

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées
Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : électrotechnique Industriel

Présenté par :

Bouagga Ahmed Sami

Merabet Seif El Islem

Thème:

Commande d'une machine Asynchrone à double stator par régulateur glissant

Soutenu publiquement

Le : 09/07/2019

Devant le jury :

Mr khattache Laid

MCB

Président

UKM Ouargla

Mr Laamayad Tahar

MCA

Encadreur/rapporteur

UKM Ouargla

Mr Sahraoui Lazhar

MAA

Examineur

UKM
Ouargla

Année universitaire 2018/2019

Remerciement

De tous mon cœur, je tiens le 1^{er} remerciement à Allah mon dieu qui m'a guider toute ma voie dans la vie dans mes études, qui m'a donner le pouvoir et grâce à mon dieu j'ai arrivée à ce point. ELHAMDOLILAH

Je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont aidée lors de la rédaction de ce mémoire. Mes parents, pour leur soutien constant et leurs encouragements.

Mes chers proches amis, collègues qui ont été toujours présenté à l'écoute tout le long de la réalisation de ce mémoire ainsi que pour son aide et le temps qu'elle a bien voulu nous le consacrer.

Merci à nos professeurs et enseignants d'avoir été là de nous avoir énormément appris par la qualité des enseignements qu'ils nous ont prodigués.

C'est encore un grand plaisir pour nous, d'adresser nos respectueux remerciement à tous les membres du jury d'avoir accepté de juger ce travail et nous faire bénéficier de leurs connaissances scientifiques et de leurs précieux conseils.

Dédicace

Je dédie ce travail à ...

Ma très chère mère : Farroudja Djari

*J'ai du mal à trouver les mots nécessaires pour parler de toi.
Ce travail est le fruit de tes nombreux sacrifices, de tes multiples
souffrances pour mon éducation mais aussi un fruit de tes bénédictions.
Maman je te dois tout dans cette vie, trouve ici tout l'amour
Et l'admiration que j'ai pour toi.*

À mon cher père Mustapha

À mes très chers frères Islam, Anis et Yassine

À Dr. Issam Eddine Chaib mon Mon chef spirituel et mon conseiller

À monsieur le professeur Laamayad Tahar

À mon binôme dans ce travail Seif El Islam

*À mes chers amis Nour Islam et toute la classe math technique Ali
mellah (2014)*

À toute la famille Bouagga et Djari

*À mon très cher neveu Abd Ennour : Pour tout l'amour que j'éprouve
pour ton person. J'implore Dieu qu'il t'apporte santé et bonheur*

À tous mes collègues sans exception

À toute ma promotion Electrotechnique

À tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce travail

Bouagga Ahmed Sami

Dédicace

En premier lieu, je remercie DIEU, qui ma donnée le courage, la force et la volonté pour réaliser ce modeste travail.

Je dédie ce modeste travail :

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

- *À mes frères*
- *À mes sœurs*
- *À toute ma famille*
- *À tous mes amis*

Merabet Seif El Islam

Table des Figures, Notations Symboliques et Abréviations

Liste des figures

Figure	Titre	Page
<u>Chapitre 1</u> <u>Modélisation et simulation d'une MASDE</u>		
Figure (I.1)	Transformation de Park	11
Figure (I.2)	<i>Représentation des axes en transformation de Park</i>	13
Figure (I.3.a)	Réponse dynamique de la vitesse de couple électromagnétique	22
Figure (I.3.b)	<i>Réponse des composantes les courants (i_{as1} et i_{as2})</i>	23
Figure (I.3.c)	<i>Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} en quadrature ϕ_{qr}.</i>	23
Figure (I.3)	Réponse de la machine sans application de la charge ($C_r = 0$).	23
Figure (I.4.a)	<i>Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique</i>	24
Figure (I.4.b)	<i>Réponse des composantes les courants (i_{as1}, i_{bs1}).</i>	24
Figure (I.4.d)	<i>Les composantes des flux rotoriques direct et en quadrature.</i>	24
Figure (I.4)	Performances de la machine asynchrone triphasée à double étoile	24
Figure (I.5)	<i>schéma de l'onduleur triphasé</i>	26
Fig. (I.6)	<i>Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle</i>	29
Fig. (I.7)	<i>Association MASDE-onduleurs de tension à commande M.L.I</i>	30
Figure (I.8.a)	<i>Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique</i>	31
Figure (I.8.b)	<i>Réponse des composantes les courants (i_{as1} et i_{as2})</i>	31
Figure (I.8.c)	<i>Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} en quadrature ϕ_{qr}.</i>	31
Figure (I.8)	Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge	31
<u>Chapitre 2 :</u> <i>Commande vectorielle de la MASDE</i>		

Figure (II.1)	<i>Analogie avec la machine à courant continu à excitation séparée.</i>	35
Figure. (II.2)	<i>Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)</i>	37
Figure (II.3)	<i>Schéma de régulation des courants</i>	40
Figure (II.4)	<i>Schéma de principe de la commande de vitesse d'une MASDE à flux rotorique orienté</i>	41
Figure (II.5)	<i>Le bloc de défluxage</i>	42
Figure (II.6)	<i>Boucle de régulation de vitesse</i>	43
Figure (II.7.a)	<i>Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique</i>	44
Figure (II.7.b)	<i>Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} en quadrature ϕ_{qr}.</i>	45
Figure (II.7)	<i>Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par IP Classique lors de l'introduction d'un couple de charge de $C = 14$ (N.m) à l'instant $t=3$(s).</i>	45
Figure (II.8.a)	<i>Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique</i>	45
Figure (II.8.b)	<i>Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} en quadrature ϕ_{qr}.</i>	46
Figure (II.8)	<i>Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par IP Classique lors de l'inversion du sens de relation.</i>	46
Figure (II.9.a)	<i>Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique</i>	46
Figure (II.9.b)	<i>Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} en quadrature ϕ_{qr}.</i>	47
Figure (II.9)	<i>Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par IP Classique lors du test de robustesse vis à vis de résistance rotorique.</i>	47
Figure (II.10.a)	<i>Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique</i>	47
Figure (II.10.b)	<i>Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} en quadrature ϕ_{qr}.</i>	48

Figure (II.10)	<i>Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par IP Classique lors du test de robustesse vis à vis de moment d'inertie</i>	48
Chapitre III <i>Commande par mode glissant de la MASDE</i>		
Figure (III.1)	<i>Modes de fonctionnement dans le plan de phase</i>	52
Figure (III.2)	<i>Fonction signe (non linéarité tout ou rien)</i>	56
Figure (III.3)	<i>Phénomène de broutement</i>	56
Figure (III.4)	<i>Fonction de saturation ($\epsilon > 0$ et petit).</i>	57
Figure (III.5)	<i>Schéma bloc réglage de la vitesse par mode glissement.</i>	59
Figure (III.6.a)	<i>Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique</i>	59
Figure (III.6.b)	<i>Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} en quadrature ϕ_{qr}.</i>	60
Figure (III.6)	<i>Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par Mode glissement lors d'application à vide</i>	60
Figure (III.7.a)	<i>Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique</i>	61
Figure (III.7.b)	<i>Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} en quadrature ϕ_{qr}.</i>	61
Figure (I.7)	<i>Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par Mode glissement lors d'application</i>	61
Figure (III.8.a)	<i>Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique</i>	62
Figure (III.8.b)	<i>Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} en quadrature ϕ_{qr}.</i>	62
Figure (I.8.)	<i>Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissement robustesse lors d'inversion de sens de rotation.</i>	62
Figure (III.9.a)	<i>Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique</i>	63

Figure (III.9.b)	<i>Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} en quadrature ϕ_{qr}.</i>	63
Figure (III.9)	<i>Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissement robuste vis-à-vis de variation de résistance rotorique R.</i>	63
Figure(III.10.a)	<i>Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique</i>	64
Figure(III.10.b)	<i>Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} en quadrature ϕ_{qr}.</i>	64
Figure (III.10)	<i>Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissement robuste vis-à-vis de variation de moment d'inertie J.</i>	64

Liste des symboles

Symbole	Signification
f_s	Respectivement les fréquences statorique et rotorique
V_s	Tension appliquée au stator
V_r	Tension appliquée au rotor
θ_s, θ_r	Positions respectives du référentiel synchrone par rapport à l'axe
R_s	Résistance d'une phase statorique
R_r	Résistance d'une phase rotorique
L_s	Inductance propre d'une phase statorique
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique
L_{ms}	La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.
L_{mr}	La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique
M_{sr}	La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre le stator et rotor.
M	Inductance cyclique mutuelle.
C_{em}	Couple électromagnétique de la machine.
J	Moment Inertie de moteur
K_f	Coefficient de frottement
Ω_s	Vitesse synchrone

P	Nombre de pair de pole de la MAD
g	Glissement
$G_{a,b,c}$	Grandeurs triphasées équilibrées.
$G_{d,q}$	Grandeurs biphasées dans le repère (d, q) .
Ω	Vitesse de rotation mécanique du rotor
Ω_{ref}	Vitesse de référence
ω_r	Vitesse rotorique
S, r	Indices correspondant au stator et au rotor
a, b, c	Indices correspondant aux trois phases a, b, c
A, B, C	Indices correspondant aux trois phases A, B, C
(d, q)	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
I_{ds}, I_{qs}	Courant statorique selon l'axe d, q
I_{dr}, I_{qr}	Courant rotorique selon l'axe d, q
ϕ_{ds}, ϕ_{qs}	Flux statorique selon l'axe d, q
ϕ_{dr}, ϕ_{qr}	Flux rotorique selon l'axe d, q
V_{ds}, V_{qs}	Composantes de la tension statorique dans le référentiel synchrone
V_{dr}, V_{qr}	Composantes de la tension rotorique dans le référentiel synchrone
V	Fonction de Lyapunov
\dot{V}	La dérivée de la fonction de Lyapunov
ε	Coefficient de fuite total
A, B, C	Trois phases du stator a, b, c Trois phase de rotor
U, V	Biphasés de Park
P(θ)	Matrice de transformation de Park
P. I	Régulateur proportionnel – intégral
U	Tension continue
K_i, K_p	Gains du régulateur IP classique
e	Erreur
de	La dérivée de l'erreur
C_r	Couple de charge
P	Opérateur dérivé de Laplace
K	Gain de régulateur glissant
α	L'angle de décalage entre les deux étoiles

LISTE DES ABREVIATIONS

Acronyme	Signification
MASDE	Machine asynchrone double étoile
FOC	Commande à flux orienté
F_{mm}	Force magnétomotrice
F_{em}	Force électromotrice
IP	Proportionnel Intégral

Table des matières

TABLE DES MATIERES :

	Table de Figures	IV
	Introduction général	1
CHAPITRE I		
Modélisation de la machine asynchrone double étoile		
I.1	Introduction	4
I.2	Principe de fonctionnement de la machine multi-phases	4
I.3	Applications des machines multi-phases	5
I.4	Modélisation de la machine asynchrone double étoile	5
I.4.1	Description du moteur asynchrone à double étoile	5
I.4.2	Hypothèses simplificatrice	6
I.4.3	Modèle naturel de la MASDE	6
I.4.4	Equations des tensions	7
I.4.5	Equations des flux	7
I.4.6	Equation mécanique	10
I.4.7	Couple électromagnétique	10
I.4.8	Modèle de Park	11
I.4.9	Application de la transformation de Park à la MASDE	12
I.4.9.1	Equations des tensions	12
I.4.9.2	Equations des flux	14
I.4.9.3	Equation mécanique	15
I.4.10	Choix du Référentiel	16
I.4.10.1	Référentiel lié au stator	16
I.4.10.2	Référentiel lié au rotor	16
I.4.10.3	Référentiel lié au champ tournant	17
I.4.11	Modèle de la Machine	17
I.4.11.1	Mise sous forme d'équation d'état	17
I.5	Simulation de la MASDE alimentée par le réseau électrique	22
I.5.1	Premier cas : Fonctionnement à vide	22
I.5.2	Deuxième cas : Fonctionnement en charge	23

I.6	Interprétations des résultats	25
I.6.1	Premier cas : Fonctionnement à vide	25
I.6.2	Deuxième cas : Fonctionnement en charge	25
I.7	Modélisation de l'onduleur	26
I.7.1	Commande par modulation sinus-triangle	27
I.7.2	Association de la MASDE-onduleurs de tension à commande M.L.I	30
I.7.3	Simulation et interprétation des résultats	30
I.8	Conclusion	32
Chapitre II Commande Vectorielle De La MADE Par Régulateur IP		
II.1	Introduction	34
II.2	Principe de la commande vectorielle	34
II.2.1	Choix d'orientation du flux	35
II.2.2	Différentes méthodes de la commande vectorielle	36
II.2.2.1	Méthode directe	36
II.2.2.2	Méthode indirecte	36
II.2.3	Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse	37
II.2.3.1	Synthèse des régulateurs PI	40
II.2.3.2	Réglage de vitesse de la MASDE à flux statorique orienté par régulateur IP	40
II.2.3.3	Dé fluxage	42
II.2.4	Identification des paramètres du régulateur de vitesse IP	42
II.2.5	Résultats de simulation	44
II.2.5.1	Introduction d'un couple de charge	44
II.2.5.2	Inversion de sens de rotation	45
II.2.5.3	Teste de la robustesse	46
II.2.5.3.1	Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique	46
II.2.5.3.2	Robustesse-vis-à-vis de variation d'inertie	47
II.3	Conclusion	48
Chapitre III Commande par mode glissant		

