modèles mathématiques (stationnarité).
- ✚ L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte

#### I.9.2. Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase, les équations de tension des trois phases statoriques et rotoriques s'écrivent comme suit :

Pour l'Etoile 1 :

$$\begin{cases} V_{sa1} = R_{sa1} I_{sa1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{sb1} I_{sb1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{sc1} I_{sc1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc1} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} V_{sa2} = R_{sa2} I_{sa2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{sb2} I_{sb2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{sc2} I_{sc2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc2} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ra} = 0 = R_{ra} I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = 0 = R_{rb} I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = 0 = R_{rc} I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

**La forme matricielle :**

Pour l'étoile 1 :

$$[V_{s1}] = [R_{s1}] [I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \quad (\text{I.4})$$

Pour l'Etoile 2 :

$$[V_{s2}] = [R_{s2}] [I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \quad (\text{I.5})$$

Pour le rotor :

$$[V_r] = 0 = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{I.6})$$

Où :

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

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

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

$R_r$  : Résistance d'une phase du rotor.

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

$[V_{s1}]$  : matrice de tension de l'étoile 1.

$[V_{s2}]$  : matrice de tension de l'étoile 2.

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

$[I_{s1}]$  : matrice de courant de l'étoile 1.

$[I_{s2}]$  : matrice de courant de l'étoile 2.

$[I_r]$  : matrice de courant de rotor.

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

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

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

$[\Phi_r]$  : matrice de flux du rotor.

### I.9.3. Équations magnétiques :

Les équations des flux statoriques (étoiles 1 et 2) et rotoriques en fonction des courants sous forme matricielle sont données par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Les sous matrices de la matrice des inductances sont :

$$[L_{s1s1}] = \begin{bmatrix} (L_1 + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_1 + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_1 + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} (L_2 + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_2 + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_2 + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

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

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

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

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

Les sous matrices  $[L_{s2s1}] = [L_{s1s2}]^t$ ,  $[L_{rs1}] = [L_{s1r}]^t$ ,  $[L_{rs2}] = [L_{s2r}]^t$

Avec :  $L_{ms} = L_{mr} = L_{sr} = \frac{2}{3} L_m$

#### 1.9.4. Le couple électromagnétique

Le couple électromagnétique généré par la MASDE alimentée par deux stator est obtenue par l'expression suivante (6) :

$$C_{em} = \frac{\partial W}{\partial \theta_{geo}} = P \frac{\partial W}{\partial \theta_{ele}} \quad (I.8)$$

$$W = \frac{1}{2} \left\{ [I_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [I_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [I_r]^t [\Phi_r] \right\}$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{P}{2} = \left\{ [I_{s1}] \frac{d}{dt} [L_{s1r}] [I_r]^t + [I_{s2}] \frac{d}{dt} [L_{s2r}] [I_r]^t \right\}$$

#### 1.9.5. Equation mécanique :

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse).

L'équation du mouvement de la machine est :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega \quad (I.9)$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{P} \quad (I.10)$$

D'autre part :  $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$



## I.11. Application de la Transformation de Park a la MASDE

### I.11.1. Equations de Tensions

On multiplie les équations de tensions ((I.4), (I.5) et (I.6)) par la matrice (I.7)

A gauche, après un calcul pour la simplification, on trouve:

pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{coor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d(\theta_{coor} - \alpha)}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Pour le rotor : Le rotor étant en court-circuit c.-à-d. que  $V_{dr} = V_{qr} = V_{or} = 0$ .

$\theta_{coor}$  : l'angle constitué par les axes  $a_{s1}$  et  $d$  ;

$\theta_{coor} = \theta_{coor} - \theta_{r1}$  : l'angle constitué par les axes  $a_{s1}$  et  $d$  ;

$\frac{d}{dt} \theta_{coor} = \omega_{coor}$  : la vitesse de rotation du repère  $(d, q)$  par rapport à l'étoile 1.

$\frac{d}{dt} \theta_{rcoor} = \omega_{coor} - \omega_r$  : la vitesse de rotation du repère  $(d, q)$  par rapport au rotor.

On écrit les relations matricielles (I.13)|(I.14) sous forme d'équations comme suit :

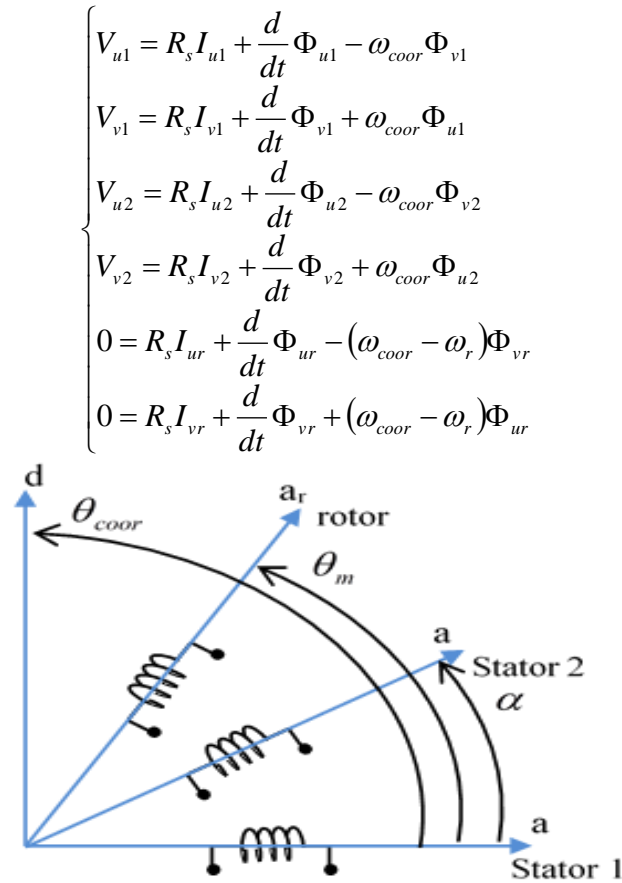


Figure (I.6): Représentation de Park de la machine asynchrone à double étoile

I.11.2. Système d'équations magnétiques :

$$\begin{aligned} \Phi_{u1} &= L_1 I_{u1} + \frac{3}{2} (L_{ms} I_{u1} + L_{ms} I_{u2} + L_{sr} I_{ur}) \\ \Phi_{v1} &= L_1 I_{v1} + \frac{3}{2} (L_{ms} I_{v1} + L_{ms} I_{v2} + L_{sr} I_{vr}) \\ \Phi_{u2} &= L_2 I_{u2} + \frac{3}{2} (L_{ms} I_{u1} + L_{ms} I_{u2} + L_{sr} I_{ur}) \\ \Phi_{v2} &= L_2 I_{v2} + \frac{3}{2} (L_{ms} I_{v1} + L_{ms} I_{v2} + L_{sr} I_{vr}) \\ \Phi_{ur} &= L_r I_{ur} + \frac{3}{2} (L_{sr} I_{u1} + L_{sr} I_{u2} + L_{mr} I_{ur}) \\ \Phi_{vr} &= L_r I_{vr} + \frac{3}{2} (L_{sr} I_{v1} + L_{sr} I_{v2} + L_{mr} I_{vr}) \end{aligned}$$

### I.11.3. Choix du référentiel :

Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes  $(u, v)$  qui dépendent de l'objectif de l'application (10) .

✚ **Repère lié au stator** :  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0$  et  $\omega_r = -\omega$

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et du freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances.

✚ **Repère lié au rotor** :  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0$  et  $\omega_r = 0$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

✚ **Repère lié au champ tournant** :  $\omega_s = \omega_e$  et  $\omega_r = \omega_e - \omega$

Ce dernier est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues.

### I.11.4. Modèle biphasé de la MASDE lié au champ tournant :

En remplaçant dans les systèmes d'équations (I.16) et (I.17)  $\omega_{coor}$  par  $\omega_s, (\omega_s - \omega_r)$  par  $\omega_{gl}$  et les indices  $(u, v)$  par  $(d, q)$ , on obtient les systèmes d'équations l'es au champ électromagnétique suivants :

$$\begin{aligned}
 V_{d1} &= R_s I_{d1} + \frac{d}{dt} \Phi_{d1} - \omega_s \Phi_{q1} \\
 V_{q1} &= R_s I_{q1} + \frac{d}{dt} \Phi_{q1} + \omega_s \Phi_{d1} \\
 V_{d2} &= R_s I_{d2} + \frac{d}{dt} \Phi_{d2} - \omega_s \Phi_{q2} \\
 V_{q2} &= R_s I_{q2} + \frac{d}{dt} \Phi_{q2} + \omega_s \Phi_{d2} \\
 0 &= R_s I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_{gl} \Phi_{qr} \\
 0 &= R_s I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + \omega_{gl} \Phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{I.15}$$

$$\begin{aligned}
 \Phi_{d1} &= L_1 I_{d1} + \frac{3}{2} (L_{ms} I_{d1} + L_{ms} I_{d2} + L_{sr} I_{ur}) \\
 \Phi_{q1} &= L_1 I_{q1} + \frac{3}{2} (L_{ms} I_{q1} + L_{ms} I_{q2} + L_{sr} I_{qr}) \\
 \Phi_{d2} &= L_2 I_{d2} + \frac{3}{2} (L_{ms} I_{d1} + L_{ms} I_{d2} + L_{sr} I_{dr}) \\
 \Phi_{q2} &= L_2 I_{q2} + \frac{3}{2} (L_{ms} I_{q1} + L_{ms} I_{q2} + L_{sr} I_{qr}) \\
 \Phi_{dr} &= L_r I_{dr} + \frac{3}{2} (L_{sr} I_{d1} + L_{sr} I_{d2} + L_{mr} I_{dr}) \\
 \Phi_{qr} &= L_r I_{qr} + \frac{3}{2} (L_{sr} I_{q1} + L_{sr} I_{q2} + L_{mr} I_{qr})
 \end{aligned} \tag{I.16}$$

En introduisant le système d'équations (I.18) dans (I.16) et en mettant tout sous forme compacte, on aura :

$$[B][U] = [L][\dot{I}] + [A][I] \tag{I.17}$$

Vecteur de commande :

$$[U] = [V_{d1} \ V_{q1} \ V_{d2} \ V_{q2} \ V_{dr} \ V_{qr}]^T$$

Variable d'états :

$$[I] = [I_{d1} \ I_{q1} \ I_{d2} \ I_{q2} \ I_{dr} \ I_{qr}]^T$$

$$[B] = \text{diag}[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]^T$$

$$[L] = \begin{bmatrix}
 (L_1 + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\
 0 & (L_1 + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m \\
 L_m & 0 & (L_1 + L_m) & 0 & L_m & 0 \\
 0 & L_m & 0 & (L_1 + L_m) & 0 & L_m \\
 L_m & 0 & L_m & 0 & (L_1 + L_m) & 0 \\
 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_1 + L_m)
 \end{bmatrix}$$

$$[A] = \begin{bmatrix}
 R_1 & -\omega_s(L_1 + L_m) & 0 & -\omega_s L_m & 0 & -\omega_s L_m \\
 \omega_s(L_1 + L_m) & R_1 & \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_m & 0 \\
 0 & -\omega_s L_m & R_2 & -\omega_s(L_1 + L_m) & 0 & -\omega_s L_m \\
 \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_m & R_2 & \omega_s L_m & 0 \\
 0 & -\omega_{sl} L_m & 0 & -\omega_{sl} L_m & R_r & -\omega_{sl}(L_m + L_r) \\
 \omega_{sl} L_m & 0 & \omega_{sl} L_m & 0 & \omega_{sl}(L_m + L_r) & R_r
 \end{bmatrix}$$

En mettant le système (II.17) sous forme d'état, on trouve :

$$\dot{[I]} = [L]^{-1} * ([B][U] - [A][I]) \quad (I.18)$$

#### I.11.5. 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 :

$$P_e = V_{u1}I_{u1} + V_{v1}I_{v1} + V_{u2}I_{u2} + V_{v2}I_{v2} \quad (I.19)$$

En remplaçant (I-10) dans (I-12) on aura trois termes:

$$P_e = \left( R_s I_{u1} + \frac{d}{dt} \Phi_{u1} - \omega_s \Phi_{v1} \right) I_{u1} + \left( R_s I_{v1} + \frac{d}{dt} \Phi_{v1} + \omega_s \Phi_{u1} \right) I_{v1} + \left( R_s I_{u2} + \frac{d}{dt} \Phi_{u2} + \omega_s \Phi_{v2} \right) I_{u2} + \left( R_s I_{v2} + \frac{d}{dt} \Phi_{v2} - \omega_s \Phi_{u2} \right) I_{v2} \quad (I.20)$$

Le 1<sup>er</sup> terme traduit les pertes joules :

$$P_j = R_s (I_{u1})^2 + R_s (I_{v1})^2 + R_s (I_{u2})^2 + R_s (I_{v2})^2 \quad (I.21)$$

Le 2<sup>ième</sup> terme traduit les échanges d'énergie électromagnétique avec la source :

$$P_{mgn} = \frac{d\Phi_{u1}}{dt} I_{u1} + \frac{d\Phi_{u2}}{dt} I_{u2} + \frac{d\Phi_{v1}}{dt} I_{v1} + \frac{d\Phi_{v2}}{dt} I_{v2}$$

Le 3<sup>ième</sup> terme traduit la puissance mécanique:

$$P_m = (\Phi_{v1}I_{u1} + \Phi_{u1}I_{v1} + \Phi_{v2}I_{u2} + \Phi_{u2}I_{v2})\omega_s \quad (I.22)$$

Et d'autre part on a:

$$P_m = C_{em} \omega = C_{em} \frac{\omega_s}{np} \quad (I.23)$$

$np$  : nombre de pair de pole.

En faisant appel aux flux ou aux courants à partir du système d'équations 1(I.1), on peut avoir plusieurs expressions scalaires du couple toutes égales.

$$\begin{aligned}
 I_{dr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{dr} - L_m (I_{d1} + I_{d2})] \\
 I_{qr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{qr} - L_m (I_{q1} + I_{q2})]
 \end{aligned}
 \tag{I.24}$$

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

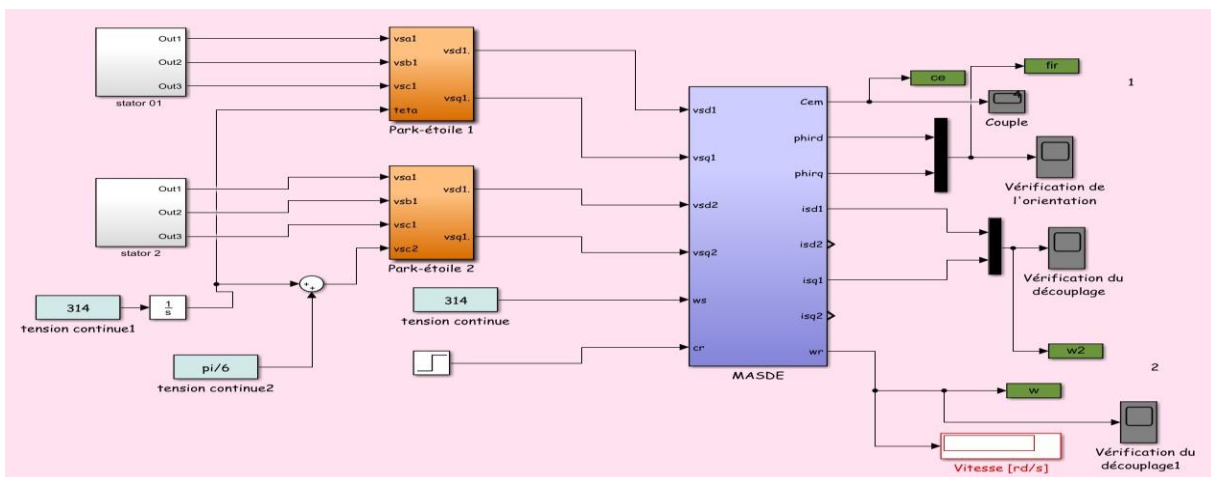
$$\begin{aligned}
 C_{em} &= np \cdot (\Phi_{v1} I_{u1} + \Phi_{u1} I_{v1} - \Phi_{v2} I_{u2} - \Phi_{u2} I_{v2}) \\
 C_{em} &= np \cdot L_m [I_{ur} (I_{v1} + I_{v2}) - I_{vr} (I_{u1} + I_{u2})] \\
 C_{em} &= np \cdot (\Phi_{ur} I_{vr} - \Phi_{vr} I_{ur}) \\
 C_{em} &= np \cdot \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{dr} (I_{q1} + I_{q2}) - \Phi_{qr} (I_{d1} + I_{d2})]
 \end{aligned}
 \tag{I.25}$$

### I.11.6. Equation du mouvement :

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

$$J \frac{d}{dt} \omega_r = C_{em} - C_r - K_f \omega_r
 \tag{I.26}$$

## I.12. Résultats de simulation



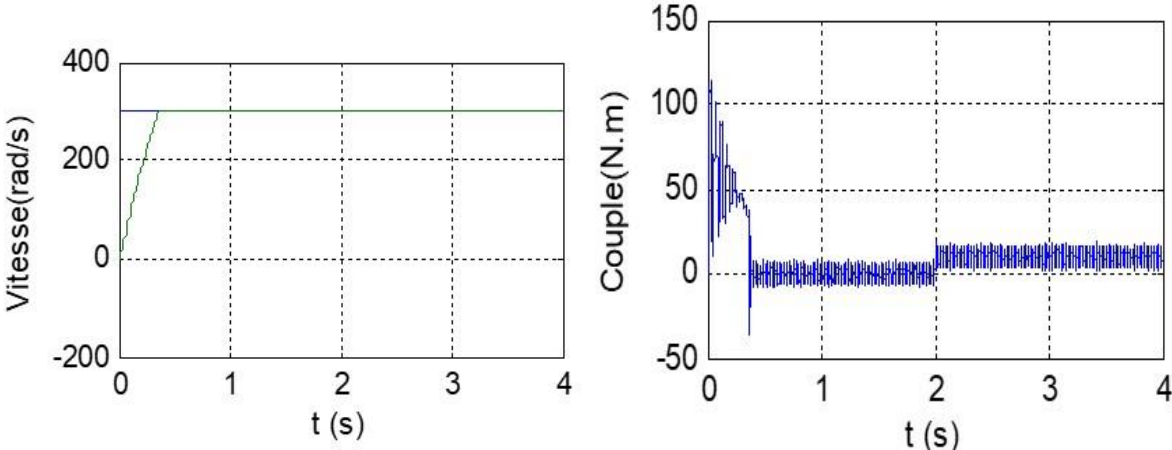
**Figure (I.7):** Schéma bloc de simulation de la Représentation de Park de la machine asynchrone à double étoile

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 5 KW. Les résultats de simulation de la machine asynchrone fonctionnement moteur sont présentées sur les figure (I,7),(I,8),(I,9),(I,10),(I,11) concernant respectivement la vitesse et le couple, les composante du flux statoriques, les composante du courant statoriques et rotoriques .

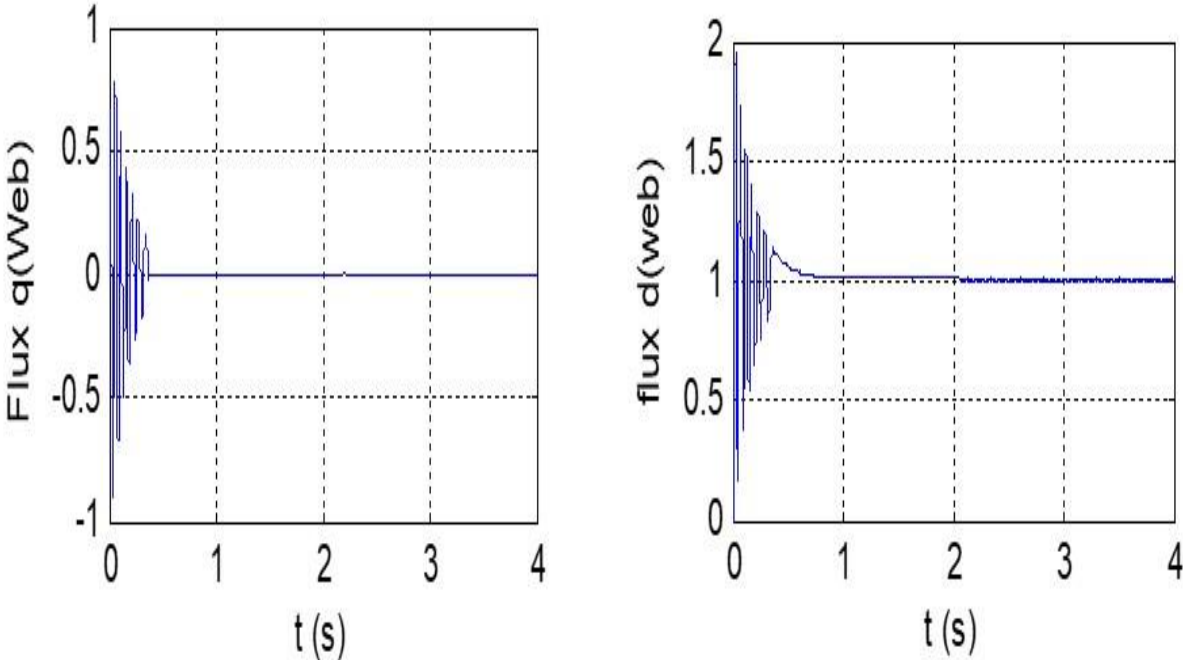
On remarque que toutes les grandeurs de la machine ont un régime transitoire oscillant. La vitesse électrique du rotor  $\omega_r$  atteint une valeur à vide proche de 314rad/s au bout d'un temps égal à 0.55s. Ce démarrage permis d'avoir un établissement du couple électromagnétique qui atteint 57N.m au régime transitoire. Il se stabilise à une amplitude qui compense les pertes par frottement et ventilation en régime établi.

Les courants  $isa1$  et  $isa2$  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  $phisd1$ ,  $phisd2$ , prennent des valeurs proches de -1.2wb après la stabilisation. Les flux en quadrature  $phisq1$ ,  $phisq2$  se stabilisent à des valeurs proches de zéro, quant aux flux rotoriques ( $phir d$ ,  $phir q$ ), 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 ( $Cr=14Nm$ ) [fig. (I. 5)].

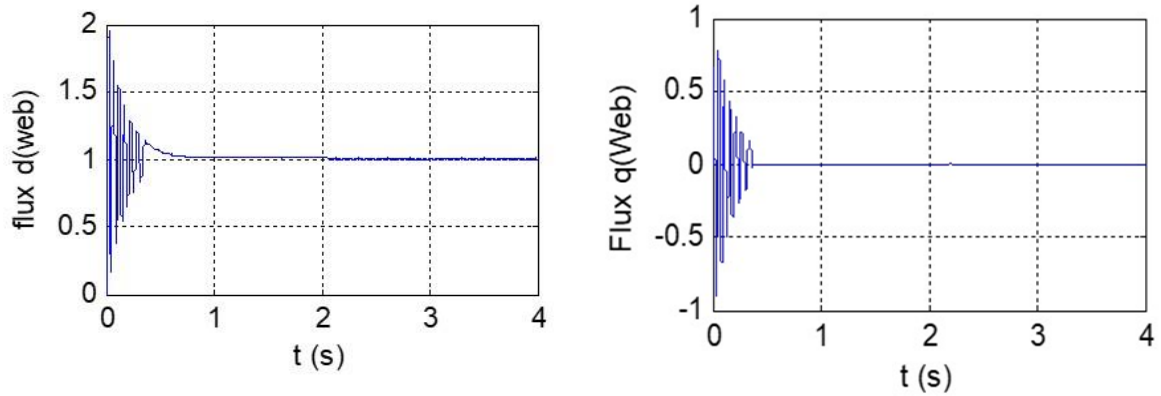
On remarque qu'à l'application du couple de charge, le couple électromagnétique compense instantanément cette perturbation, cela induit une chute de vitesse de 297rad/s qui traduit un glissement supplémentaire correspondant au glissement nominal de la machine. Même constatation pour les flux  $phisq1$ ,  $phisq2$  et les flux rotorique, par contre ces composantes  $phir d$ ,  $phir q$  augmentent, de même pour les flux  $phisd1$  et  $phisd2$  et les courants de phase  $isa1$ ,  $isa2$ .