III.1	Introduction	50
III.2	Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à Structure variable	51
III.3	Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement	51
III.3.1	Choix des surfaces de glissement	52
III.3.2	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	52
III.3.3	Détermination de la loi de commande	53
III.4	Réglage de la vitesse par mode glissant	56
III.4.1	Surface de régulation de la vitesse	56
III.4.2	Détermination des paramètres de la commande	57
III.4.3	Commande équivalente	57
III.4.4	Commande non linéaire de type discontinue	57
III.4.5	Choix de fonction de commutation	57
III.4.6	Application	58
III.5	Simulation et interprétation des résultats	58
III.5.1	Application à vide	58
III.5.2	Application en charge	59
III.5.3	Changement de consigne et inversion sens de rotation	60
III.5.4	Teste de la robustesse	61
III.5.4.1	Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique	61
III.5.4.2	Robustesse vis-à-vis de variation d'inertie	62
III.6	Conclusion	64
	Conclusion Générale	66
	Références bibliographiques	
	Annexe	

Introduction

Générale

Introduction Générale

Grâce à l'évolution technologique récente dans l'électronique de puissance, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de technique de réglages de plus en plus performants, dans les applications industrielles, on trouve souvent le moteur asynchrone le plus utilisé dans ce domaine. 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-phases ont un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MADSE), qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines multi-phases.

Actuellement la machine asynchrone double étoile (MADSE) est de plus en plus utilisée pour effectuer de la variation de vitesse ou du positionnement, elle présente l'avantage d'être robuste, segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, réduction des courants harmoniques, grande fiabilité et forte puissance etc., peut coûteuse. Mais malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones double étoile pose de problèmes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé.

La commande des systèmes en général, est un problème compliqué à cause des non linéarités, perturbation difficile à mesurer et incertitudes sur les paramètres des systèmes.

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de la commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. On cite à titre d'exemple, la commande par mode de glissement etc., l'intérêt cent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants, la modélisation de la MASDE, la commande vectorielle ainsi que celle par régulateur IP et mode de glissement de la MASDE.

Le réglage par mode glissant fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Il possède des avantages incontestables pour le système mal identifié ou à paramètres variables.

Cependant, la nature commutant (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, appelé en anglais "chattering". Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et certaines perturbations. La caractéristique principale de ces systèmes est la commutation de leurs lois de commandes sur une surface choisie à priori, appelée surface de glissement. Le choix de cette surface dépend de la dynamique et du mode de stabilisation désirés pour le système en boucle fermée.

L'Objectif de ce mémoire, nous allons présenter une commande de la machine asynchrone double étoile par régulateur IP et régulateur par mode glissant.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la MASDE et de son alimentation. Après une description de la machine, nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la MASDE, second lieu le modèle biphasé basée sur la transformation de Park. Nous présentons en suite l'alimentation de la machine par onduleurs à commande M.L.I. Nous commentons en fin les résultats de simulation à prés illustration et visualisation de ces derniers.

Le second chapitre est dédié à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE par régulateur IP. Un a perçu sur le principe de la commande vectorielle ainsi qu'un rappel sur ses différentes méthodes . Par la suite, nous passons tout d'abord à l'application de la méthode indirecte. Nous allons au s'effectuer des tests de robustesses dans le but de mieux mettre en évidence leurs caractéristiques sur la MASDE. Toutefois, en exposant les résultats d'un ensemble des simulations et d'interprétations afin de caractériser les performances.

Le troisième chapitre présente la commande par mode de glissant de la MASDE. Dans ce cadre, nous présentons en premier lieu un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable. Nous abordons en suite la conception de l'algorithme de commande avec ses différentes étapes. Nous entamons après l'application de la commande sur la MASDE. Nous montrons en fin les avantages apportés par ce type de réglage, toute n'exposant les résultats de simulation. Nous terminons par une conclusion générale de l'étude et comparaison enter régulateur IP et régulateur par mode glissant.

Chapitre I

**Modélisation et simulation
d'une MASDE**

I.1 Introduction

Ce chapitre permettra d'une part de présenter le principe de fonctionnement la machine asynchrone double étoile (MASDE), leurs applications, ses avantages et ses inconvénients et d'autre part de modéliser de la machine électrique qui est fait appel à des équations en général très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE rendent sont modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté. Après la description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dite encore théorie généralisée ; cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature) , nous étudierons dans un premier temps la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées (réseau électrique), nous passerons ensuite à l'alimentation de cette dernière par onduleurs de tension à commande M. L. I. Enfin, des résultats de simulation seront présentés et commentés.

I.2 Principe de fonctionnement de la machine multi-phases

On prendra comme exemple le Principe de fonctionnement de la machine double étoile [1]. Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle α). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques 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 [2]

$$\omega_s = \frac{60f_s}{p} \text{ [Rad/s]} \text{ (I.1)}$$

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

$$\omega = \omega_s - \omega_r$$

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

$$g = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (I.2)$$

I.3. Applications des machines multi- phases

Les éoliennes à vitesse fixe sont couplées au reseed via les GAS, certains constructeurs utilisent un autre système de conversion d'énergie éolienne basé sur la GASDE qu'afin d'améliorer le rendement. Ainsi, le bruit engendré par l'éolienne est alors plus faible pour les petites vitesses, la présence d'une deuxième étoile rend la conception de la machine particulière et augmente le cout et le diamètre de façon non négligeable, ce qui représente une augmentation du poids et de l'encombrement de l'ensemble [3].

Une étoile de forte puissance à un grand nombre de paires de pôles pour les petites vitesses de vent [4]. Une étoile de faible puissance à un faible nombre de paires de pôles permettant de fonctionner aux vitesses de vent élevées [4].

I.4 Modélisation de la machine asynchrone double étoile

I.4.1 Description du moteur asynchrone à double étoile

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

Les deux stators sont décalés entre eux d'un angle $\alpha = 30^\circ$, chacun est composé de trois enroulements identiques. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal $2/3$ dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique [5].

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

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

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

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pair de pôles identique à celui du stator. La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage d'écureuil

constitue des barres conductrices court-circuit par un anneau conducteur à chaque extrémité (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques).

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

I.4.2 Hypothèses simplificatrice

Avant de commencer la modélisation de la machine, on considère quelques hypothèses simplificatrices pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la machine à étudier. Le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses suivantes [6] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- Nous admettons de plus que la f.é.m. créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition spatiale sinusoïdale.
- Machine de construction symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau [7], [8].
- L'inductance de fuit mutuelle commune aux deux circuits (étoile1 et2) est négligeable.
- On considère que la machine fonctionne en régime équilibré.

I.4.3 Modèle naturel de la MASDE

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des vecteurs des grandeurs tension, courant et flux, on peut écrire pour, [3] Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont :

Pour l'étoile1 :

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{aligned}
 [v_{s1}] &= [v_{as1} v_{bs1} v_{cs1}]^T & [v_{s2}] &= [v_{as2} v_{bs2} v_{cs2}]^T \\
 [I_{s1}] &= [I_{as1} I_{bs1} I_{cs1}]^T & [I_{s2}] &= [I_{as2} I_{bs2} I_{cs2}]^T \\
 [\phi_{s1}] &= [\phi_{as1} \phi_{bs1} \phi_{cs1}]^T & [\phi_{s2}] &= [\phi_{as2} \phi_{bs2} \phi_{cs2}]^T
 \end{aligned} \quad (I.4) \quad (I.5)$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques sont

$$\begin{aligned}
 [v_r] &= [v_{ar} v_{br} v_{cr}]^T \\
 [I_r] &= [I_{ar} I_{br} I_{cr}]^T \\
 [\phi_r] &= [\phi_{ar} \phi_{br} \phi_{cr}]^T
 \end{aligned} \quad (I.6)$$

I.4.4 Equations des tensions

La combinaison de la loi d'Ohm et de la loi de Lenz permet d'écrire les relations Suivantes [3] :

$$\begin{cases}
 [V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s1}] \\
 [V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s2}] \\
 [V_{s1}] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r]
 \end{cases} \quad (I.7)$$

I.4.5 Equations des flux

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par les équations suivantes [3] :

$$\begin{aligned}
 [\phi_{s1}] &= [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [M_{s1,s2}][I_{s2}] + [M_{s1,r}][I_r] \\
 [\phi_{s2}] &= [L_{s2,s1}][I_{s1}] + [M_{s2,s2}][I_{s2}] + [M_{s2,r}][I_r] \\
 [\phi_r] &= [M_{r,s1}][I_{s1}] + [M_{r,s2}][I_{s2}] + [L_{r,r}][I_r]
 \end{aligned} \tag{I.8}$$

[1], [2], [Rr] les matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques respectivement.

$$\begin{aligned}
 [1] &= R_{s1} [ID] \ 3*3 \\
 [2] &= R_{s2} [ID] \ 3*3 \\
 [Rr] &= R_r [ID] \ 3*3
 \end{aligned} \tag{I.9}$$

Avec :

- [ID] 3*3 : la matrice identité d'ordre 3
- R_{s1} : la résistance d'une phase de la 1^{ere} étoile
- R_{s2} : la résistance d'une phase de la 2^{ere} étoile
- R_r : la résistance d'une phase du rotor

Les sous matrices des inductions dans l'équation (I.8) sont exprimées comme suit [3] :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & (L_{bs1} + L_{ms}) & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \tag{I.10}$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & (L_{bs2} + L_{ms}) & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \tag{I.11}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{ms}) & -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & (L_r + L_{ms}) & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 & (L_r + L_{ms}) \end{bmatrix} \tag{I.12}$$

$$\begin{bmatrix} M_{s1,s2} \end{bmatrix} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

$$\begin{bmatrix} M_{s1,r} \end{bmatrix} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$\begin{bmatrix} M_{s2,r} \end{bmatrix} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_2) & \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{bmatrix} M_{s2,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{s1,s2} \end{bmatrix}^T ; \begin{bmatrix} M_{r,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{s1,r} \end{bmatrix}^T ; \begin{bmatrix} M_{r,s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{s2,r} \end{bmatrix}^T .$$

Avec :

L_{s1} : L'inductance propre de la stator1.

L_{s2} : L'inductance propre de la stator2.

L_r : L'inductance propre d'une phase du rotor.

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

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

M_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre le stator et rotor.

I.4.6 Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes [3] :

$$\frac{d}{dt} \Omega m = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_f \Omega m) \quad (I.16)$$

$$\frac{d}{dt} \theta m = \Omega m \quad (I.17)$$

Avec :

- J : le moment d'inertie de la machine
- C_{em} : le couple électromagnétique
- C_r : le couple résistant (couple de la charge)
- K_f : le coefficient de frottement

I.4.7 Couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{pmatrix} \left\{ \frac{\delta}{\delta \theta m} \begin{pmatrix} [L_{s1,s1}] [M_{s1,s2}] [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] [L_{s1,s2}] [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] [M_{r,s2}] [L_{r,r}] \end{pmatrix} \right\} \begin{pmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{pmatrix} \quad (I.18)$$

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes :

$[M_{s1,}]$ $[M_{s2,}]$ $[M_{r,1}]$ $[M_{s1,}]$ et $[M_{s2,}]$ dépendent de θm ce qui donne une expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation

$$C_{em} = [I_{s1}]^T \frac{\delta}{\delta \theta m} \{ [M_{s1,r}] [I_r] \} + [I_{s2}]^T \frac{\delta}{\delta \theta m} \{ [M_{s2,r}] [I_r] \} \quad (I.19)$$

Les équations (I.5), (I.6), (I.7), (I.8), (I.9), (I.10), (I.16), (I.17) et (I.18), forment le Modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte Des hypothèses simplificatrices précitées.

I.4.8 Modèle de Park

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice. Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé celui du biphasé ou inversement. [5]

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonale au plan (d, q). La (Fig. I.4) représente la transformation d'un système triphasé un système biphasé.

Dans la transformation algébrique, on utilise la matrice suivante pour le passage Du système triphasé au système biphasé (I.18).