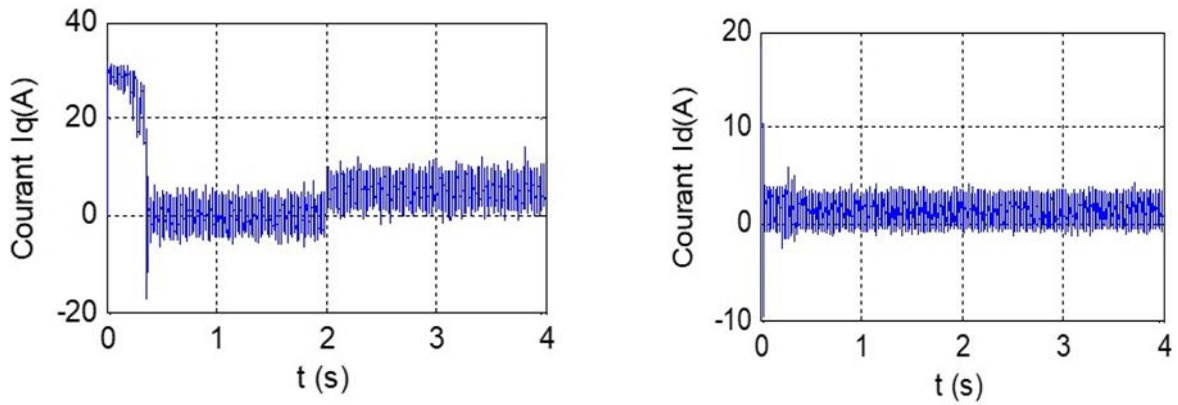
**Figure (I.8)** vitesse et le couple



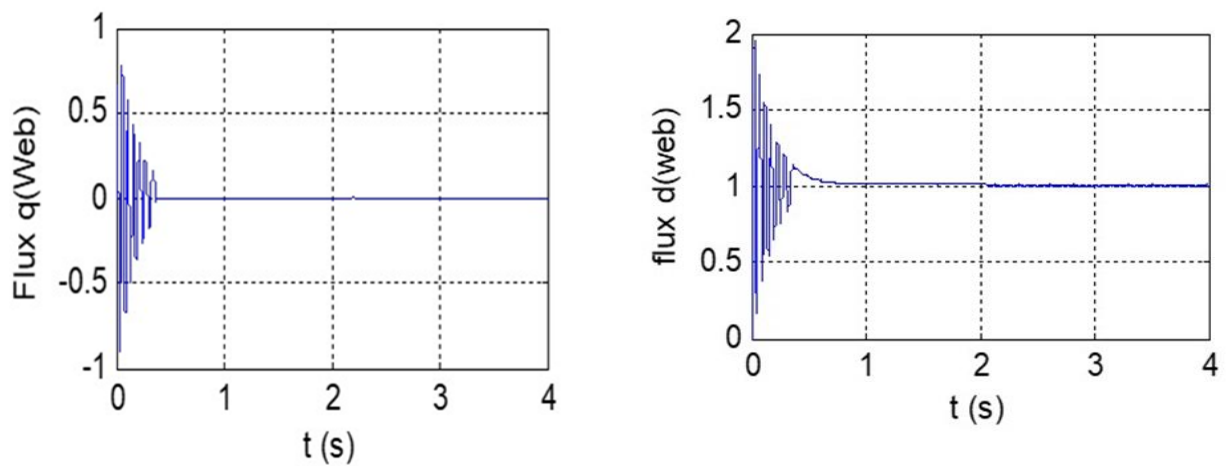
**Figure (I.9)** : les composantes du flux du stator 1



**Figure (I.10) :** les composantes du flux du stator 2



**Figure (I.11) :** Courants du stator 1 et 2



**Figure (I.12) :** les composantes du flux du rotor

**I.13. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone double étoile en mode moteur. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ainsi, nous avons utilisé la transformation de Park et le système d'équation d'état de la machine

**Chapitre II : Commande  
Vectorielle de  
La Machine Asynchrone  
Double Etoile**

### **II.1. Introduction**

Les machines asynchrones, utilisées en asservissement de vitesse dans les applications industrielles subissent actuellement un développement spectaculaire, au détriment des moteurs à courant continu, qui sont moins performants en terme du couple et notamment beaucoup plus onéreux du point de vue construction et entretien. (7)

L'un des problèmes de la MASDE réside dans la stabilité en boucle ouverte, par conséquent, sans le recours au contrôle strict de la position relative entre, le risque d'instabilité et le décrochage devient imminent. Pour solutionner ce problème, plusieurs stratégies ont été proposées, parmi elles établies sur le principe conventionnel de la commande vectorielle à flux orienté

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur. Séparer et contrôler le débit et le couple pour être facilement contrôlés indépendamment au moyen d'une machine à courant continu offre un avantage majeur (8)

### **II.2. Objectif de la commande vectorielle:**

La commande vectorielle de la machine asynchrone a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. En effet dans cette dernière le découplage entre le flux et le couple est naturellement réalisé. Ainsi, pour arriver à des situations de commande similaire à celles de la machine à courant continu, il faut, par un système de commande extérieur à la MAS, réaliser un découplage du flux et du couple, ce évitera l'interférence des transitoires du flux avec ceux du couple. Cela réalise aujourd'hui par la commande vectorielle à flux orienté ou par champ orienté (de l'anglais, Field Oriented Control ou FOC)(11)

### **II.3. Historique:**

La commande vectorielle a été proposée en 1971 par Blache. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple en orientant le flux selon l'axe direct du repère choisi. Cette méthode fait deux choix, le premier concerne les variables d'états, le second le choix du repère. Cela permet d'avoir une structure de commande découplée. (12)(5) (9) (10) (11)

#### II.4. Le principe de la MASDE:

La MASDE consiste à former chaque alternance de la tension de sortie de l'onduleur par un ensemble d'impulsions sous forme de créneaux rectangulaires de largeurs modulées de telle sorte à rapprocher cette tension vers la sinusoïde. En effet, la MASDE permet de reconstituer ces tensions (ou courants) à partir d'une source à fréquence et à tension fixe (en général une tension continue(15)). Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement (16). Le principe de la MASDE sinus-triangle repose sur la comparaison entre un signal triangulaire de haute fréquence appelé la modulante et un signal de référence appelé la porteuse. La valeur du rapport de fréquence entre la porteuse et la modulante procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur(15) (12).

#### II.5. Principe de la commande à flux orienté :

Commande dirigée par flux C'est l'une des méthodes de commande appliquées aux machines électriques. Le mode de fonctionnement souhaité peut être obtenu en positionnant. Ils

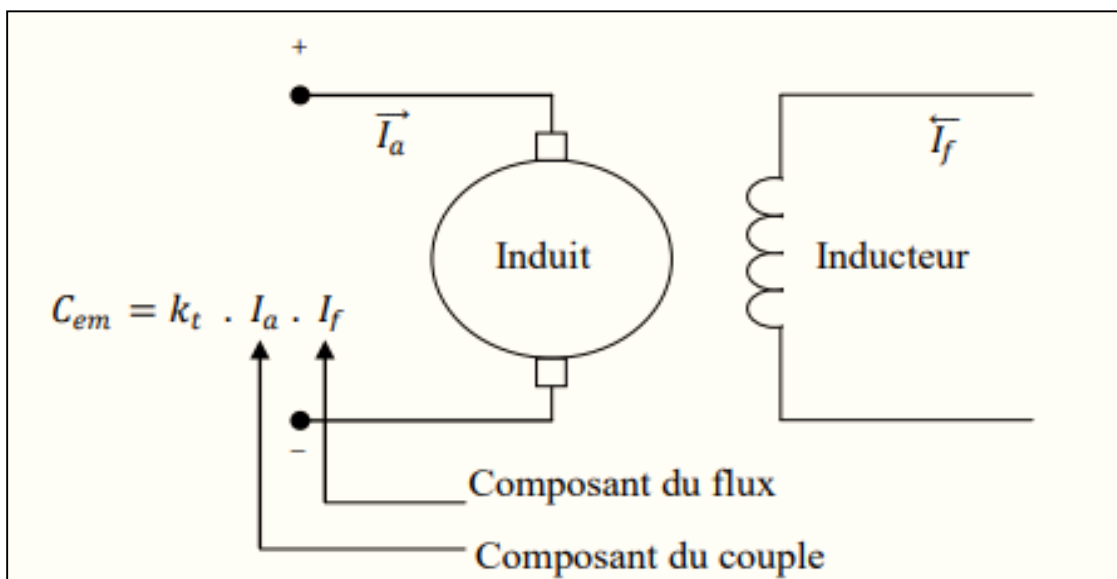
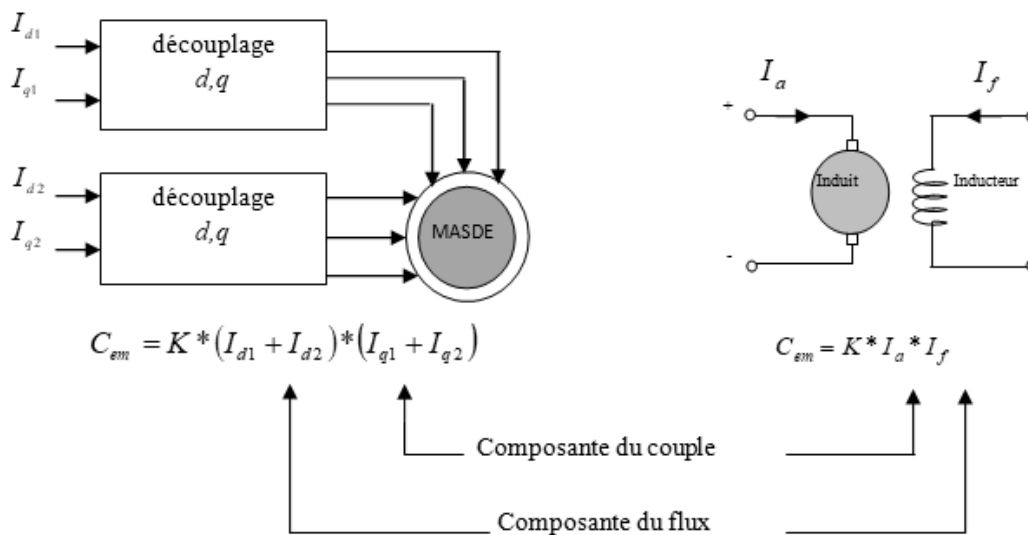


Figure (II.1): Principe de la commande à flux orienté

optimisent les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. oh elle Il permet d'assimiler le comportement d'une machine asynchrone au comportement d'un courant continu, où le couple électromagnétique est proportionnel au courant d'induit (5)(11)

D'après la source d'énergies et l'orientation du vépere , ondistingue, quel que taupe. De contrôle dons la MASDE

- ✚ Commande en tension
- ✚ Commande en courant
- ✚ Le flux protonique
- ✚ Le flux satirique
- ✚ Le flux d'entrefer. Ainsi suivant la détermination de la position du flux:
- ✚ Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase).
- ✚ Indirecte par contrôle de la fréquence du glissement



**Figure (II.2):** Analogie entre la MCC et MASDE commandée par flux orienté

**II.6. Modèle de la MASDE avec orientation du flux satirique :**

Commande dirigée par flux C'est l'une des méthodes de commande appliquées aux machines électriques. Le mode de fonctionnement souhaité peut être obtenu en positionnant. Ils optimisent les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. oh elle Il permet d'assimiler le comportement d'une machine asynchrone au comportement d'un courant continu, où le couple électromagnétique est proportionnel au courant d'induit (5)(11)

Orientation du flux protonique :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \tag{II.1}$$

$$\text{Orientation du flux satirique : } \begin{cases} \Phi_{ds} = \Phi_s \\ \Phi_{qs} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

$$\text{Orientation du flux magnétisant : } \begin{cases} \Phi_{dm} = \Phi_m \\ \Phi_{qm} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

### Modèle de la MASDE :

En partant du système du premier chapitre et on posant  $\Phi_{rd} = \Phi_r$  et  $\Phi_{rq} = 0$ , on trouve:

$$\begin{cases} V_{d1} = R_s I_{d1} + \frac{d\Phi_{d1}}{dt} - \omega_s \Phi_{q1} \\ V_{q1} = R_s I_{q1} + \frac{d\Phi_{q1}}{dt} + \omega_s \Phi_{d1} \\ V_{d2} = R_s I_{d2} + \frac{d\Phi_{d2}}{dt} - \omega_s \Phi_{q2} \\ V_{q2} = R_s I_{q2} + \frac{d\Phi_{q2}}{dt} + \omega_s \Phi_{d2} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_r}{dt} \\ 0 = R_r I_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_r \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$\begin{cases} \Phi_{d1} = L_1 I_{d1} + L_m (I_{d1} + I_{d2} + I_{dr}) \\ \Phi_{q1} = L_1 I_{q2} + L_m (I_{q1} + I_{q2} + I_{qr}) \\ \Phi_{d2} = L_2 I_{d2} + L_m (I_{d1} + I_{d2} + I_{dr}) \\ \Phi_{q2} = L_2 I_{q2} + L_m (I_{q1} + I_{q2} + I_{qr}) \\ \Phi_r = L_r I_{dr} + L_m (I_{d1} + I_{d2} + I_{dr}) \\ 0 = L_r I_{qr} + L_m (I_{q1} + I_{q2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
\Phi_{d1} = \left( L_1 + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) I_{d1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} I_{d2} + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \Phi_r \\
\Phi_{d2} = \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} I_{d1} + \left( L_1 + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) I_{d2} + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \Phi_r \\
\varphi_{sq1} = \left( L_1 + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} \right) I_{q1} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} I_{q2} \\
\varphi_{sq2} = \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} I_{q1} + \left( L_{s1} + \frac{L_m \cdot L_r}{L_m + L_r} \right) I_{q2} \\
I_{dr} = \frac{\Phi_r - L_m (I_{d1} + I_{d2})}{(L_r + L_m)} \\
I_{qr} = \frac{-L_m (I_{q1} + I_{q2})}{(L_r + L_m)}
\end{array} \right. \quad (\text{II.6})$$