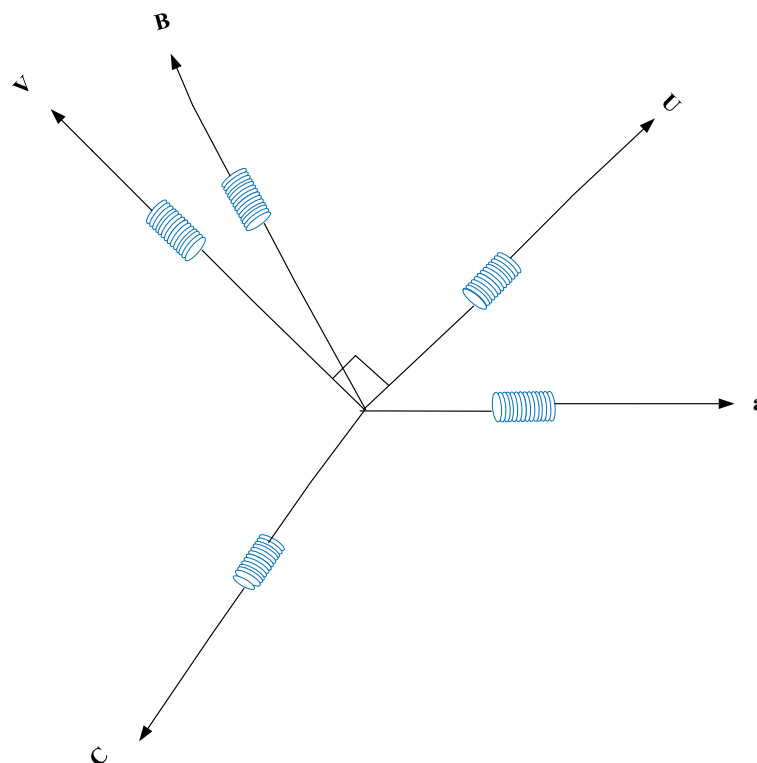


Figure (I.1) : Transformation de Park

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (I.20)$$

La transformation de Park :

$$[G_{dq0}] = [P(\theta)][G_{abc}]. \quad (I.21)$$

Tel que :

G_{abc} : Grandeurs triphasées équilibrées.

G_{dq0} : Grandeurs biphasées dans le repère (d, q) .

I.4.9 Application de la transformation de Park à la MASDE

I.4.9.1 Equations des tensions

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions (I.5) (I.6) et (I.7), on obtient. [6]

Pour l'étoile 1

$$\begin{pmatrix} v_{ds1} \\ (I.22) \\ v_{os1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{pmatrix} + \frac{d\theta_{coor}}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{pmatrix} \quad (I.22)$$

Pour l'étoile 2

$$\begin{pmatrix} v_{ds1} \\ (I.23) \\ v_{os1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{pmatrix} + \frac{d\theta_{coor} - \alpha}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{pmatrix} \quad (I.23)$$

Pour le rotor :

$$\begin{pmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{or} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{or} \end{pmatrix} + \frac{d\theta_{coor}}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{pmatrix} \quad (I.24)$$

Avec :

θ_{coor} : l'angle constitué par les axes As1- d

$d\theta_{rcoor} = \theta_{coor} - \theta_m$: l'angle constitué par les axes Ar, d (Fig. I.5)

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

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

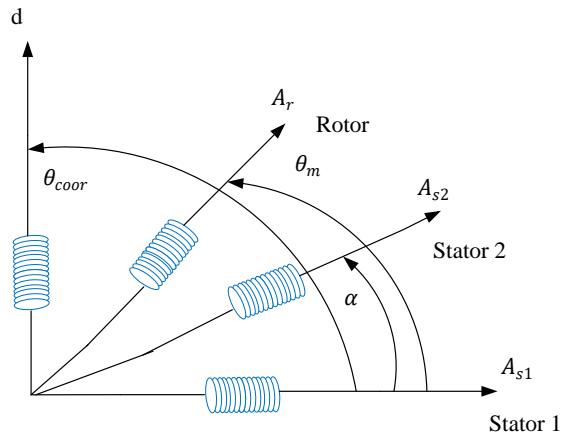


Figure (I.2) : Représentation des axes en transformation de Park

Sous forme d'équations [7] :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_s i_{ds1} + \frac{d}{dt} \phi_{ds1} - \omega_{coor} \phi_{qs1} \\ V_{ds2} = R_s i_{ds2} + \frac{d}{dt} \phi_{ds2} - \omega_{coor} \phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_s i_{qs2} + \frac{d}{dt} \phi_{qs1} + \omega_{coor} \phi_{ds1} \\ V_{qs1} = R_s i_{qs1} + \frac{d}{dt} \phi_{qs2} + \omega_{coor} \phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{dr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} - (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{qr} \end{cases} \quad (I.25)$$

I.4.9.2 Equations des flux

Comme pour l'application de transformation de Park sur les équations des tensions on applique cette transformation sur les équations des flux, on obtient [8]

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\ \phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\ \phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \\ \phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{ds2} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qs2} \end{array} \right. \quad (I.26)$$

On a :

$$3/2L_{ms} = 3/2L_{mr} = 3/2M_{sr} = L_m \quad (I.27)$$

L_{ms} : l'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.

Le système d'équations (I.27) est réécrit comme suit [9] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{d1} = L_1 i_{d1} + L_m (i_{d1} + i_{d2} + i_{dr}) \\ \phi_{q1} = L_1 i_{q1} + L_m (i_{q1} + i_{q2} + i_{qr}) \\ \phi_{d2} = L_2 i_{d2} + L_m (i_{d1} + i_{d2} + i_{dr}) \\ \phi_{q2} = L_2 i_{q2} + L_m (i_{q1} + i_{q2} + i_{qr}) \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{d1} + i_{d2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{q1} + i_{q2} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (I.28)$$

Avec :

- $L_{s1} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 1
- $L_{s2} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 2
- $L_r + L_m$: l'inductance propre cyclique du rotor

I.4.9.3 Equation mécanique

Lors de changement du repère, il faut trouver l'expression du couple Électromagnétique dans le nouveau repère. [3]

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la Puissance instantanée. La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone Double étoile est donnée par l'expression suivante. [3]

$$P_{abs} = \begin{bmatrix} V_{s1} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} I_{s1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{s2} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} I_{s2} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Ce qui donne :

$$P_{abs} = V_{as1}i_{as1} + V_{bs1}i_{bs1} + V_{cs1}i_{cs1} + V_{as2}i_{as2} + V_{bs2}i_{bs2} + V_{cs2}i_{cs2} \quad (I.30)$$

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la transformation de Park permet de Conserver la puissance, on peut écrire alors

$$P_{abs} = V_{ds1}i_{ds1} + V_{qs1}i_{qs1} + V_{ds2}i_{ds2} + V_{qs2}i_{qs2} \quad (I.31)$$

Par leurs expressions dans l'équation (I.27), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$\begin{aligned} P_{abs} = & \underbrace{\left(R_{s1} i_{ds1}^2 + R_{s1} i_{qs1}^2 + R_{s1} i_{ds2}^2 + R_{s1} i_{qs2}^2 \right)}_{1^{er} \text{ terme}} \\ & + \omega_{coord} \underbrace{\left(\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2} \right)}_{2^{eme} \text{ terme}} \\ & + \underbrace{\left(\frac{d\phi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} i_{qs2} \right)}_{3^{eme} \text{ terme}} \end{aligned} \quad (I.32)$$

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

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

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

$$P_{em} = \Omega C_{em} \quad (I.33)$$

Avec, Ω : la vitesse de rotation mécanique du rotor.

C_{em} : le couple Electromagnétique développé.

On a dans l'expression de la puissance absorbée (I.31) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique

$$P_{em} = \omega_{coor} (\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} - \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (I.34)$$

D'après l'équation (I.31) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = P (\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (I.35)$$

Avec : P est le nombre de paires de pôle de la machine.

I.4.10 Choix du Référentiel

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) [10].

I.4.10.1 Référentiel lié au stator

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

L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [10].

I.4.10.2 Référentiel lié au rotor

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

L'utilisation de ce référentiel, permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [7].

I.4.10.3 Référentiel lié au champ tournant

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

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue [10].

I.4.11 Modèle de la Machine

Dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant pour la modélisation et la commande de la MASDE. Dans ce cas, le modèle de la MASDE devient [6]

$$\begin{aligned}
 V_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \phi_{qs1} \\
 V_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \phi_{qs2} \\
 V_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} - \omega_s \phi_{ds1} \\
 V_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} - \omega_s \phi_{ds2} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{I.36}$$

I.4.11.1 Mise sous forme d'équation d'état

Le flux magnétisant ϕ_m est la somme des deux flux magnétisants direct ϕ_{md} et quadratique, d'où [9] :

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{md}^2 + \phi_{mq}^2} \tag{I.37}$$

Les deux expressions des flux magnétisants en fonction des courants statoriques et rotoriques sont :

$$\phi_m = L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_r) \tag{I.38}$$

$$\phi_m = L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (1.38) dans le système d'équations (I.28), on obtient :

$$\begin{aligned}
 \Phi_{ds1} &= L_{s1}i_{ds1} + \Phi_{md} \\
 \Phi_{qs1} &= L_{s1}i_{qs1} + \Phi_{mq} \\
 \Phi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + \Phi_{md} \\
 \Phi_{qs2} &= L_{s2}i_{qs2} + \Phi_{mq} \\
 \Phi_{dr} &= L_r i_{dr} + \Phi_{md} \\
 \Phi_{qr} &= L_r i_{qr} + \Phi_{mq}
 \end{aligned} \tag{I.39}$$

A partir de l'équation (I.39) on tire :

$$\begin{aligned}
 i_{ds1} &= (\Phi_{ds1} - \Phi_{md})/L_{s1} \\
 i_{qs1} &= (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq})/L_{s1} \\
 i_{ds2} &= (\Phi_{ds2} - \Phi_{md})/L_{s2} \\
 i_{qs2} &= (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq})/L_{s2} \\
 i_{dr} &= (\Phi_{dr} - \Phi_{md})/L_r \\
 i_{qr} &= (\Phi_{qr} - \Phi_{mq})/L_r
 \end{aligned} \tag{I.40}$$

En remplaçant les courants du système d'équations (I.40) par leur expression dans le système d'équations (I.36), on aura :

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} &= V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\
 \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} &= V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\
 \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} &= V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) + \omega_s \Phi_{ds1} \\
 \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} &= V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) + \omega_s \Phi_{ds2}
 \end{aligned} \tag{I.41}$$

$$\frac{d\phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\phi_{dr} - \phi_{md}) + \omega_{gt}\phi_{qr}$$

$$\frac{d\phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\phi_{qr} - \phi_{md}) + \omega_{gt}\phi_{dr}$$

Avec

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

A partir de l'équation (1.28), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\phi_{md} = L_a \left(\frac{\phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{dr}}{L_r} \right) \quad (I.42)$$

$$\phi_{md} = L_a \left(\frac{\phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{qr}}{L_r} \right)$$

Où :

$$L_a = \frac{1}{\left(\frac{1}{L_{s1}}\right) + \left(\frac{1}{L_{s2}}\right) + \left(\frac{1}{L_r}\right) + \left(\frac{1}{L_m}\right)} \quad (I.43)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (I.28) dans (I.33), on obtient :

$$C_{em} = PL_m [(i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}] \quad (I.44)$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (1.26). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \quad (I.45)$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})$$

Les courants rotoriques sont [8] :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{dr} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (I.46)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{qr} - L_m (i_{qs1} + i_{qs2})]$$

En introduisant $i_{dr}i_{qr}$ dans l'expression (I.46), on aura [7] :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qr1} + i_{qr2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}] \quad (I.47)$$

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega \quad (I.48)$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants (ϕ_{md}, ϕ_{mq}) dans (I.44) et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations [8] :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} &= V_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{ds2} + \omega_s \phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} &= V_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_{s1}} \phi_{ds1} + \omega_s \phi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} &= V_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{qs2} + \omega_s \phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} &= V_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{qs2} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{qs1} + \omega_s \phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{dr} &= V_{dr} - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{ds1} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} &= V_{qr} - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{qs1} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{qs2} \end{aligned} \quad (I.49)$$

En mettant le système d'équations (I.49) sous forme d'équations d'état. [10]

$$\frac{dx}{dt} = AX + BU \quad (I.50)$$

$$X = [\phi_{ds1}, \phi_{ds2}, \phi_{qs1}, \phi_{qs2}, \phi_{dr}, \phi_{qr}]^T$$

$$B = [V_{ds1}, V_{ds2}, V_{qs1}, V_{qs2}]^T$$

D'après le calcul matriciel, nous aboutissons aux matrices suivantes :

$$A = \begin{pmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & \omega_{gl} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (I.51)$$

- $T_{s1} = \frac{R_{s1}}{L_{s1}}$: constante de temps statorique de la première étoile.
- $T_{s2} = \frac{R_{s2}}{L_{s2}}$: constante de temps statorique de la deuxième étoile.
- $T_r = \frac{R_r}{L_r}$: constante de temps rotorique.