En remplaçant dans le système on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l}
V_{d1} = R_s I_{d1} + (L_1 + d) \frac{dI_{d1}}{dt} + d \frac{dI_{d2}}{dt} + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s [(L_1 + d) I_{q1} + d I_{q2}] \\
V_{q1} = R_s I_{q1} + (L_1 + d) \frac{dI_{q1}}{dt} + d \frac{dI_{q2}}{dt} + \omega_s [(L_1 + d) I_{d1} + d I_{d2}] + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \Phi_r \\
V_{d2} = R_s I_{d2} + d \frac{dI_{d1}}{dt} + (L_2 + d) \frac{dI_{d2}}{dt} + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s [d I_{q1} + (L_2 + d) I_{q2}] \\
V_{q2} = R_s I_{q2} + d \frac{dI_{q1}}{dt} + (L_1 + d) \frac{dI_{q2}}{dt} + \omega_s [(L_2 + d) I_{d2} + d I_{d1}] + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \Phi_r \\
\frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{R_r \cdot L_m}{(L_r + L_m)} (I_{d1} + I_{d2}) - \frac{R_r}{(L_r + L_m)} \Phi_r \\
(\omega_s - \omega_r) = \frac{R_r \cdot L_m}{(L_r + L_m)} \frac{(I_{q1} + I_{q2})}{\Phi_r}
\end{array} \right. \quad (\text{II.7})$$

Equation du mouvement :

$$\left\{ \begin{array}{l}
J \frac{d}{dt} \omega_r = C_{em} - C_r - K_f \omega_r \\
C_{em} = \frac{L_m}{L_r + L_m} (\Phi_r (I_{q1} + I_{q2}))
\end{array} \right. \quad (\text{II.8})$$

Les équations montrent qu'on peut agir indépendamment sur le flux rétorque  $\Phi_r$  et le couple électromagnétique  $C_{em}$  par l'intermédiaire respectivement des composantes  $I_{d1} + I_{d2}$  et  $I_{q1} + I_{q2}$  des courants statorique. Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux  $\Phi_r$  est maintenu à sa valeur nominale. Par contre les équations des tensions  $(V_{d1} \ V_{d2} \ V_{q1} \ V_{q2})$  montrent un découplage indésirable, ce qui nécessite l'utilisation d'un circuit de découplage lors de l'implantation de la commande.

**Remarque :**

Le flux rétorque  $\Phi_r$  est maintenu constant à sa valeur nominale  $\Phi_{rN}$  car on a pour des vitesses rétorques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine.

En tenant compte que  $\Phi_r$  est maintenu constant à sa valeur nominale  $\Phi_{rN}$  et à partir des systèmes on aura :

$$\begin{cases} I_{d1} = \frac{\Phi_r}{L_m} - \left( \frac{L_r + L_m}{L_m} \right) \cdot I_{dr} - I_{d2} \\ I_{d2} = \frac{\Phi_r}{L_m} - \left( \frac{L_r + L_m}{L_m} \right) \cdot I_{dr} - I_{d1} \\ I_{q1} = - \left( \frac{L_r + L_m}{L_m} \right) \cdot I_{qr} - I_{q2} \\ I_{q2} = - \left( \frac{L_r + L_m}{L_m} \right) \cdot I_{qr} - I_{q1} \\ I_{dr} = \frac{1}{R_r} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_r \\ I_{qr} = - \frac{(\omega_s - \omega_r)}{R_r} \Phi_r \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

En dérivant ce système d'équation par rapport au temps on aura :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{d1} = \frac{\Phi_r}{L_m} - \left( \frac{L_r + L_m}{L_m} \right) \cdot \frac{d}{dt} I_{dr} - \frac{d}{dt} I_{d2} \\ \frac{d}{dt} I_{d2} = \frac{\Phi_r}{L_m} - \left( \frac{L_r + L_m}{L_m} \right) \cdot \frac{d}{dt} I_{dr} - \frac{d}{dt} I_{d1} \\ \frac{d}{dt} I_{q1} = - \left( \frac{L_r + L_m}{L_m} \right) \cdot \frac{d}{dt} I_{qr} - \frac{d}{dt} I_{q2} \\ \frac{d}{dt} I_{q2} = - \left( \frac{L_r + L_m}{L_m} \right) \cdot \frac{d}{dt} I_{qr} - \frac{d}{dt} I_{q1} \\ \frac{d}{dt} I_{dr} = \frac{1}{R_r} \cdot \frac{d^2}{dt^2} \Phi_r \\ \frac{d}{dt} I_{qr} = - \frac{(\omega_s - \omega_r)}{R_r} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_r \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Au régime établi nous avons :  $\frac{d}{dt}\Phi_r = 0$  et  $\frac{d^2}{dt^2}\Phi_r = 0$  car  $\Phi_r = \Phi_m$  alors le système devient

## II.7. Différentes méthodes d'orientation du flux

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer

Le principe de la commande vectorielle nécessite la connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et de la faire coïncider avec l'axe direct « d » tournant à la même vitesse synchrone. Le principe de la commande vectorielle nécessite la connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et de la faire coïncider avec l'axe direct « d » tournant à la même vitesse synchrone. Pour y parvenir

### II.7.1. Commande directe:

la position du flux à orienter est mesurée électriquement en utilisant un capteur physique de flux ou un modèle dynamique de flux. Afin d'accéder au flux rétorque  $\Phi_r$ , deux procédés sont utilisés :

- ✚ La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteurs, leurs inconvénients principaux résident dans le fait que ces capteurs du flux sont très fragiles et sensibles aux variations de température.
- ✚ L'estimation de flux à l'aide de modèles mathématiques. Le principe de cette méthode consiste à estimer la position du flux en se basant sur les équations qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone avec la commande vectorielle.

### II.7.2. Commande indirecte:

Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rétorque mais seulement sa position. Elle élimine le besoin d'un capteur ou d'un estimateur ou d'un observateur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse. La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de commande.

L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence  $C_{em}^*$  et du flux protonique de référence  $\Phi_r^*$ . La méthode de commande indirecte se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux n'est nécessaire, le contrôle vectoriel est alors simplifié.

### II.7.3. Découpage entrée sortie:

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découpage.

### II.7.4. Découpage par compensation :

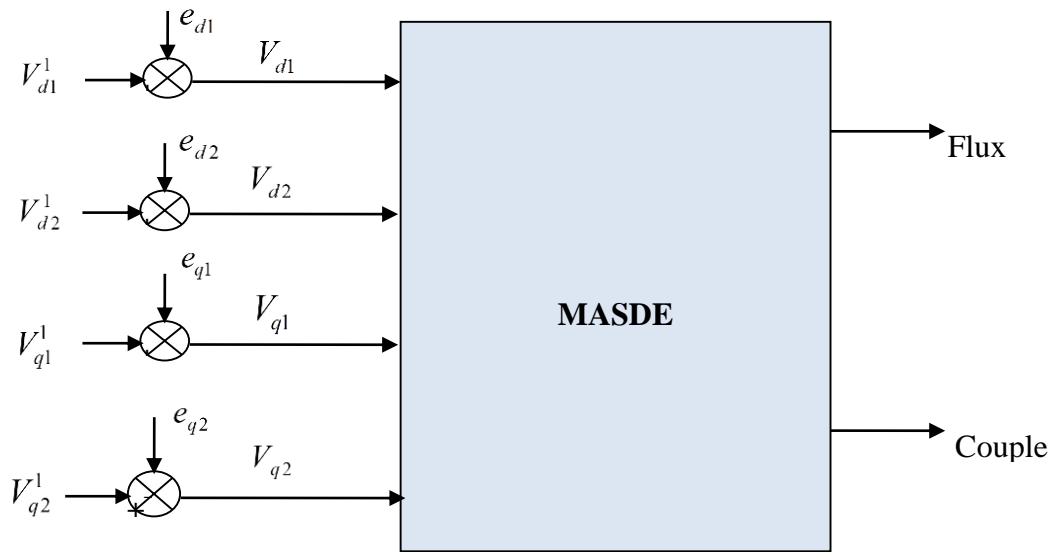
Définissons quatre nouvelles variables de commande  $V_{d1}^1$   $V_{q1}^1$   $V_{d2}^1$   $V_{q2}^1$  telles que:

$$\begin{cases} V_{d1}^* = V_{d1}^1 - e_{d1} \\ V_{q1}^* = V_{q1}^1 - e_{q1} \\ V_{d2}^* = V_{d2}^1 - e_{d2} \\ V_{q2}^* = V_{q2}^1 - e_{q2} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

**Avec :**

$$\begin{cases} e_{d1} = -\omega_s [(L_s + d)I_{q1} + d.I_{q2}] \\ e_{d1} = \omega_s \left[ (L_s + d)I_{d1} + d.I_{d2} + \left( \frac{L_m}{L_r + L_m} \right) \Phi_r \right] \\ e_{d2} = -\omega_s [d.I_{q1} + (L_s + d)I_{q2}] \\ e_{d1} = \omega_s \left[ d.I_{d1} + (L_s + d)I_{d2} + \left( \frac{L_m}{L_r + L_m} \right) \Phi_r \right] \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

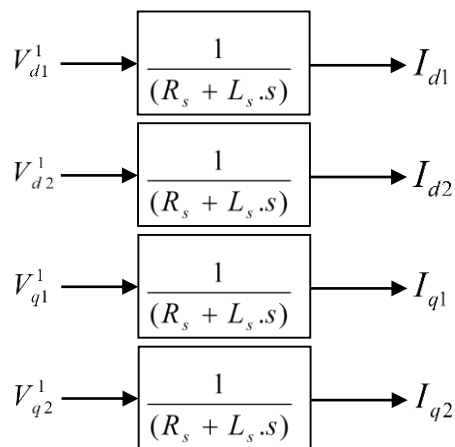
Les tensions  $(V_{q1}^* \ V_{d1}^* \ V_{q2}^* \ V_{d2}^*)$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $(V_{d1}^1 \ V_{q1}^1 \ V_{d2}^1 \ V_{q2}^1)$ . Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel :



**Figure (II.3):** Reconstitutions des tensions  $V_{d1}, V_{d2}, V_{q1}$  et  $V_{q2}$

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel Les actions sur les axes  $d$  et  $q$  sont découplées:

$$\begin{cases} V_{d1}^1 = R_s I_{d1}^* + L_s \frac{dI_{d1}^*}{dt} \\ V_{q1}^1 = R_s I_{q1}^* + L_s \frac{dI_{q1}^*}{dt} \\ V_{d2}^1 = R_s I_{d2}^* + L_s \frac{dI_{d2}^*}{dt} \\ V_{q2}^1 = R_s I_{q2}^* + L_s \frac{dI_{q2}^*}{dt} \end{cases} \quad (II.13)$$



**Figure (II.4):** Commande découplé – expression de  $I_{d1}, I_{d2}, I_{q1}$  et  $I_{q2}$

Les deux enroulements statoriques sont identiques, donc les puissances fournies par les deux systèmes d'enroulements sont égales d'où :

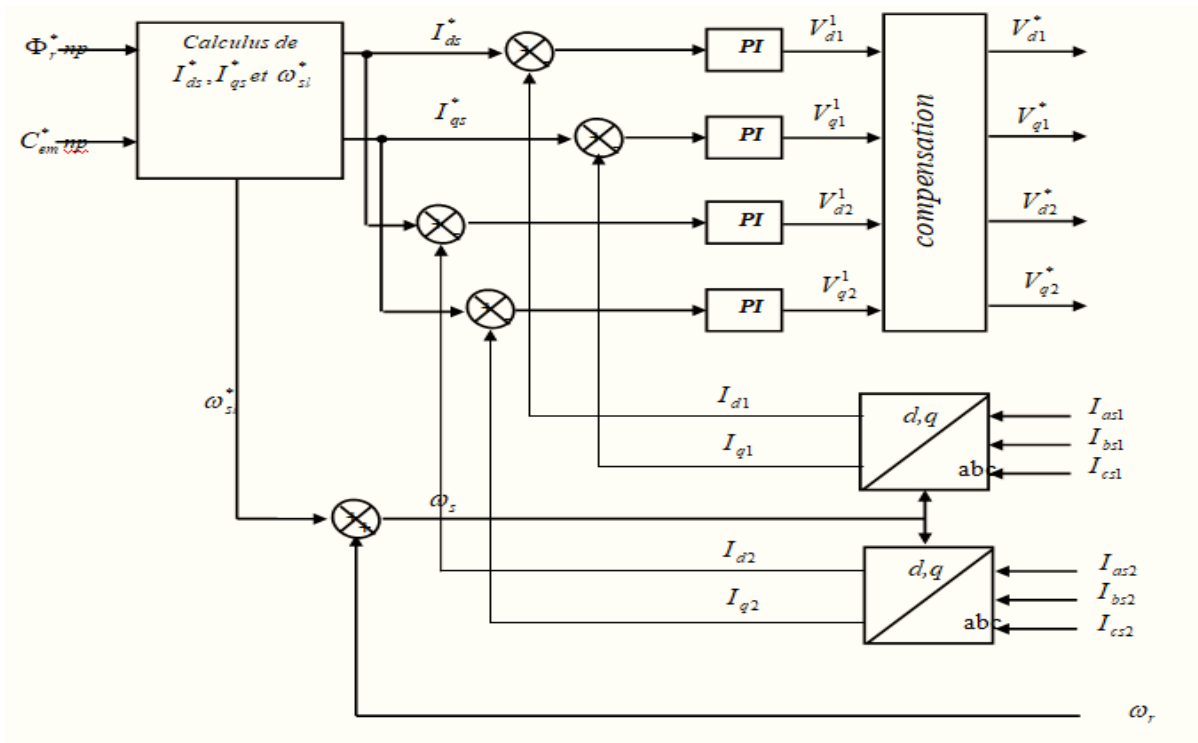
$$\begin{cases} I_{d1}^* = I_{d2}^* = \frac{I_{sd}^*}{2} \\ I_{q1}^* = I_{q2}^* = \frac{I_{sq}^*}{2} \end{cases} \quad (II.14)$$

Dons :

$$\begin{aligned} I_{d1}^* = I_{d2}^* &= \frac{I_{sd1}^*}{2} = \frac{1+T_r \cdot s}{2 \cdot L_m} \\ I_{q1}^* = I_{q2}^* &= \frac{I_{sq}^*}{2} = \frac{L_m + L_r}{2 \cdot L_m \cdot \Phi_r^*} C_{em}^* \end{aligned} \quad (II.15)$$

Avec :

$$s = \frac{d}{dt} \text{ et } T_r = \frac{L_m + L_r}{R_r} \quad (II.16)$$



**Figure (II.5):**Schéma bloc de la structure de commande par orientation du flux rétorque de la MASDE alimentée en tension sans (réglage de vitesse)

### II.8. Commande à orientation du flux protonique Schéma bloc

Le schéma bloc de commande vectorielle avec orientation du flux rétorque est représenté par la figure 2.4.

#### Calculs des régulateurs :

Nous avons vu que le découplage entre les axes d et q nous permet d'étudier séparément les boucles de régulation du flux et du couple

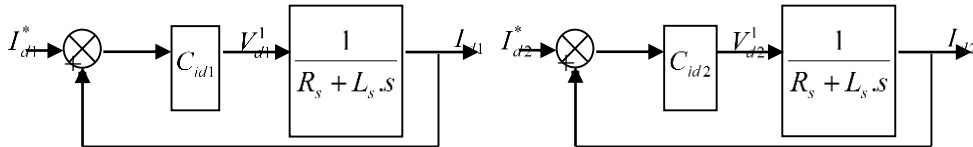
#### II.8.1. Réglage en cascade du flux rétorque :

Réglage de la boucle interne des courant isd1 et isd2 :

$$\begin{cases} V_{d1}^1 = (R_s + L_s \cdot s) I_{d1} \\ V_{d2}^1 = (R_s + L_s \cdot s) I_{d2} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

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

Les boucles de régulation des courants isd1 et isd2 sont représenté par la figure 2.5



**Figure (II.6):** 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 :

$$\begin{aligned} C_{id1} &= k_{pd1} + \frac{k_{id1}}{s} \\ C_{id2} &= k_{pd2} + \frac{k_{id2}}{s} \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{d1}^1 = \left( k_{pd1} + \frac{k_{id1}}{s} \right) (I_{d1}^* - I_{d1}) \\ V_{d2}^1 = \left( k_{pd1} + \frac{k_{id1}}{s} \right) (I_{d2}^* - I_{d2}) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Les fonctions de transfert en boucle fermée sont :

$$\begin{cases} \frac{I_{d1}}{I_{d1}^*} = \frac{\frac{k_{pd1} \cdot s + k_{id1}}{L_s}}{s^2 + \frac{R_s + k_{pd1}}{L_s} \cdot s + \frac{k_{id1}}{L_s}} \\ \frac{I_{d2}}{I_{d2}^*} = \frac{\frac{k_{pd2} \cdot s + k_{id2}}{L_s}}{s^2 + \frac{R_s + k_{pd2}}{L_s} \cdot s + \frac{k_{id2}}{L_s}} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Les polynômes caractéristiques pour les boucles de régulation sont :

$$\begin{cases} P1(s) = s^2 + \frac{R_s + k_{pd1}}{L_s} \cdot s + \frac{k_{id1}}{L_s} = 0 \\ P2(s) = s^2 + \frac{R_s + k_{pd2}}{L_s} \cdot s + \frac{k_{id2}}{L_s} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

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

$$P(s) = s^2 + 2 \cdot \rho \cdot s + 2 \cdot \rho^2 = 0 \quad (\text{II.23})$$

Par identification terme à terme des équations, on aura :

$$\begin{aligned} k_{pd1} &= 2 \cdot \rho \cdot L_s - R_s \\ k_{id1} &= 2 \cdot \rho^2 \cdot L_s \end{aligned} \quad (\text{II.24})$$

$$\begin{aligned} k_{pd2} &= 2 \cdot \rho \cdot L_s - R_s \\ k_{id2} &= 2 \cdot \rho^2 \cdot L_s \end{aligned} \quad (\text{II.25})$$

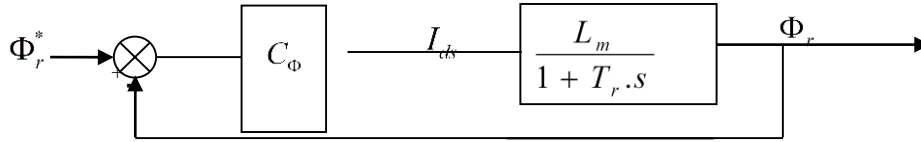
### II.8.2. Réglage de la boucle externe du flux :

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 on a :

$$\Phi_r = \frac{L_m}{1 + T_r \cdot s} \cdot I_{ds} \quad (\text{II.26})$$

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



**Figure (II.7):** Schéma fonctionnel de régulation du flux  $\Phi$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} = \frac{(k_{p\Phi} \cdot s + k_{i\Phi}) \frac{L_m}{T_r}}{s^2 + \frac{1}{T_r} (1 + L_m \cdot k_{p\Phi}) s + \frac{L_m \cdot k_{p\Phi}}{T_r}} \quad (\text{II.27})$$

L'équation caractéristique en boucle fermée est donnée par:

$$P(s) = s^2 + \frac{1}{T_r} (1 + L_m \cdot k_{p\Phi}) s + \frac{L_m \cdot k_{p\Phi}}{T_r} = 0 \quad (\text{II.28})$$

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

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

$$P(s) = s^2 + 2 \cdot \rho \cdot s + 2 \cdot \rho^2 = 0 \quad (\text{II.29})$$

Par identification, on trouve :

$$\begin{cases} k_{i\Phi} = 2 \cdot \frac{T_r}{L_m} \cdot \rho^2 \\ k_{p\Phi} = \frac{1}{L_m} (2 \cdot T_r \cdot \rho - 1) \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

#### 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  $I_{q1}$  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  $I_{d2}$ .

### II.8.3. Réglage de la boucle externe de la vitesse :

#### 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.

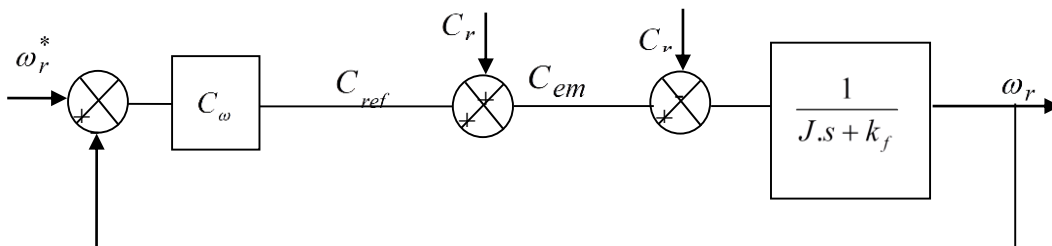
D'après l'équation mécanique de la machine asynchrone à double étoile, on a :

$$\omega_r = \frac{C_{ref}}{J.s + k_f} = \frac{C_{em} - C_r}{J.s + k_f} \quad (\text{II.31})$$

La chaîne de régulation de vitesse peut être représenté par le schéma fonctionnel suivant :

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

$$C_{\omega} = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} \quad (\text{II.32})$$



**Figure (II.8):** Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse  $\omega_r$ .

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



charge sont présentés en premier lieu. Le deuxième test est l'inversion de sens de rotation et on finalise par un test de robustesse