La matrice A être décomposée comme suit [6] :

$$A = [A11] + [A12]\omega_s + [A13]\omega_{gl}$$

Tell que

$$A12 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.52)$$

$$A13 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.53)$$

$$A13 = \begin{pmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & \omega_{gl} & \frac{R_sL_a}{L_r^2} - \frac{R_s}{L_r} \end{pmatrix} \quad (I.54)$$

$$[\phi] = [H][I]$$

$$H = \begin{pmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ L_m & L_{s1} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{s2} + L_m & L_m & 0 & L_m \\ 0 & 0 & L_m & L_{s2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & L_m & 0 & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m & L_m & 0 & L_r + L_m \end{pmatrix} \quad (I.55)$$

I.5 Simulation de la MASDE alimentée par le réseau électrique

I.5.1 Premier cas : Fonctionnement à vide

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement à vide $C_r = 0$.

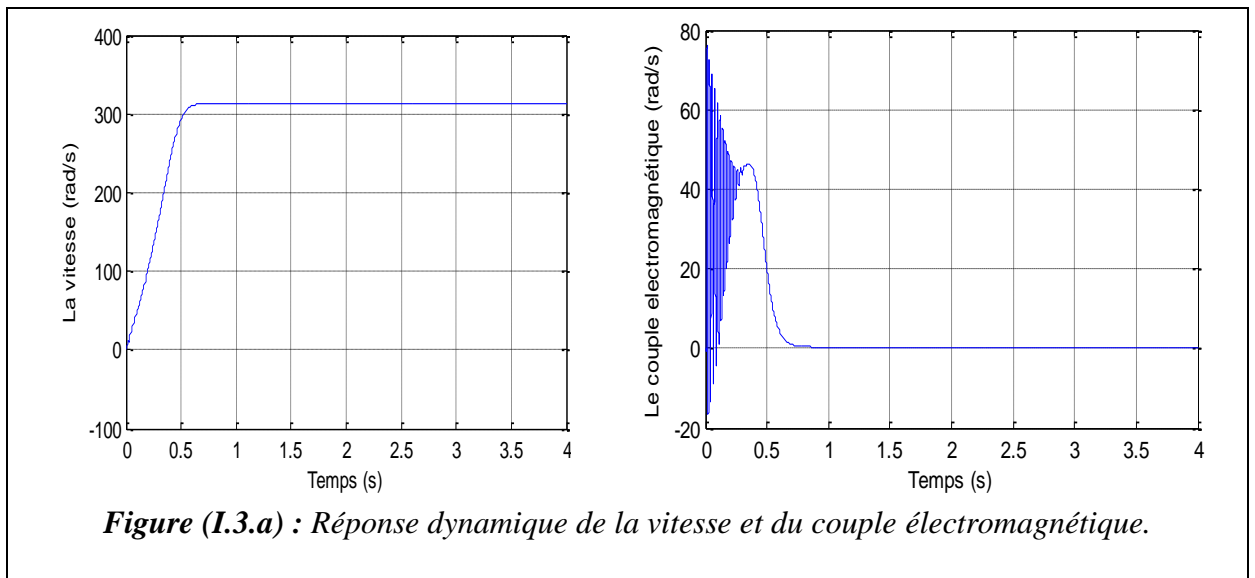


Figure (I.3.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

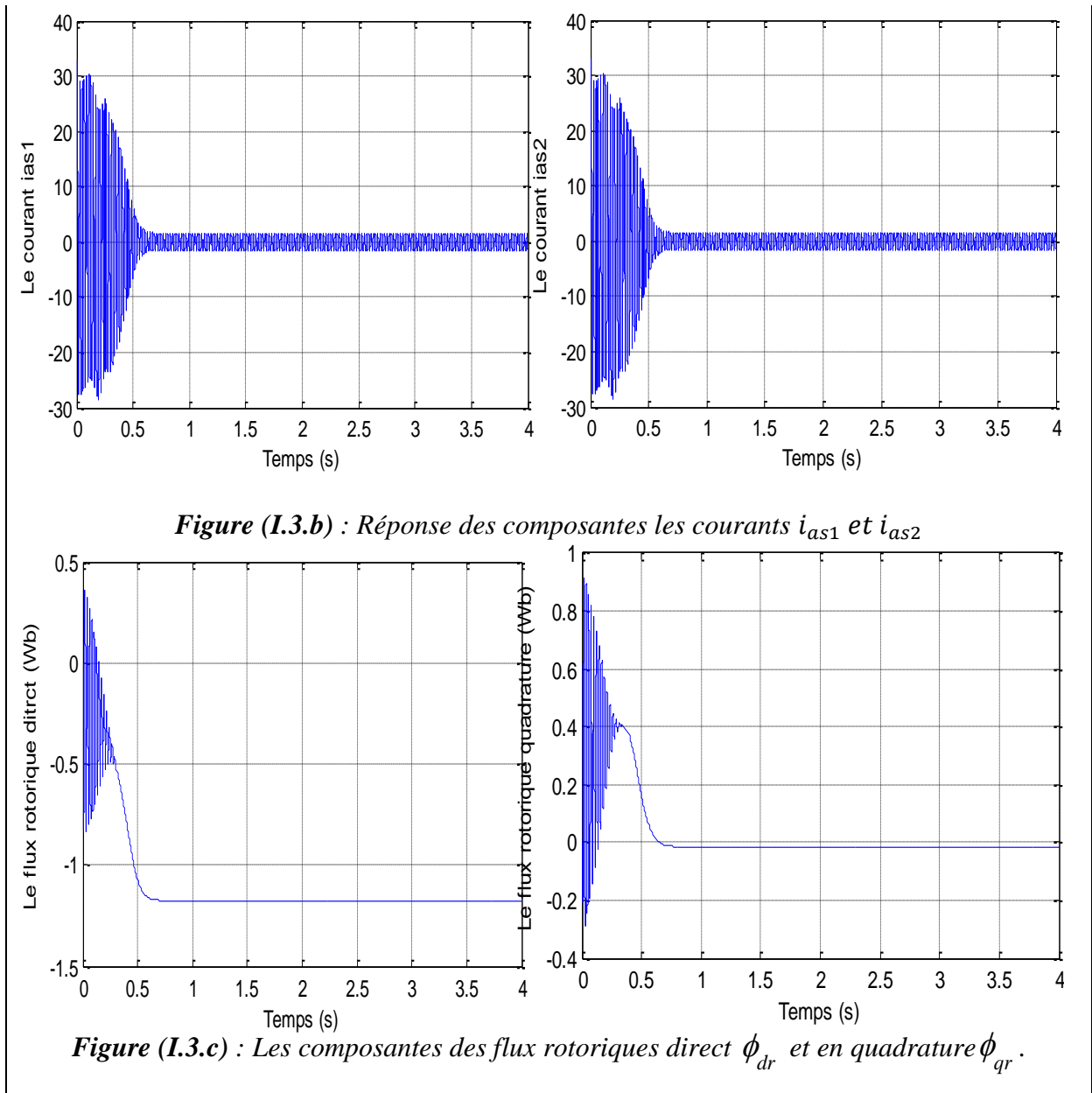


Figure (I.3) : Réponse de la machine sans application de la charge ($C_r = 0$).

I.5.2 Deuxième cas : fonctionnement en charge

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors de l'application d'une charge $C_r = 14$ N.m à partir de l'instant $t = 2$ s. Cette charge correspond au fonctionnement nominal de la machine.

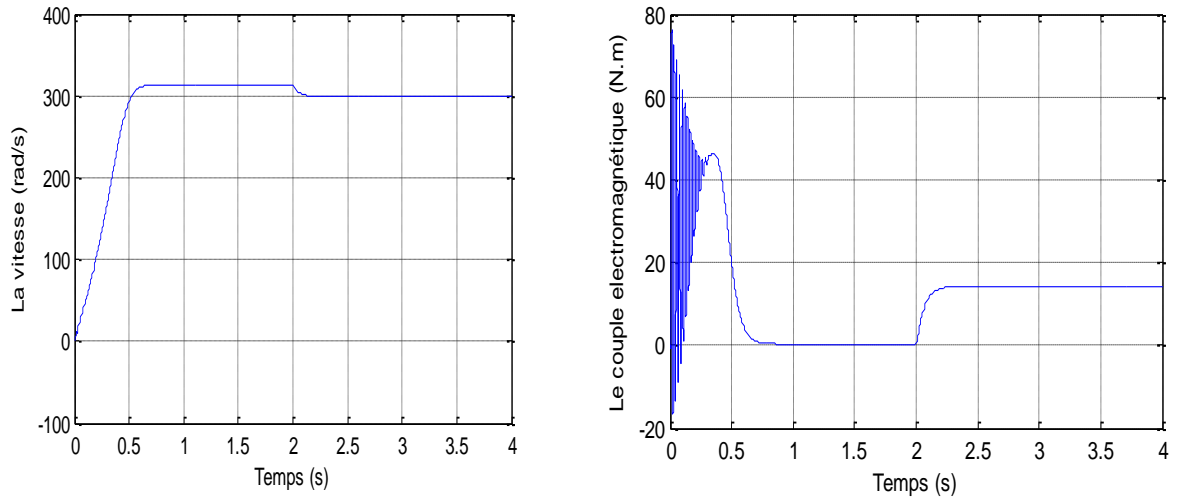


Figure (I.4.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique

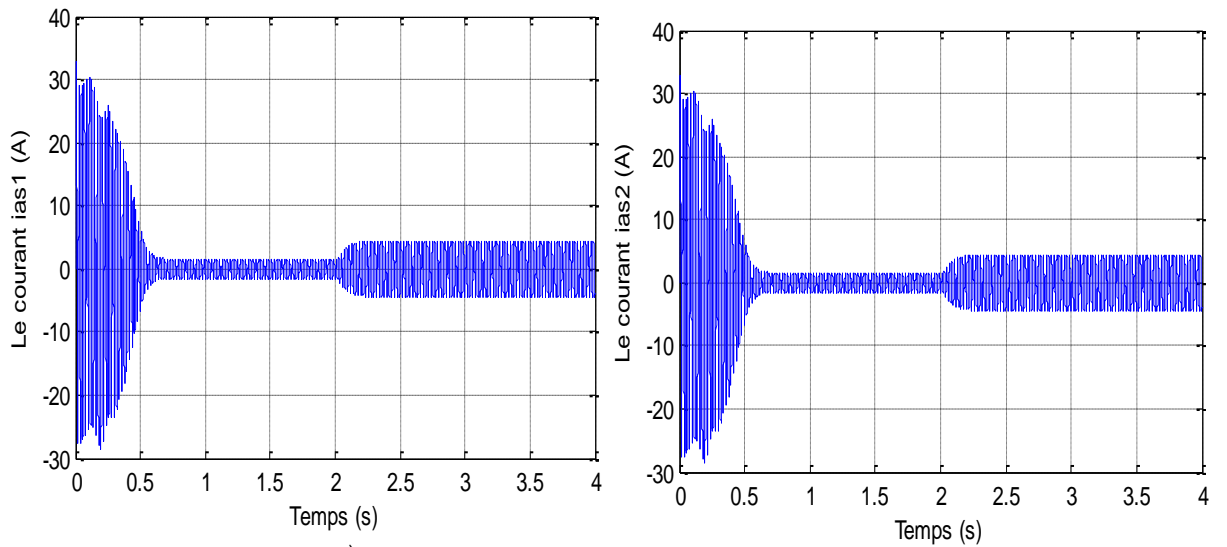


Figure (I.4.b) : Réponse des composantes des courants (i_{as1} , i_{bs1}).

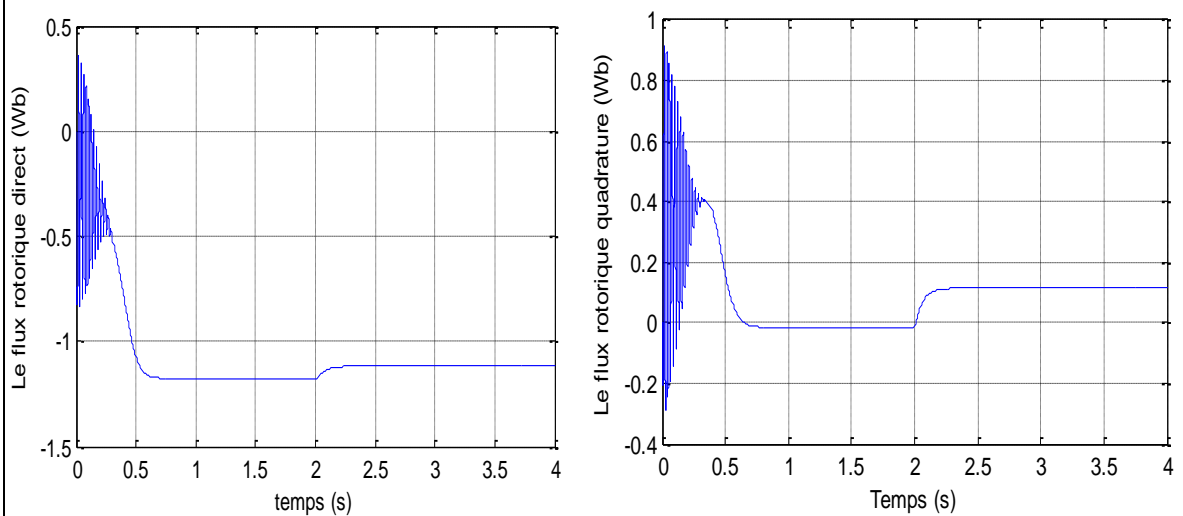


Figure (I.4.d) : Les composantes des flux rotoriques direct et en quadrature.

Figure (I.4) : Performances de la machine asynchrone triphasée à double étoile

I.6 Interprétations des résultats

I.6.1 Premier cas : fonctionnement à vide

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

La vitesse de rotation se stabilise presque à 300 rad/s après un régime transitoire d'environ 0.5s Figure (I.4.a).

Le couple électromagnétique présente au démarrage, un pic de 71 N.m et des oscillations, après ce régime le couple compense les pertes par frottement. La machine produit un couple de 0.31 N.m Figure (I.4.a).

Les courants statoriques i_{as1} et i_{as2} ont une forme sinusoïdale et de même amplitude (les deux étoiles de stator ont les mêmes paramètres ($R_{s1} = R_{s2}$ etc.)). Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants très importants, leur amplitude atteint la valeur $i_{as1} = i_{as2} = 30A$. Après le régime transitoire, les courants statoriques diminuent pour atteindre la valeur crête de 1.3A d'amplitude Figure (I.4.b).

Le flux ϕ_{dr} a des oscillations dans la zone négative et se stabilise à la valeur 1.18 Wb Figure (I.4.c), par contre le flux ϕ_{qr} a des oscillations presque dans la zone positive et tend vers une valeur nulle dans le régime établi Figure (I.4.c).

I.6.2 Deuxième cas : fonctionnement en charge

Les figures ci-dessous montrent clairement que les résultats des simulations obtenus d'un démarrage à vide de la MASDE alimentée par deux systèmes triphasés de) suivi de l'application d'une charge de 14Nm entre l'intervalle $t = [2,4]$ s. Lors-tensions (220 50 V Hz du démarrage à vide, le couple électromagnétique (fig. (II.6)) passe par un régime transitoire la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 314 rd/s (très proche de celle du synchronisme) à $t \approx 0.7$ s (début du régime permanent). Il présente des oscillations qui atteignent une valeur maximale de 80 Nm. Cela est nécessaire pour vaincre l'inertie du moteur, après il revient à une valeur très faible d'une façon presque linéaire et se stable à sa valeur minimale de 0.15 N.m, qui est due aux frottements (presque nulle) pour compenser les pertes par frottements. La vitesse (fig. (II.5)) passe aussi par un régime transitoire d'une durée de 0.35

(sec) qui représente le temps de réponse de la machine, puis elle se stabilise au voisinage de la vitesse du synchronisme.

I.7 Modélisation de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable. Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASDE se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, à base d'onduleurs de tension à fréquence variable.

Chaque étoile de la MASDE est connectée à l'onduleur triphasé à commutations commandées. Ce dernier est constitué de trois branches ou chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires. Chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisée par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{interrupteur est ferme (} K_i \text{ conduit, } \bar{K}_i \text{ bloque)} \\ 0 & \text{interrupteur est ouvert (} K_i \text{ bloque, } \bar{K}_i \text{ conduit)} \end{cases}$$

Avec : $f_i + \bar{f}_i = 1$ et $i=1...3$

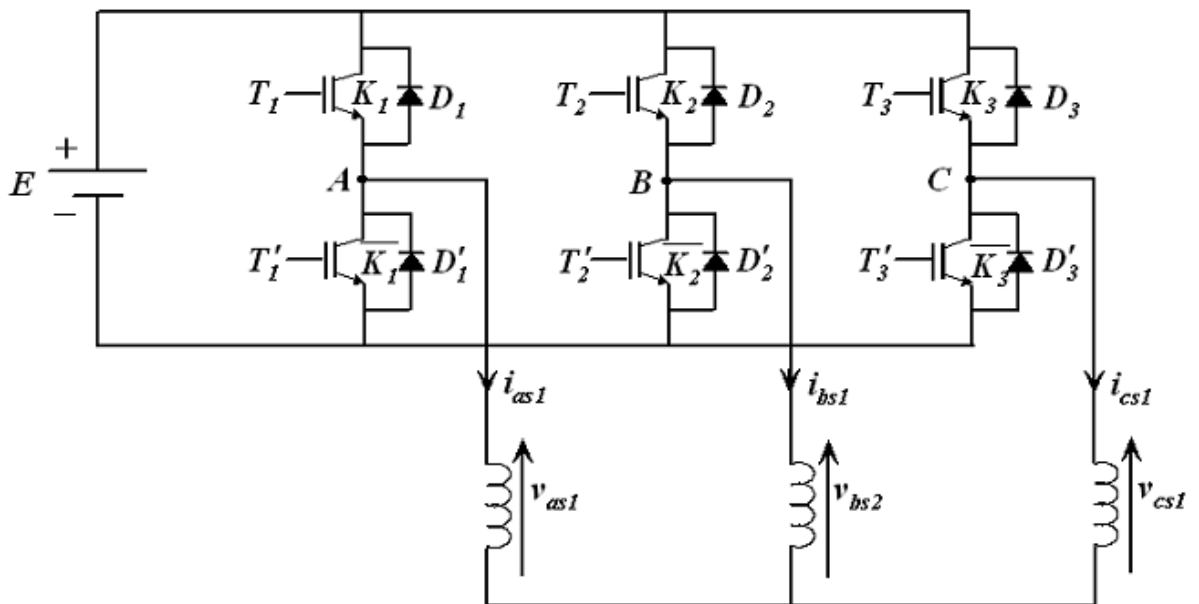


Figure I.5 : schéma de l'onduleur triphasé.

Les tensions composées sont :

$$V_{AB} = \vartheta_{as1} - \vartheta_{bs1} = E (f_1 - f_2) \quad (\text{I.56})$$

$$V_{BC} = \vartheta_{bs1} - \vartheta_{cs1} = E (f_2 - f_3) \quad (\text{I.57})$$

$$V_{CA} = \vartheta_{cs1} - \vartheta_{as1} = E (f_3 - f_1) \quad (\text{I.58})$$

Les tensions simples ϑ_{as1} et ϑ_{bs1} et ϑ_{cs1} forment un système triphasé équilibré el que :

$$\vartheta_{as1} + \vartheta_{bs1} + \vartheta_{cs1} = 0 \quad (\text{I. 59})$$

La résolution des équations (I. 56), (I. 57) (I. 58) et (I. 59) nous donne :

$$\begin{bmatrix} \vartheta_{as1} \\ \vartheta_{bs1} \\ \vartheta_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.60})$$

Pour le second onduleur, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \vartheta_{as2} \\ \vartheta_{bs2} \\ \vartheta_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} \quad (\text{I.61})$$

I.7.1 Commande par modulation sinus-triangle

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

Pour la première l'étoile :

$$\begin{aligned}
 g_{refa1} &= g_m \sin(2\pi ft) \\
 g_{refb1} &= g_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 g_{refc1} &= g_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{I.62}$$

Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations (I. 64) $(2\pi ft)$ par $(2\pi ft - \alpha)$ et l'indice 1 par 2.

L'équation de la porteuse est donnée par :

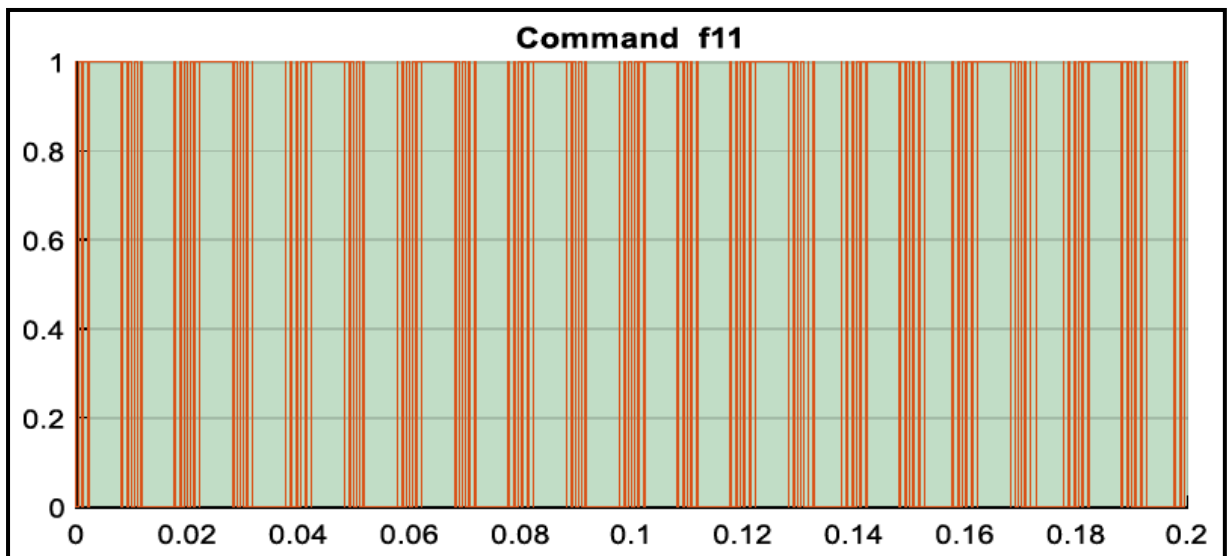
Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1. L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la Fréquence de référence (f)

2. Le coefficient de réglage en tension égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) a la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm}).

La figure 2.5 représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle dont

$r = 0.8$ et $m = 21$



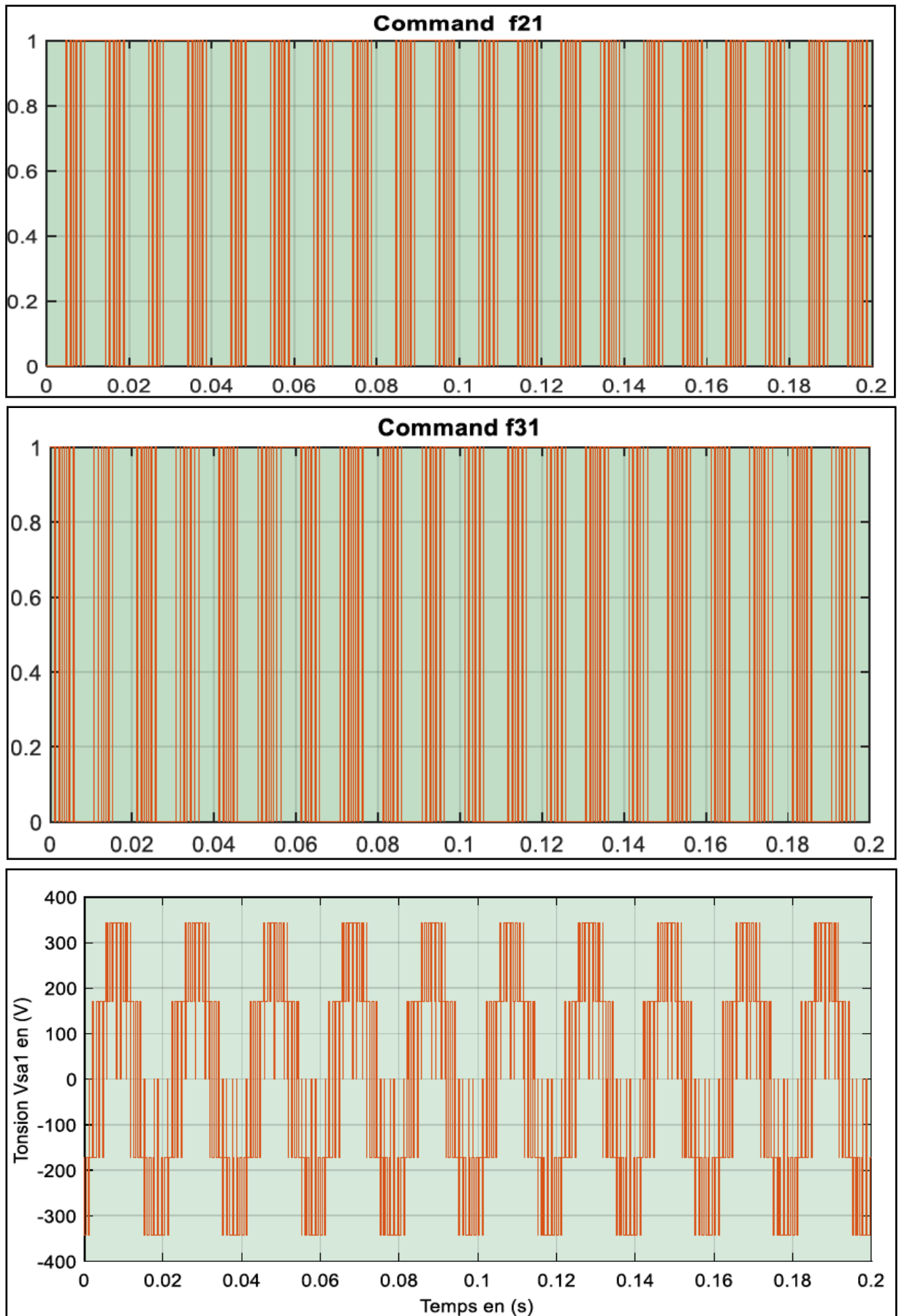


Fig. I.6 –Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle

I.7.2 Association de la MASDE-onduleurs de tension à commande M.L.I

La représentation schématique de l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension à commande M.L.I sinus-triangle est donnée par la figure I.9.