**Essais 01:** démarrage à vide avec l'introduction d'un couple de charge sont

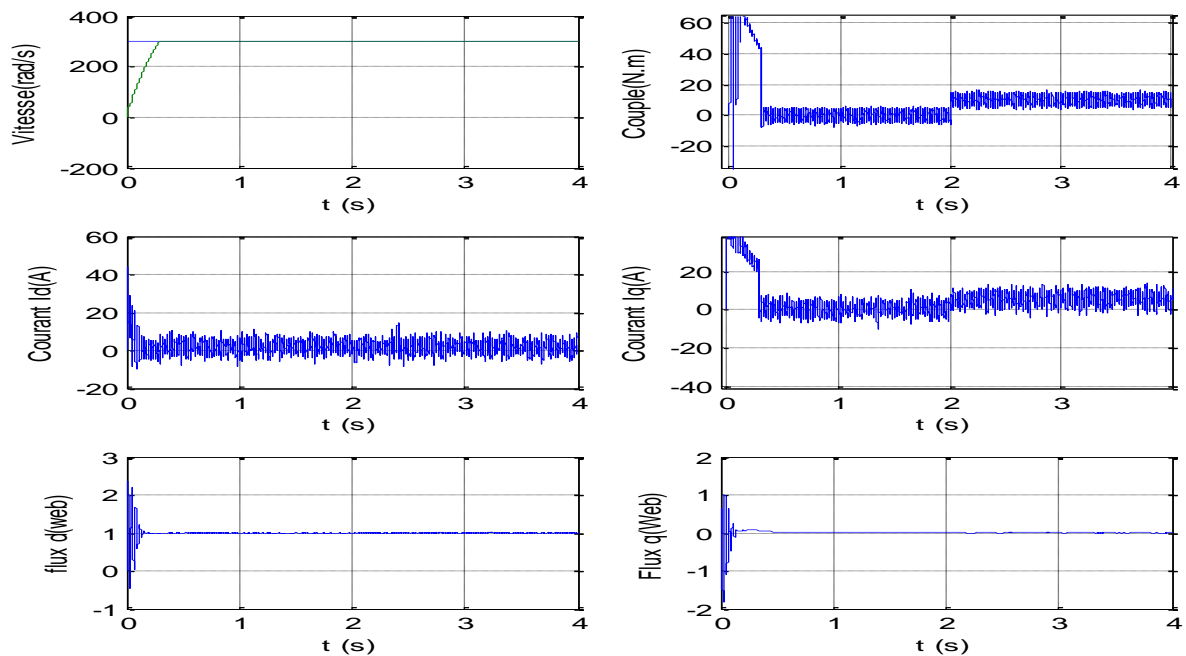


Figure (II.10): Résultats de simulation démarrage à vide de la MASDE

**Essais 02:** Inversion De Sens De Rotation

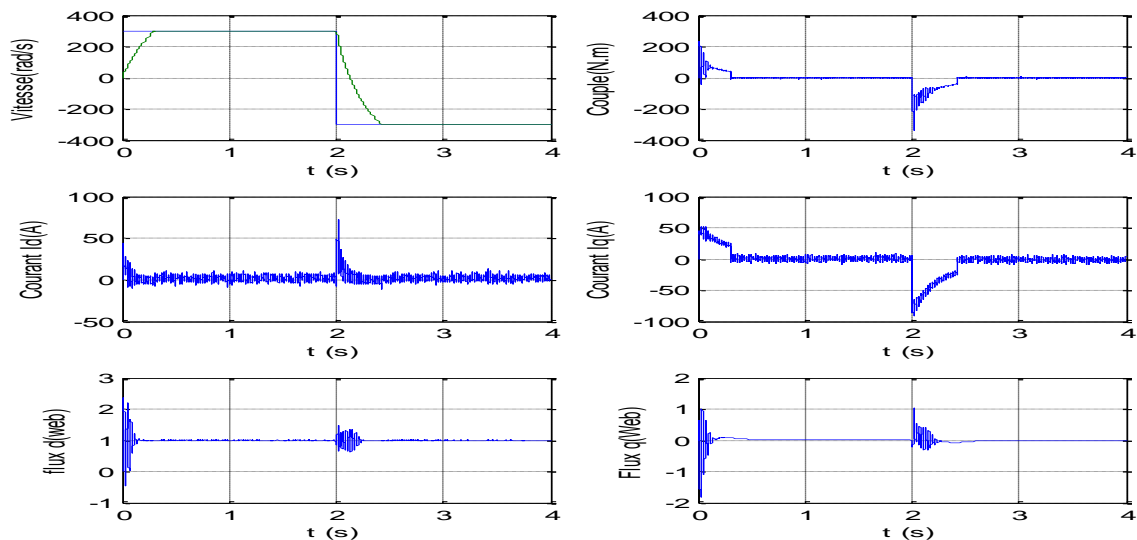
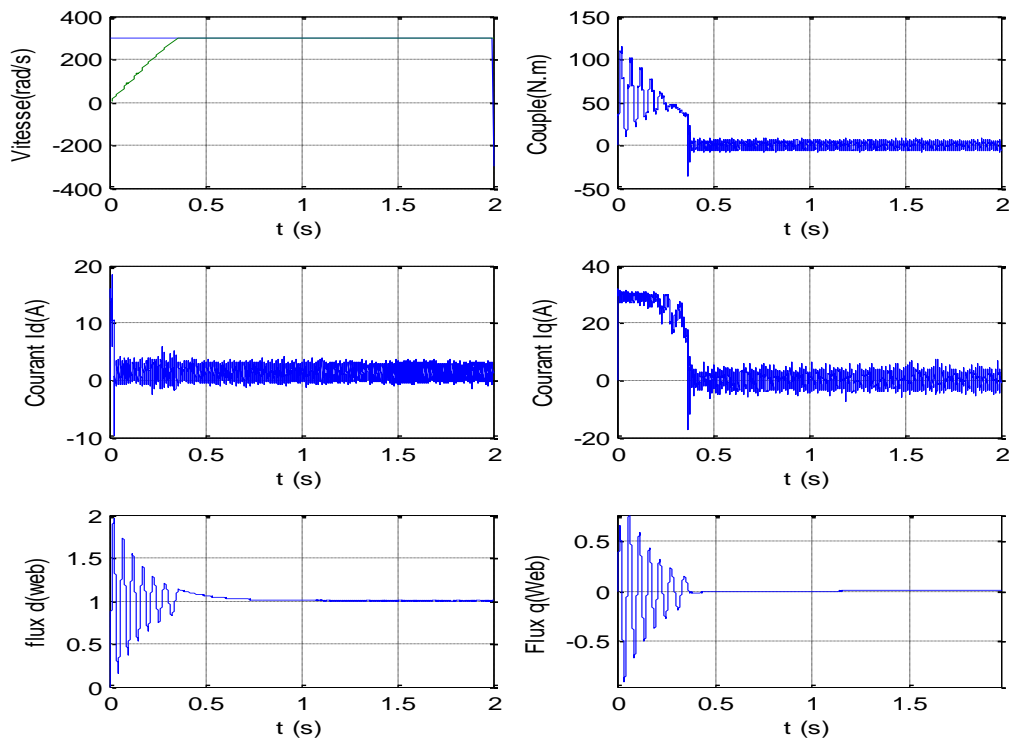


Figure (II.11): résultats de simulation de inversion sens de rotation

Test De Robustesse Au Variation Des Paramètres  $R_r=3*R_r$  :



**Figure (II.12):** résultats de simulation de robustesse au variation de la résistance du rotor

### Interprétation:

Dans le cas du fonctionnement à vitesse constante, la référence est de 300 (rad/s), **Figure (II.12)** elle nous montre que la vitesse augmente progressivement jusqu'à atteindre sa valeur de référence et, elle suit cette valeur même après introduction du couple de charge à  $t=2s$ . le rejet turbulent est instantané et le flux de l'axe d égale a la valeur nominale et sur l'axe q est nul, principe de la commande vectorielle. le courant  $I_q$  est l'image du couple et  $I_d$  est l'image du flux.

La précision des paramètres des machines sont souvent liées d'une part aux techniques d'identification utilisées et leurs exactitude et d'autre part par à l'état d'exploitation (température, charge, saturation de circuits magnétiques, (etc.)). dans notre cas , la commande est perturbé par cette variation des paramètres.

**II.10. 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 rétorque nous a permis de justifier la non robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

Afin d'améliorer encore les performances de la machine asynchrone, la commande par mode de glissement qui est une technique de commande à structures variables, sera introduite au prochain chapitre comme une éventuelle solution à cet inconvénient.

**Chapitre *III*: commande  
par mode glissant d'un  
MASDE**

### III.1. Introduction :

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commandes robustes. Ces techniques évoluent avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Nous pouvons citer à titre d'exemple la commande floue, la commande adaptative, la commande par mode de glissement...etc. La commande par mode glissant connu un grand succès ces dernières années dans le domaine du contrôle des machines électrique particulièrement dans les générateurs éolien comme dans les références (14), (15), (16), (17), (18) Dans ce chapitre nous avons adopté la commande par mode glissant appliqué sur la commande d'un moteur asynchrone double étoile.

#### III.1.1. Conception de la commande par mode glissant

La conception de cette commande peut est résumé en trois étapes principales:

- ✚ Le choix des surfaces.
- ✚ L'établissement des conditions l'existence et de convergence
- ✚ La détermination de la loi de commande.

#### III.1.2. Choix de la surface de glissement

(20), (21), (19):

Considérons le système non linéaire défini par les équations suivantes :

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = A.X + B.U \quad (\text{III.1})$$

Le procédé le plus judicieux et le plus simple consiste à choisir une surface de commutation égale au vecteur erreur du vecteur d'état , ainsi le nombre des surfaces de glissement est choisi égal à la dimension du vecteur de commande.

Où :  $X(t)$  est le vecteur d'état,  $U(t)$  est le vecteur de commande.

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Dans la littérature on trouve plusieurs formes de la surface de glissement ont été adoptés

La surface la plus utilisée pour garantir la convergence de l'état vers sa référence est définie par :

$$s(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} (x_{ref} - x) \quad (\text{III.2})$$

Où :

$r$  : est le degré relatif au nombre qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande

$\lambda$  : est une constante positive.

### III.1.3. Conditions de convergence

(20):

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions(24):

#### ✚ Approche directe

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin .Elle est donnée sous la forme

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (\text{III.3})$$

#### ✚ Approche de Lyapunov

L'approche de Lyapunov qui est une condition globale d'accès au mode glissant. Il s'agit de choisir une fonction scalaire positive appelée fonction de Lyapunov qui peut être donnée par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.4})$$

L'idée est de choisir cette fonction pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et de concevoir une commande  $U$  telle que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. La dérivée de la fonction  $V(x)$  donne :

$$V(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.5})$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître et converger vers zéro (pour garantir l'existence du mode de glissant), il suffit d'assurer que :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$$

#### III.1.4. Synthèse des lois de commande du mode glissant

Afin d'assurer l'attractivité et l'invariance de la surface de glissement, on doit définir une loi de commande sous la forme suivante :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.6})$$

Telle que  $U_{eq}$  est la commande équivalente définie par Utkin. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement. La commande équivalente est exprimée, en considérant que la dérivée de la surface est nulle c'est à dire  $\dot{S}(x) = 0$ .

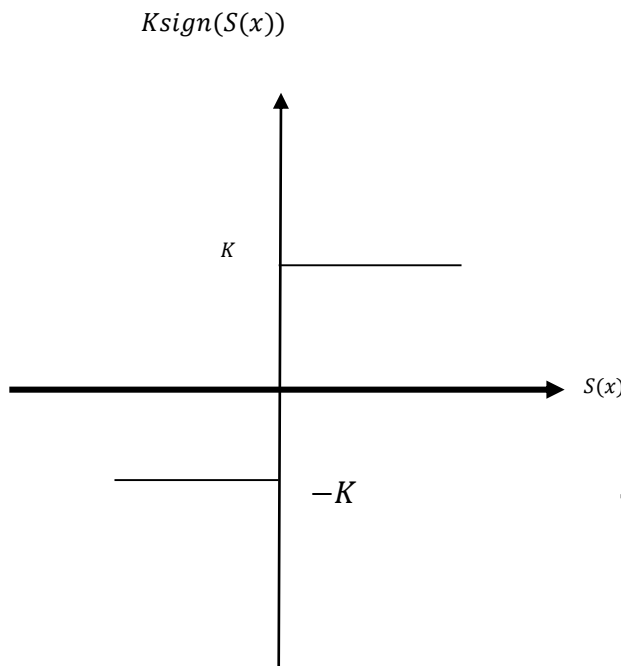
Le partie équivalente c'est le moyenne de la commande lors de la commutation rapide entre ces deux valeurs  $U_{max}$  et  $U_{min}$ .

$U_n$  est la commande discrète qui est déterminée afin de vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système quand le système défini par l'équation (III.1)

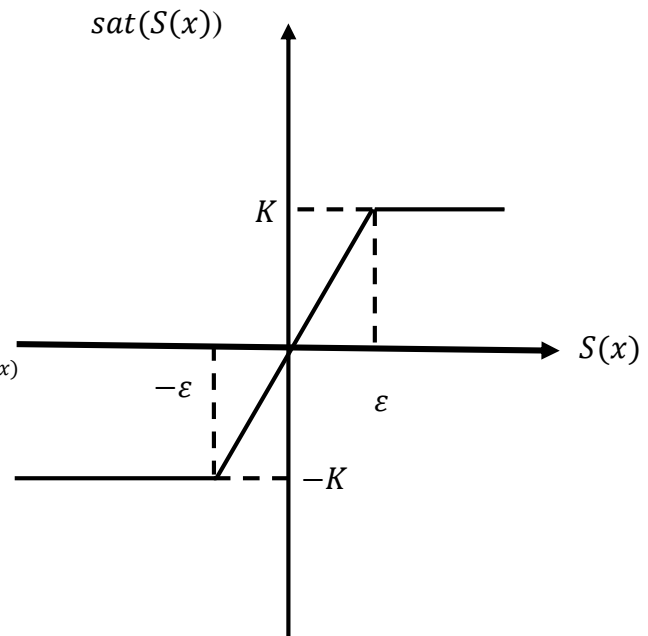
Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante :

$$U_n = K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.11})$$

La figue suivante représente la fonction de la commande discrète de type relais (20)



**Figure (III.1) :** Fonction *sign*



**Figure (III.2) :** Fonction *K sat*.

Le principal inconvénient de la commande de type relais réside dans le phénomène bien connu de "chattering". En régime permanent, ce dernier apparaît comme une oscillation de haute fréquence autour du point d'équilibre, à cause de la nature très discontinue de la fonction signe. L'une des solutions envisagées consiste à introduire une bande d'arrêt autour de la surface de commutation. Pour ce faire, il suffit de substituer une fonction de saturation voir figure.III.2

### III.2. Application de la commande par mode de glissement au MASDE

L'application de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant sur la MASDE est illustrée par la figure (Fig.III.3).

### III.2.1. Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant

A partir du chapitre de la commande vectorielle, on tire le système d'équations d'états suivant

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{I}_{d1} = \frac{1}{L_1} (V_{d1} - R_1 I_{d1} - \omega_s^* (L_1 I_{q1} + T_r \Phi_r^* \omega_{sr}^*)) \\ \dot{I}_{q1} = \frac{1}{L_1} (V_{q1} - R_1 I_{q1} - \omega_s^* (L_1 I_{d1} + \Phi_r^*)) \\ \dot{I}_{d2} = \frac{1}{L_2} (V_{d2} - R_2 I_{d2} - \omega_s^* (L_2 I_{q2} + T_r \Phi_r^* \omega_{sr}^*)) \\ \dot{I}_{q2} = \frac{1}{L_2} (V_{q2} - R_2 I_{q2} - \omega_s^* (L_2 I_{d2} + \Phi_r^*)) \\ \dot{\Omega} = \frac{1}{J} \left( P \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{q1} + I_{q2}) \Phi_r^* - f \Omega - C_r \right) \\ \dot{\Phi}_r = -\frac{R_r}{L_m + L_r} \Phi_r + \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (I_{d1} + I_{d2}) \end{array} \right. \quad (\text{III.12})$$

### III.2.2. Surface de régulation de la vitesse

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif  $r = 1$  est de la forme suivante :

$$S(\omega_r) = \left( \omega_r^* - \omega_r \right) \quad (\text{III.13})$$

On a :  $\Omega = \omega_r / P$

L'équation numéro (5) du système d'équation (III.12) devient :

$$\omega_r = \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{q1} + I_{q2}) \Phi_r^* - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r \quad (\text{III.14})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$S(\dot{\omega}_r) = \left( \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \right) \quad (\text{III.15})$$

En posant :

$$I_q = I_{q1} + I_{q2} \quad (\text{III.16})$$

$$S(\omega_r^*) = \omega_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} I_q \Phi_r^* + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (\text{III.17})$$

En remplaçant le courant  $I_q$  par le courant de commande  $I_q^*$

$$I_q^* = I_{qeq} + I_{qn} \quad (\text{III.18})$$

L'équation (III.17) devient :

$$S(\omega_r^*) = \omega_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} I_{qeq} \Phi_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} I_{qn} \Phi_r^* + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (\text{III.19})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\omega_r) = 0$  et par conséquent  $S(\omega_r^*) = 0$  et  $I_{qn} = 0$  d'où on tire la formule de la commande équivalente Is équivalent à partir de l'équation (III.19):

$$I_{qeq} = \frac{J}{P^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \Phi_r^*} \left[ \omega_r^* + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right] \quad (\text{III.20})$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(\omega_r) \cdot \dot{S}(\omega_r) \leq 0$  doit être vérifiée.