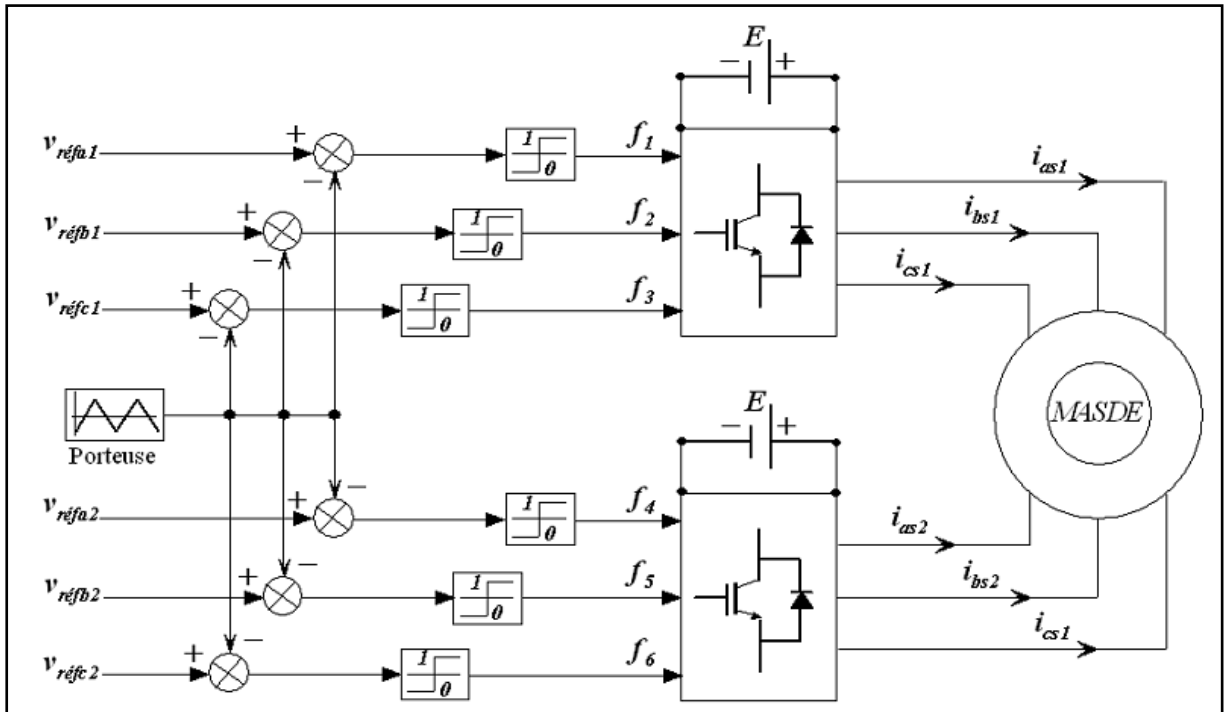


Fig. I.7 – Association MASDE-onduleurs de tension à commande M.L.I

I.7.3 Simulation et interprétation des résultats

La simulation est effectuée pour un décalage angulaire $\alpha = 30$

La figure 2.7 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à commande M.L.I. sinus-triangle dont $r = 0.8$ et $m = 21$, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et -14 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [2, 4]$ s. Cette dernière montre que les résultats obtenus sont approximativement similaires avec ceux obtenus par l'alimentation directe (figure I.9). Cependant, ces allures et en particulier celles, du couple électromagnétique, des courants statoriques et de ceux suivant les deux axes directs et en quadrature (étoiles 1 et 2), montrent que cette technique engendre une augmentation des ondulations dues principalement aux harmoniques délivrés par les onduleurs, qui se répercutent essentiellement sur le couple électromagnétique.

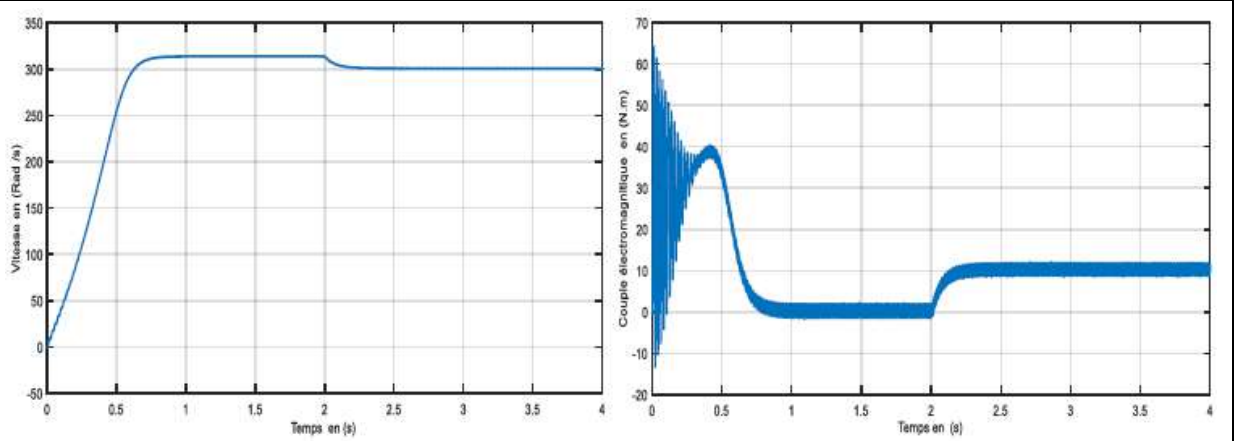


Figure (I.8.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique

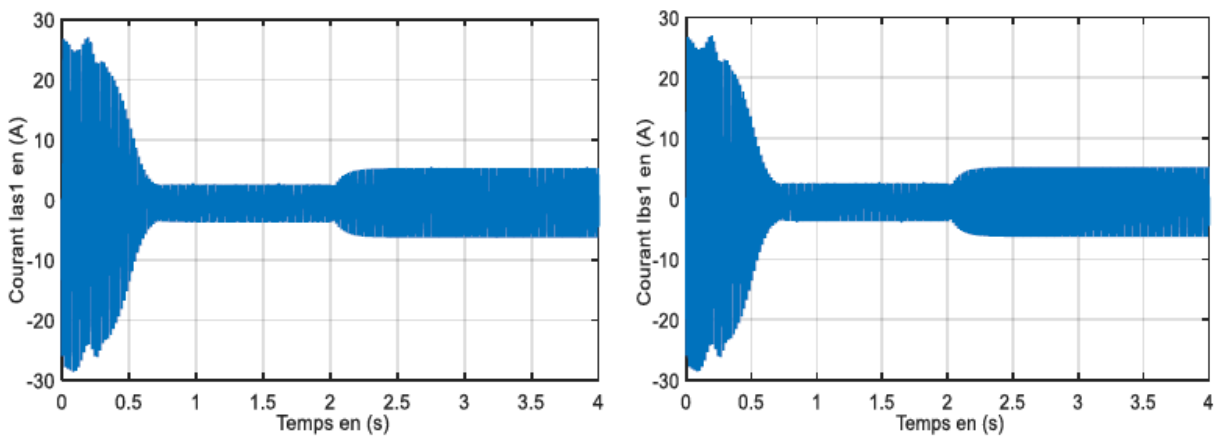


Figure (I.8.b) : Réponse des composantes les courants I_{as1} , I_{as2}

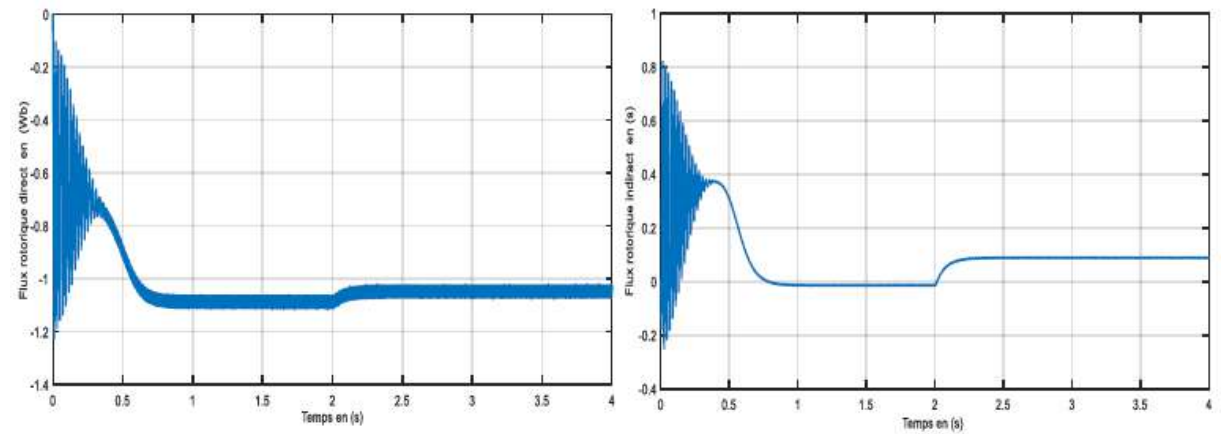


Figure (I.8.c) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure (I.8) : Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge.

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone triphasée à 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 que nous avons validée à travers une simulation numérique. L'étude des caractéristiques de la MASDE directement alimentée par des sources sinusoïdales, puis par des onduleurs de tensions à commande M.L.I à vide et en charge a été accomplie. L'insertion de la charge dans les deux cas d'alimentations engendre une variation de la vitesse. Nous avons présenté l'interprétation des résultats. Après la validation de ce modèle, il est possible maintenant d'élaborer et réaliser la commande de système. Afin de remédier à ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la technique de régulation par la commande vectorielle. C'est le but du prochain chapitre.

Chapitre II

**Commande vectorielle de la
MASDE**

I.1 Introduction

Le développement de nouvelles stratégies de commandes par l'électronique de puissance ont permis une augmentation des fréquences de commutation et par conséquent une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, les moyens de calculs ont considérablement évolué. Tous ces progrès ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage de flux et du couple dans les machines à courant alternatif en régime transitoire et permanent. L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle à flux rotorique orienté (Flux Oriented Control), introduite par Kovac en 1959 et reprise par Blascke en 1972, après une dizaine d'années. Elle a connu un développement important [11].

Dans le présent chapitre, sera consacré à l'étude du principe de la commande vectorielle d'une machine asynchrone double étoile, ainsi que les différents procédés d'orientation du flux, on se proposera par la suite la méthode de commande indirecte. Enfin des simulations de l'application de la commande vectorielle indirecte sur la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la stratégie triangle-sinusoïdale à une seule porteuse bipolaire seront présentées.

II.2 Principe de la commande vectorielle

Pour la machine asynchrone, le principe d'orientation du flux a été développé par Blaschke au début des années soixante-dix. Il consiste à orienter le vecteur flux suivant l'un des axes du repère (d, q), afin de rendre le comportement de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Il s'agit donc de placer le référentiel (d, q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d, q) Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante. [12]

La commande d'une machine à courant continu est effectuée simplement en pilotant deux courants continus. Par contre, le cas d'une machine asynchrone double étoile est beaucoup plus difficile car il faut piloter cinq grandeurs, quatre courants (direct et en quadrature) ou quatre tensions statoriques (direct et en quadrature) et la fréquence de ces signaux.