En remplaçant (III.20) dans (III.19), on obtient :

$$S(\omega_r^*) = - \frac{P^2}{J} \frac{L_m \Phi_r^*}{L_m + L_r} I_{qn} \quad (\text{III.21})$$

On prend :

$$I_{qn} = K_{nr} \text{sign}(S(\omega_r)) \quad (\text{III.22})$$

### III.2.3. Surface de régulation du flux rotorique

Prenant la même surface que celle de la vitesse :

$$S(\Phi_r) = \Phi_r^* - \Phi_r \quad (\text{III.23})$$

$$S\left(\dot{\Phi}_r^*\right) = \Phi_{r^*}^* - \dot{\Phi}_r^* \quad (\text{III.24})$$

En posant :  $I_{d1} + I_{d2} = I_d$  , et en substituant l'équation de  $\dot{\Phi}_r^*$  (système d'équations (III.12)) dans (III.12,24), on trouve :

$$S\left(\dot{\Phi}_r^*\right) = \Phi_{r^*}^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \Phi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} I_d \quad (\text{III.25})$$

En introduisant le courant de commande  $I_d^* = I_{deq} + I_{dn}$  dans l'équation (3.29), on aura :

$$S\left(\dot{\Phi}_r^*\right) = \Phi_{r^*}^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \Phi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} I_{deq} - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} I_{dn} \quad (\text{III.26})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\Phi_r) = 0$  et par conséquent  $S(\dot{\Phi}_r) = 0$  et  $I_{dn} = 0$  , d'où on tire la formule de la commande équivalente  $I_{deq}$  à partir de L'équation (III.26) :

$$I_{deq} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left[ \Phi_{r^*}^* + \frac{R_r \Phi_r}{L_m + L_r} \right] \quad (\text{III.27})$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(\Phi_r) \cdot S(\dot{\Phi}_r) \leq 0$  doit être vérifiée. En

Remplaçant (III.27) dans (III.26), on obtient :

$$S\left(\dot{\Phi}_r^*\right) = -\frac{R_r L_m}{L_m + L_r} I_{dn} \quad (\text{III.28})$$

On prend :

$$I_{dn} = K_{\Phi_r} \text{sign}(S(\Phi_r)) \quad (\text{III.29})$$

#### III.2.4. Surfaces de régulation des courants statoriques

On prend les surfaces suivantes :

$$\begin{cases} S(I_{d1}) = I_{d1}^* - I_{d1} \\ S(I_{q1}) = I_{q1}^* - I_{q1} \\ S(I_{d2}) = I_{d2}^* - I_{d2} \\ S(I_{q2}) = I_{q2}^* - I_{q1} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Les dérivées de ces dernières sont respectivement :

$$\begin{cases} S(\dot{I}_{d1}) = \dot{I}_{d1}^* - \dot{I}_{d1} \\ S(\dot{I}_{q1}) = \dot{I}_{q1}^* - \dot{I}_{q1} \\ S(\dot{I}_{d2}) = \dot{I}_{d2}^* - \dot{I}_{d2} \\ S(\dot{I}_{q2}) = \dot{I}_{q2}^* - \dot{I}_{q2} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

On remplace les courants :  $\dot{I}_{d1}, \dot{I}_{q1}, \dot{I}_{d2}, \dot{I}_{q2}$  de l'équation (III.31) par leurs expressions données dans le système d'équation (III.12), on aura :

$$\begin{cases} S(\dot{I}_{d1}) = \dot{I}_{d1}^* - \frac{1}{L_1} (V_{d1} - R_1 I_{d1} - \omega_s^* (L_1 I_{q1} + T_r \Phi_r^* \omega_{sr}^*)) \\ S(\dot{I}_{q1}) = \dot{I}_{q1}^* - \frac{1}{L_1} (V_{q1} - R_1 I_{q1} - \omega_s^* (L_1 I_{d1} + \Phi_r^*)) \\ S(\dot{I}_{d2}) = \dot{I}_{d2}^* - \frac{1}{L_2} (V_{d2} - R_2 I_{d2} - \omega_s^* (L_2 I_{q2} + T_r \Phi_r^* \omega_{sr}^*)) \\ S(\dot{I}_{q2}) = \dot{I}_{q2}^* - \frac{1}{L_2} (V_{q2} - R_2 I_{q2} - \omega_s^* (L_2 I_{d2} + \Phi_r^*)) \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

En remplaçant les tensions  $V_{d1}, V_{q1}, V_{d2}, V_{q2}$ , par les tensions de commande  $V_{d1}^*, V_{q1}^*, V_{d2}^*, V_{q2}^*$ , d'où :

$$\begin{cases} V_{d1}^* = V_{d1eq} + V_{d1n} \\ V_{q1}^* = V_{q1eq} + V_{q1n} \\ V_{d2}^* = V_{d2eq} + V_{d2n} \\ V_{q2}^* = V_{q2eq} + V_{q2n} \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

On aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} S\left(\dot{I}_{d1}\right) = \dot{I}_{d1}^* - \frac{1}{L_1} \left( -R_1 I_{d1} - \omega_s^* \left( L_1 I_{q1} + T_r \Phi_r^* \omega_{sr}^* \right) - V_{d1eq} + V_{d1n} \right) \\ S\left(\dot{I}_{q1}\right) = \dot{I}_{q1}^* - \frac{1}{L_1} \left( -R_1 I_{q1} - \omega_s^* \left( L_1 I_{d1} + \Phi_r^* \right) - V_{q1eq} + V_{q1n} \right) \\ S\left(\dot{I}_{d2}\right) = \dot{I}_{d2}^* - \frac{1}{L_2} \left( V_{d2} - R_2 I_{d2} - \omega_s^* \left( L_2 I_{q2} + T_r \Phi_r^* \omega_{sr}^* \right) - V_{d2eq} + V_{d2n} \right) \\ S\left(\dot{I}_{q2}\right) = \dot{I}_{q2}^* - \frac{1}{L_2} \left( V_{q2} - R_2 I_{q2} - \omega_s^* \left( L_2 I_{d2} + \Phi_r^* \right) - V_{q2eq} + V_{q2n} \right) \end{array} \right. \quad (\text{III.34})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$\begin{aligned} S(I_{d2}) = 0 &\Rightarrow S(\dot{I}_{d2}) = 0, \text{ et } V_{d2n} = 0 \\ S(I_{q2}) = 0 &\Rightarrow S(\dot{I}_{q2}) = 0, \text{ et } V_{q2n} = 0 \end{aligned} \quad (\text{III.36})$$

Alors, on tire à partir des équations (III.35), (III.36) les expressions des commandes équivalentes  $V_{d1eq}, V_{q1eq}, V_{d2eq}, V_{q2eq}$  respectivement :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d1eq} = L_1 \dot{I}_{d1}^* + R_1 I_{d1} - \omega_s^* \left( L_1 I_{q1} + T_r \Phi_r^* \omega_{sr}^* \right) \\ V_{q1eq} = L_1 \dot{I}_{q1}^* + R_1 I_{q1} - \omega_s^* \left( L_1 I_{d1} + \Phi_r^* \right) \\ V_{d2eq} = L_2 \dot{I}_{d2}^* + R_2 I_{d2} - \omega_s^* \left( L_2 I_{q2} + T_r \Phi_r^* \omega_{sr}^* \right) \\ V_{q2eq} = L_2 \dot{I}_{q2}^* + R_2 I_{q2} - \omega_s^* \left( L_2 I_{d2} + \Phi_r^* \right) \end{array} \right. \quad (\text{III.37})$$

Durant le mode de convergence, les conditions :  $S(I_{d1}) \cdot \dot{S}(I_{d1}) \leq 0$ ,  $S(I_{q1}) \cdot \dot{S}(I_{q1}) \leq 0$ ,

$S(I_{d2}) \cdot \dot{S}(I_{d2}) \leq 0$  et  $S(I_{q2}) \cdot \dot{S}(I_{q2}) \leq 0$  doivent être vérifiées. Par substitution, on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} S(\dot{I}_{d1}) = -\frac{1}{L_1} V_{d1n} \\ S(\dot{I}_{q1}) = -\frac{1}{L_1} V_{q1n} \\ S(\dot{I}_{d2}) = -\frac{1}{L_1} V_{d2n} \\ S(\dot{I}_{q2}) = -\frac{1}{L_1} V_{q2n} \end{array} \right. \quad (\text{III.38})$$

On prend :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d1n} = K_{d1} \text{sign}(S(I_{d1})) \\ V_{q1n} = K_{d1} \text{sign}(S(I_{q1})) \\ V_{d2n} = K_{d1} \text{sign}(S(I_{d2})) \\ V_{q2n} = K_{d1} \text{sign}(S(I_{q2})) \end{array} \right. \quad (\text{III.39})$$

### III.3. Simulation de la commande par mode glissant de la MASDE et interprétation des résultats

Afin de valider les performances de la commande par régulateur à mode glissant de la MASDE et de tester sa robustesse, une étude de simulation a été réalisée dont les paramètres de la machine sont donnés à l'annexe A.

La simulation de la commande a été faite à partir de deux modes de fonctionnement, Le démarrage à vide avec l'introduction d'un couple de charge sont présentés en premier lieu. Le deuxième test est l'inversion de sens de rotation et on finalise par un test de robustesse

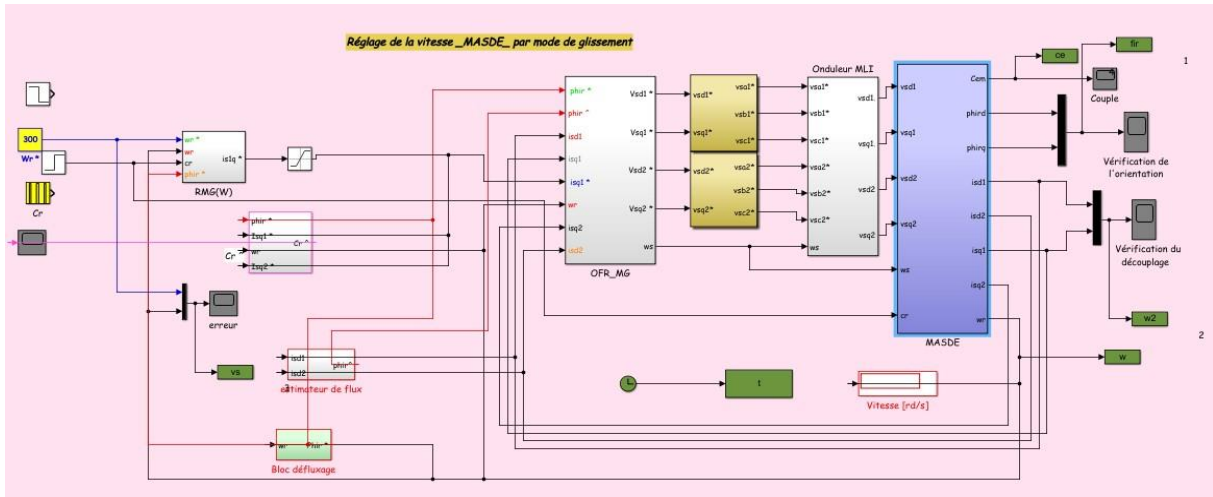


Figure (II.3): Schéma bloc de simulation Régage de la vitesse MASED par de glissement