Lors de la modélisation de la machine asynchrone double étoile dans un référentiel lié au champ tournant, le référentiel d-q et les champs statorique, rotorique et d'entrefer de la machine tournent à la même vitesse. [13] L'orientation de l'un de ces trois champs suivant l'axe d du

référentiel constitue le principe de base de la commande par orientation du flux (commande vectorielle). Cette orientation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique à une forme similaire à celle de la machine à courant continu (figure II.1)

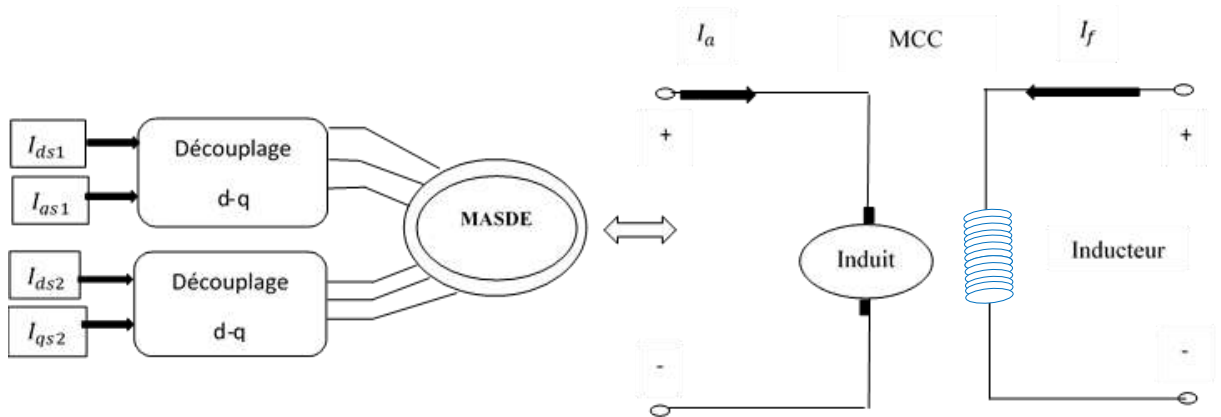


Figure II.1 : Analogie avec la machine à courant continu à excitation séparée.

Dans la littérature, nous trouvons plusieurs types d'orientation, à savoir l'orientation du flux rotorique, l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer. Dans notre travail, nous nous intéressons à l'orientation du flux rotorique vue qu'elle est la plus facile à mettre en œuvre par rapport aux autres, c'est-à-dire

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \Phi_{qr} = 0$$

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \{ \Phi_r (i_{qs1} + i_{qs2}) \} = K'' \Phi_r i_{qs} \quad (II.1)$$

La formule de couple devient alors :

Avec :

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

D'après l'équation (2.1) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

II.2.1 Choix d'orientation du flux

La modélisation de la MASDE (chapitre I) est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant $\leq d, q \geq$, de ce fait les choix concernant l'alimentation et le repère

ont été accomplis. Alors, l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles [1]

➤ Flux rotorique $\phi_{dr} = \phi_r^*$ et $\phi_{qr} = 0$ (II.2)

➤ Flux statorique $\phi_{ds} = \phi_r^*$ et $\phi_{qs} = 0$ (II.3)

➤ Flux d'entrefer $\phi_{dg} = \phi_r^*$ et $\phi_{qg} = 0$ (II.4)

Pour la MASDE, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (4.3). Car cela permet d'aboutir {un variateur de vitesse ou le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques. [1]

II.2.2 Différentes méthodes de la commande vectorielle

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

II.2.2.1 Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase Celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement [1]. Pour cela deux procédés sont utilisés :

La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.

L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthodes est sensible aux Variations des paramètres de la machine.

II.2.2.2 Méthode indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Le descriptif (méthode indirecte) signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [14].

II.2.3 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et par orientation du flux rotorique [15]. La figure III.2 représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.

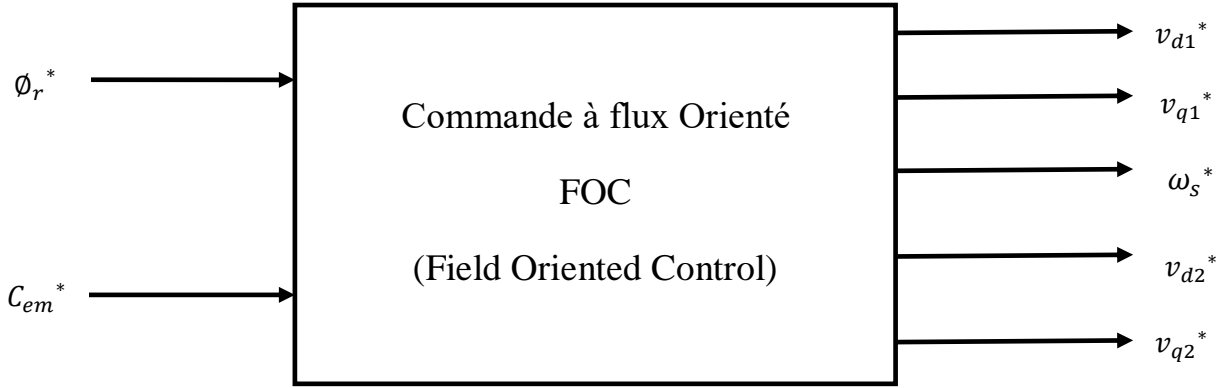


Figure. II.2 : Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)

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

$$\Phi_{dr} = \Phi_r^* \quad (\text{II.5})$$

$$\Phi_{qr} = 0 \quad (\text{II.6})$$

$$S\Phi_r^* = 0 \quad (\text{II.7})$$

Avec : $S = d/dt$ opérateur de Laplace

En remplaçant (II.5) – (II.6) dans les équations des tensions rotoriques (I.15), on obtient

$$r_r i_{dr} = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0 \quad (\text{II.8})$$

$$R_r i_{dr} = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0 \quad (\text{II.9})$$

$$R_r i_{qr} + \omega_g^* \Phi_r^* = 0 \Rightarrow i_{qr} = \frac{\omega_g^* \Phi_r^*}{R_r} \quad (\text{II.10})$$

A partir des équations des flux rotoriques (ϕ et ϕ) exprimées par (I.27), on tire :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{dr} - L_m (i_{d1} + i_{d2})] \quad (\text{II.11})$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{qr} - L_m (i_{q1} + i_{q2})] \quad (\text{II.12})$$

Et à partir des équations (II.11) et (II.12), on trouve :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_r^* - L_m(i_{d1} + I_{d2})] \quad (\text{II.13})$$

$$i_{qr} = \frac{-L_m}{L_m + L_r} (i_{q1} + i_{q2}) \quad (\text{II.14})$$

En introduisant (II.13) et (II.14) dans le système d'équations des flux statoriques (I.13), on aura [16]

$$\begin{aligned} \Phi_{ds1} &= \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{ds2} &= \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{qs1} &= \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \Phi_{qs2} &= \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

D'où :

$$\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r} \text{ et } \lambda_{1,2} = L_{1,2} + \eta L_r$$

En substituant (II.9) dans (II.11), on tire :

$$\Phi_r = (i_{d1} + i_{d2}) \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad (\text{II.16})$$

A partir de l'équation (II.14), on trouve

$$L_m = (i_{q1} + i_{q2}) = -(L_m + L_r) i_{qr} \quad (\text{II.17})$$

En remplaçant (III.15) –(III.17) dans le système d'équations de tensions statoriques (I.15)

$$\begin{aligned} v_{d1}^* &= R_1 i_{ds1} + L_1 S i_{d1} - \omega_s^* (L_1 i_{q1} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{d2}^* &= R_2 i_{ds2} + L_2 S i_{d2} - \omega_s^* (L_2 i_{q2} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{q1}^* &= R_1 i_{qs1} + L_1 S i_{q1} - \omega_s^* (L_1 i_{d1} + \Phi_r^*) \\ v_{q2}^* &= R_2 i_{ds2} + L_2 S i_{d2} - \omega_s^* (L_2 i_{d2} + \Phi_r^*) \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

Où :

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ et } \omega_{gl}^* = \omega_s^* - \omega_r$$

En introduisant l'équation (II.14) dans (II.09), on tire :

$$\omega_{g1}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \phi_r} \frac{i_{q1} + i_{q2}}{\phi_r^*} \quad (\text{II.19})$$

A partir de la relation (II.01), on trouve :

$$i_{q1} + i_{q2} = \frac{(L_m + L_r) C_{em}^*}{S L_m} \phi_r^* \quad (\text{II.20})$$

Le système d'équations électriques (II.18) montre que les tensions ($v_{d1}^*, v_{d2}^*, v_{q1}^* et v_{q2}^*$) influent aux mêmes temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures ($i_{d1}, i_{d2}, i_{q1} et i_{q2}$) donc sur le flux et sur le couple. Il est alors nécessaire de réaliser un découplage. Cela, en définissant de nouvelles variables ($v_{d1}^*, v_{d2}^*, v_{q1}^* et v_{q2}^*$) n'agissant respectivement que sur ($i_{d1}, i_{d2}, i_{q1} et i_{q2}$) tels que [3] :

$$\begin{aligned} v_{d1r} &= r_1 i_{d1} + L_1 S i_{d1} \\ v_{q1r} &= r_1 i_{q1} + L_1 S i_{q1} \\ v_{d2r} &= r_2 i_{d2} + L_2 p S \\ v_{q2r} &= r_2 i_{q2} + L_2 S i_{q2} \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

Afin de compenser l'erreur introduite lors de découplage les tensions statoriques de références à flux constant sont exprimées par

$$\begin{aligned} v_{d1}^* &= v_{d1r} - v_{d1c} \\ v_{q1}^* &= v_{q1r} - v_{q1c} \\ v_{d2}^* &= v_{d2r} - v_{d2c} \\ v_{q2}^* &= v_{q2r} - v_{q2c} \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

Où :

$$\begin{aligned} v_{d1c} &= \omega_s^* (L_1 i_{q1} + \tau_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{q1c} &= \omega_s^* (L_1 i_{q1} + \phi_r^*) \\ v_{d2c} &= \omega_s^* (L_2 i_{d2} + \tau_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \end{aligned} \quad (\text{II.23})$$

$$v_{q2c} = \omega_s^* (L_1 i_{d2} + \Phi_r^*)$$

II.2.3.1. Synthèse des régulateurs PI

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. La (Fig. II.3) montre le schéma fonctionnel de régulation des courants, valable selon les deux axes d et q.

Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée de la (Fig. II.3) est écrite comme suit :

$$\frac{i_{ds1}}{i_{ds1}^*} = \frac{K_{ids1} + k_{pd1}S}{L_{s1}S^2 + (R_{s1} + k_{pd1})S + k_{id1}} \quad (II.24)$$

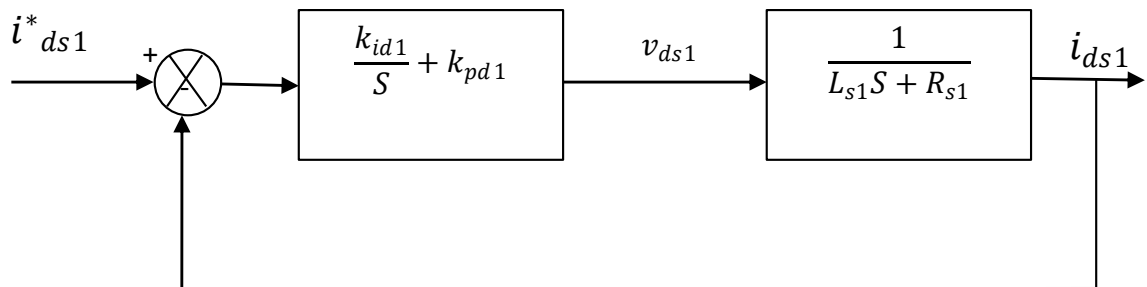


Figure. II.3- Schéma de régulation des courants

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

$$p(s) = s^2 + 2p_{d1}s + 2p_{d1}^2 \quad (II.25)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$k_{pd1} = 2S_{d1}L_{s1} - R_{s1} \quad (II.26)$$

$$k_{id1} = 2S_{d1}^2L_{s1}$$

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

II.2.3.2- Réglage de vitesse de la MASDE à flux statorique orienté par régulateur IP

La commande vectorielle par régulateur IP du moteur Asynchrone à Double Etoile (MADE) alimenté par deux onduleurs de tension Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple

de référence, afin de maintenir la vitesse à sa référence. Un régulateur IP peut être utilisé pour assurer ce but.