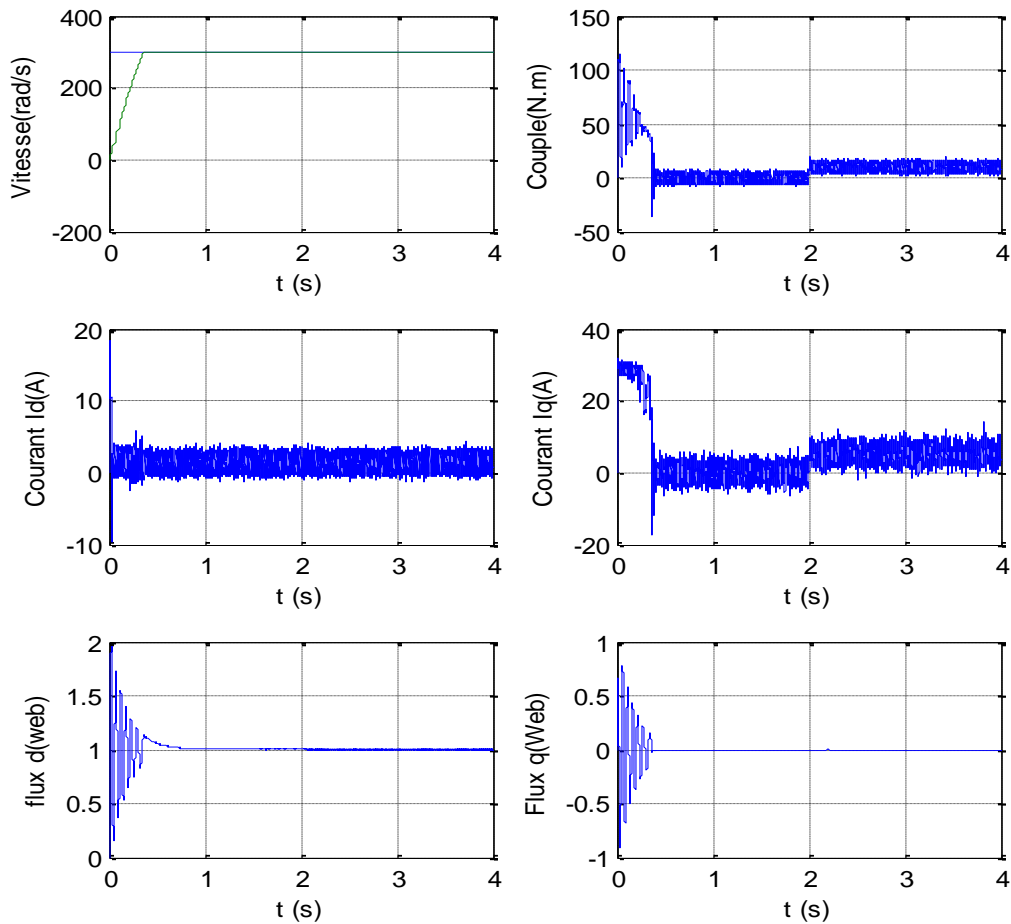


Figure.(III.4): démarrage à vide avec l'introduction d'un couple de charge à t=2s

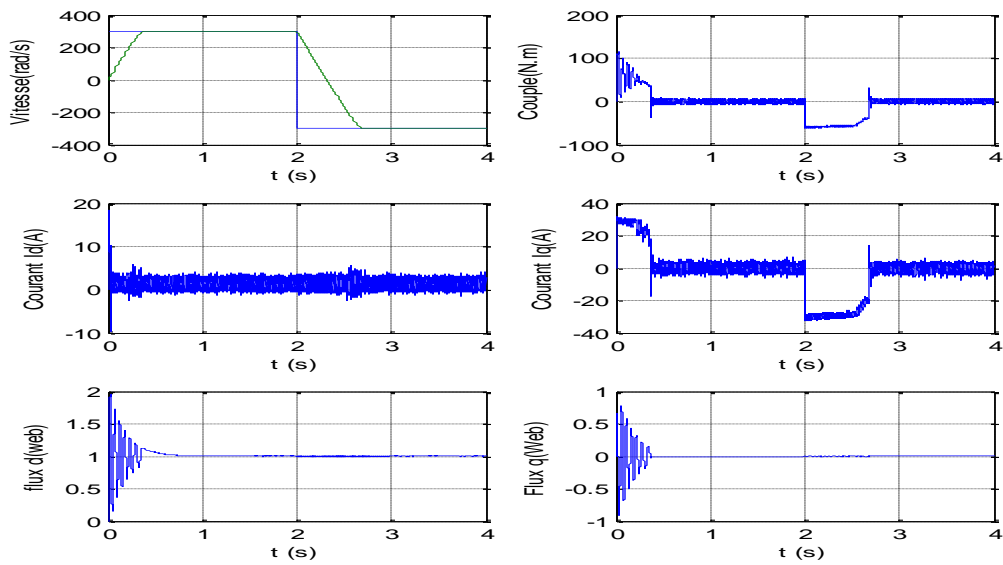


Figure (III.5): inversion sens de rotation

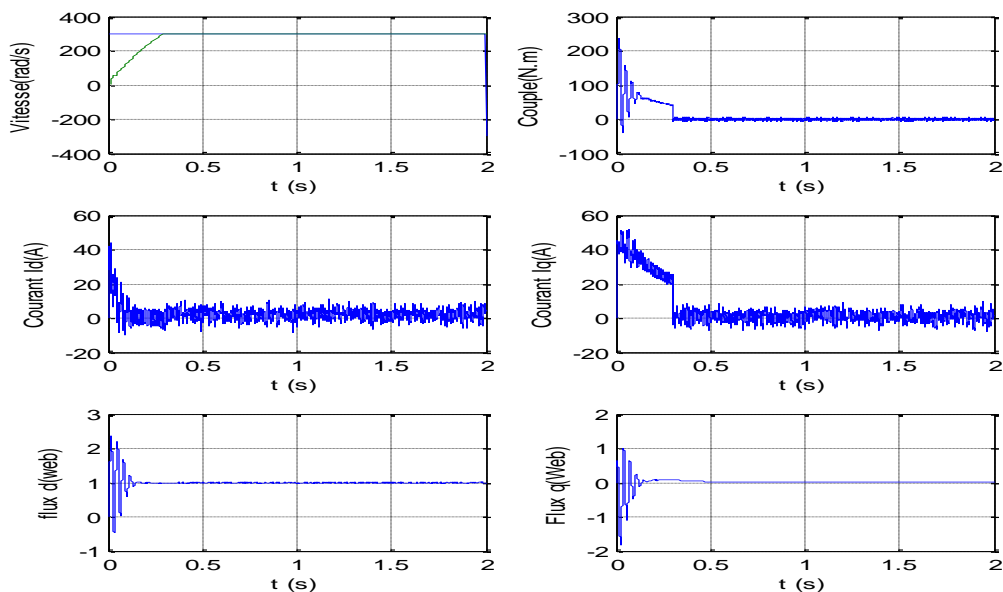


Figure (III.6): robustesse à la variation de la résistance du rotor

### Interprétation:

Les résultats obtenus par la simulation de la commande par les régulateurs à mode glissant montrent la performance de ces régulateurs- une très bonne poursuite, rapidité et le rejet de la perturbation. La variation de la résistance du rotor n'a aucune influence à la commande ce que nous donne un plus par rapport à la commande vectorielle

### **III.4. Conclusion**

Dans ce chapitre, on a présenté les bases théoriques de la commande par mode glissant, puis on a appliqué cette dernière sur le MASDE. Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par mode de glissement intégré dans les deux boucles de flux rétorque et la vitesse mécanique de MASDE. Les résultats de simulation de ce chapitre présente la performance de régulation par la commande par mode glissant. Les régulateurs par mode glissant offre, par rapport au régulateur PI, une très bonne robustesse aux variations de vitesse et un temps de réponse court. ....

# **Conclusion Générale**

# Conclusion générale

Notre mémoire de fin d'étude est consacré à l'étude et à la commande de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension contrôlés par la technique M.L.I, et commandée par l'orientation du flux rotorique, suivi par la modélisation et l'analyse de la machine en régime moteur, afin de mieux maîtriser la machine, dans le but de mieux l'exploiter de ce moteur dans les systèmes électrique, tel est l'objectif principal de ce mémoire.

Le premier chapitre rappelle les différents types de machines électriques en particulier la machine asynchrone double étoile. Nous avons commencé par l'étude de la modélisation de la MASDE 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.

Le deuxième chapitre expose la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de MASDE dont le principe consiste à avoir un couple similaire à celui de la machine à courant continu. Pour ce faire, nous nous sommes basés 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.

afin d'appliquer dans le troisième chapitre la commande par mode glissant avec les deux surfaces la vitesse et le flux rotorique, pour améliorer les performances de régulation dans la MASDE.

En perspective, ce mémoire ouvre des axes de travail pour améliorer la commande par mode glissant dans la machine asynchrone à double étoile, ce pour cela nous avons proposé des techniques de contrôleurs pour éliminer le phénomène de chattering

- la commande par logique floue

- commande par mode glissant d'ordre 2

# **Bibliographie**

## Bibliographie

1. **yahdo, adil.** *commonde et obseration par modes glissant d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique.* s.l. : memoire mgister hassiba benbouli de chlef, 2011.
2. **AMIMEUR, Hocine.** *Contribution `a la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement.* s.l. : M'emoire Magister Universit'e El Hadj Lakhdar de Batna, 2008 .
3. **Merabet, Elkheir.** *Commande Floue Adaptative d'Une Machine Asynchrone Double Etoile.* Universit'e de Batna : M'emoire de Magister , 2008.
4. **SOWMIYA1, M et THILAGAR, S HOSIMIN.** *Design and performance analysis of a dual stator multiphase induction.* s.l. : departmo of electrical and electronics engineering college of engineering guindy anna university chennai india, 2021.
5. **Zoheir, TIR.** *Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile .* s.l. : Mémoire MASTER Université d'EL-Oued, 2014.
6. **Singh, G. K.** Multi-phase induction machine drive research—a survey,” . *Electric Power System Research.* 61, 2002., Vol. p. 139—47.
7. **DEBBACHE, Mr. N.E.** *Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone.* ANNABA : UNIVERSITE BADJI MOKHTAR, 2007.
8. **Saïd, Dr. GROUNI.** *Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI.* Boumerdes : Université M'Hamed Bougara, Boumerdes, 2016.
9. **Michael, M. B.** Field-oriented control of an induction motor using random pulsewidth modulation. *IEEE Trans on Indus Appl.* 1777–1785, 2001., Vol. 37.
10. **Pietrzak-david et Fornel, Bernard de.** Comparaison et synth`ese des proc`edes de commande vectorielle. *SEE Journ'ee d'etudes Lille.* . 1–19, 1992.
11. **Mohamed, ZAHER et Mahmoud, SAIDANI.** *MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION.* DE TIZI-OUZOU : UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI, 2017.
12. **SMAIL, M.** *Grid integration of wind energy conversion system”* . s.l. : Siegfried Heier Second Edition.

13. **KIYYOUR, Brahim.** *Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile.* Biskra : Université Mohamed Khider , 2020.
14. **H.G, Jeong.** *A sliding mode approach to control the active and reactive powers for a DFIG in wind turbines.* 15-19 June 2008, pp. 120 – 125 IEEE : the international conference on Power Electronics Specialists (PESC), in Rhodes, 2008.
15. **Ruiz-Cruz R., Edgar N.S., and Alexander G.L.,.** *Real time sliding mode control with neural networks for a doubly fed induction generato.* 10-13 Dec 2013, pp. 6786-6791, IEEE. : The 52nd international conference on Decision and Control (CDC),in Firenze, 2013.
16. **H Amimeur.** *Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement.* Mémoire de magister, Université de Batna, 2008.
17. **Bregeault, V.** *Quelques Contributions à La Théorie de La Commande Par Modes Glissants”,* Thèse de Doctorat, École Centrale De Nantes, 2010.
18. **Beltran, B.** *ontribution à la Commande Robuste des Eoliennes à Base de Génératrices Asynchrones Double Alimentation Du Mode Glissant Classique au Mode Glissant D'ordre Supérieur.* Thèse de Doctorat, Université de Bretagne, 2010.
19. **CHERIF, Beneur.** *Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation.* s.l. : mémoire de magister, université de Biskra, 2012.
20. **Hussain, A.** *contribution a la commande adaptative robuste par modes glissants.* s.l. : Thèse de doctorat Université de Reims Champagne Ardenne, 2009.
21. **Hadiouche, D. et H. Razik, A. Rezzoug.,** *Study and simulation of space vector PWM.* IEEE–CIEP, Acapulco, Mexico., pp. 42–47.,
22. **ATALLAH, Salim.** *MODÉLISATION ET COMMANDE D'UNE BDFM.* s.l. : them MAGISTER Université de Batna , 2011.
23. **Klingshirn, E. A.** *High phase order induction motors. Description and.* 47, 1983., Vol. vol. PAS–102, no. 1, pp.
24. **R. Abdessamed, M. Kadjoudj.,** *Modélisation des machines électriques.,* s.l. : Presses de l'Université de Batna, Alg, , 1997.

# **Annexe**

## Annexe

### Les paramètres de la MASDE sont :

Les paramètres de la Machine Asynchrone à Double Etoile utilisée, dans notre travail

$$P_n = 4500 \text{ (MW)}$$

$$R_{s1} = 3.72 \text{ (\Omega)}$$

$$R_{s2} = 3.72 \text{ (\Omega)}$$

$$R_r = 2.12 \text{ (\Omega)}$$

$$l_m = 0.3672 \text{ (H)}$$

$$l_{s1} = 0.022 \text{ (H)}$$

$$l_{s2} = 0.022 \text{ (H)}$$

$$l_r = 0.006 \text{ (H)}$$

$$N_p = 1$$

$$V_s = 220 * \sqrt{2} \text{ (v)}$$

$$f_s = 50 \text{ Hz}$$

$$L_m = 0.3672$$

$$J = 0.0625$$

$$K_f = 0.001$$

$$L_a = 1 / ((1/l_m) + (1/l_{s1}) + (1/l_{s2}) + (1/l_r))$$

$$T_r = (l_m + l_r) / r_r$$