Le schéma synoptique complet de la structure de commande est illustré par la figure (II.6). On a noté précédemment que le réglage de vitesse peut se faire par un régulateur IP.

Ce dernier est rapide et simple à manipuler. Il est caractérisé par deux coefficients, l'un de proportionnalité et l'autre d'intégration. Sa fonction de transfert est donnée par :

K_i : est le coefficient d'intégration ; K_p : est le coefficient de proportionnalité.

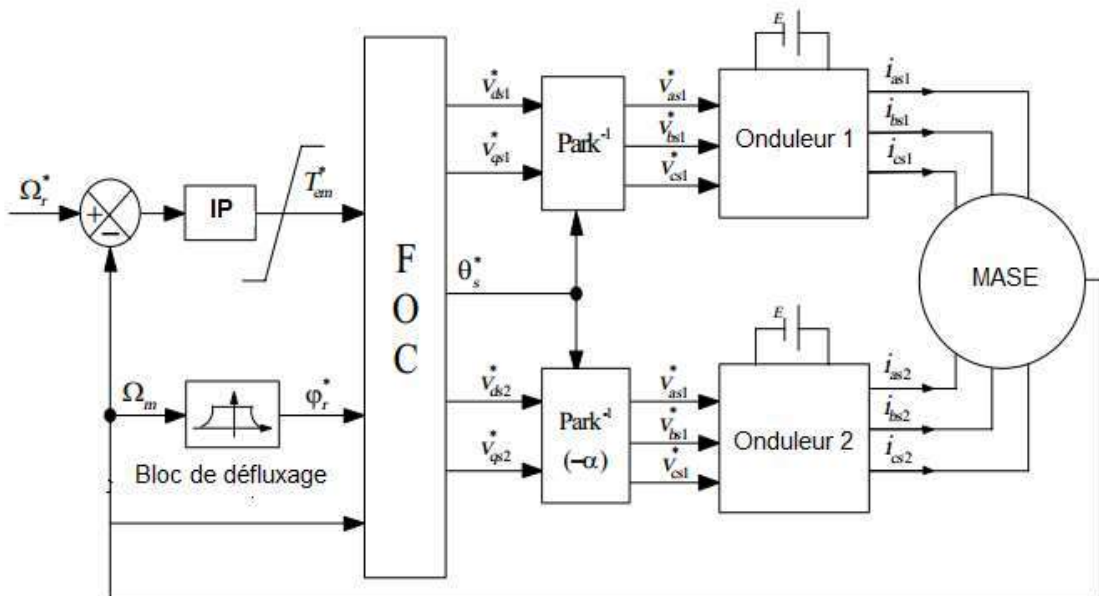


Figure (II.4) : Schéma de principe de la commande de vitesse d'une MASDE à flux rotorique orienté.

Face aux hypothèses faites pour simplifier le modèle de la MASDE, le PI est un régulateur qui présente plusieurs inconvénients [17] [12] :

- Ajout d'un zéro dans le numérateur de la fonction de transfert en boucle fermée ce qui peut entraîner des dépassements importants lors des régimes transitoires.
- Introduction d'un déphasage dû à la fonction intégrale pouvant entraîner une instabilité de l'entraînement.
- Les coefficients sont directement calculés en fonction des paramètres de la machine ce qui entraîne une robustesse médiocre face à la variation de ceux-ci.

- Les éventuelles perturbations ne sont pas prises en compte et il y a peu de degrés de liberté pour le réglage. [14] [17] [12]

II.2.3.3 Défluxage

Pour obtenir un variateur de vitesse, il suffit d'adjoindre à la boucle ouverte un régulateur de flux et un régulateur de couple. La vitesse est mesurée et il est donc possible de faire sa régulation.

Par contre le flux ne peut pas être mesuré directement et son contrôle, le plus simple est du type réaction le bloc de défluxage est défini par la non linéarité suivante [13] [18]

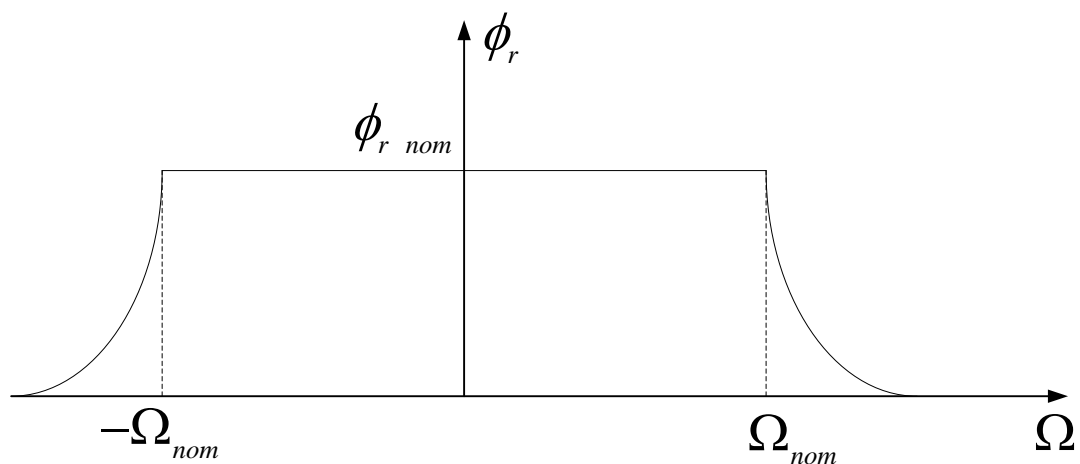


Figure (II.5) : Le bloc de défluxage

$$\phi_r = \phi_{nom} \text{ Pour } |\Omega| = |\Omega_{nom}|$$

$$\phi_r = \frac{|\Omega_{nom}|}{|\Omega|} \text{ Pour } |\Omega| = |\Omega_{nom}|$$

Ω_{nom} : vitesse nominale

ϕ_r : Flux rotorique nominale.

II.2.4. Identification des paramètres du régulateur de vitesse IP

Le régulateur Intégral Proportionnel (IP) a été appliqué pour la commande des machines Asynchrone en raison de ses divers avantages. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbations). La boucle de régulation de la vitesse avec l'utilisation d'un régulateur de type IP est schématisée par la Figure suivante :

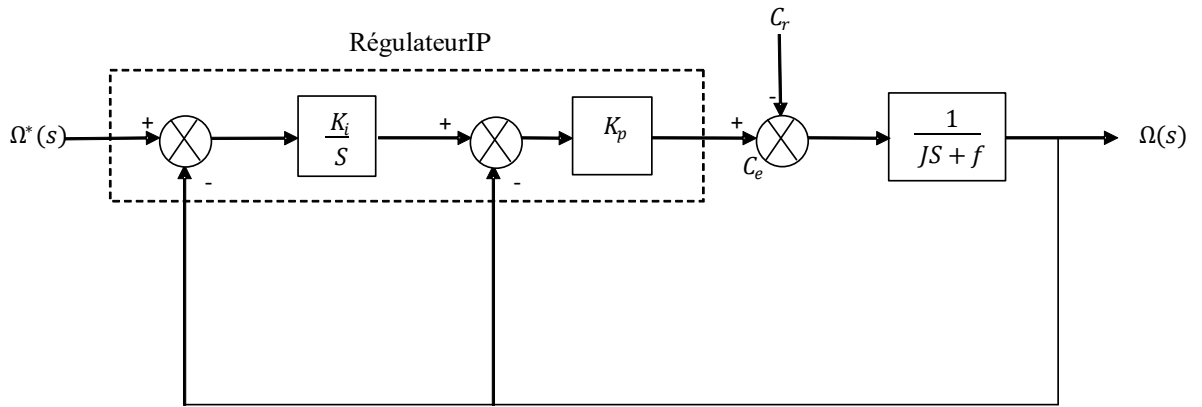


Figure (II.6) : Boucle de régulation de vitesse

La détermination des paramètres du régulateur IP classique est basé sur l'équation mécanique du moteur, en effet cette équation à la forme suivante dans de la place.

$$C_e(s) - C_r(s) = (J_s - f_r)\Omega_s(s)$$

Le bouclage de cette équation sur IP classique afin de commande la vitesse donne l'équation en poursuite suivante ($C_r(s) = 0$).

$$\frac{\Omega_s}{\Omega_s^*} = \frac{1}{1 + \frac{(k_p + f)}{k_p k_i} S + \frac{J}{k_p k_i} S^2} \quad (II.27)$$

Où :

K_p et K_i dénoter les gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse IP.

On peut voir que la vitesse de moteur est représentée par l'équation différentielle du second ordre :

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisé par

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} S + \frac{J}{\omega_n^2} S^2} \quad (II.28)$$

Par l'identification de l'expression (II.27) par l'expression (II.28), nous obtenons

$$\begin{cases} \frac{J}{K_p K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_p + f}{K_p K_i} = \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \end{cases}$$

Puisque, le choix des paramètres du régulateur est choisi selon le choix de la constante D'amortissement (ε) et de la pulsation naturelle ω_n :

$$\begin{cases} K_p = 2J\varepsilon\omega_n - f \\ K_i = \frac{J\omega_n^2}{K_p} \end{cases}$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en l'absence de dépassement. Cette technique d'amortissement (ξ) et de la pulsation naturelle (ω_n) pour déterminer les coefficients K_p et K_i On prend $\xi=0.7$ et $\omega_n =6$ rad / s, ce qui donne :

$$K_p=0.5240$$

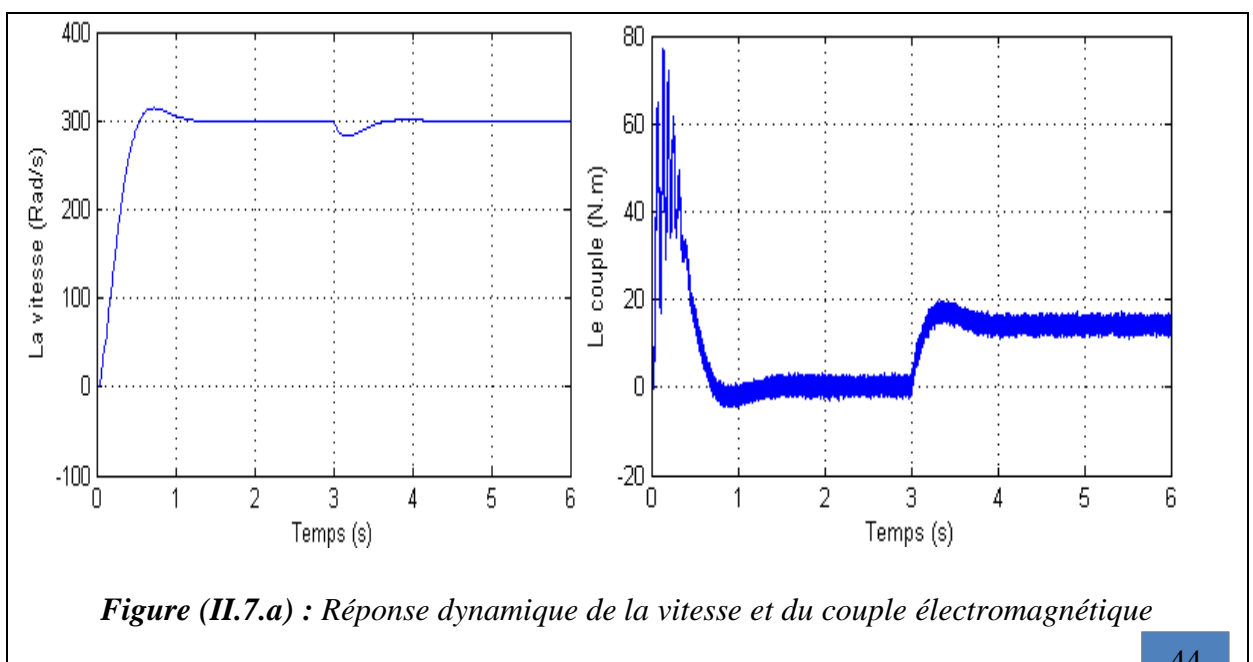
$$K_i=4.2939$$

II.2.5 Résultats de simulation

II.2.5.1 Introduction d'un couple de charge

Cet essai est similaire au sauf que, dans ce cas on introduit un couple de charge de 14 N.m à l'instant ($t =3s$). Les résultats obtenus sont représentés par la figure (II.6). On remarque que l'allure de la vitesse à l'instant de l'application de la charge présente une chute rejetée rapidement, puis se stabilise à sa grandeur de référence, et le temps de réponse est rapide.

Pour la variation du couple, on constate qu'il rejoint après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliquée. Le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre.



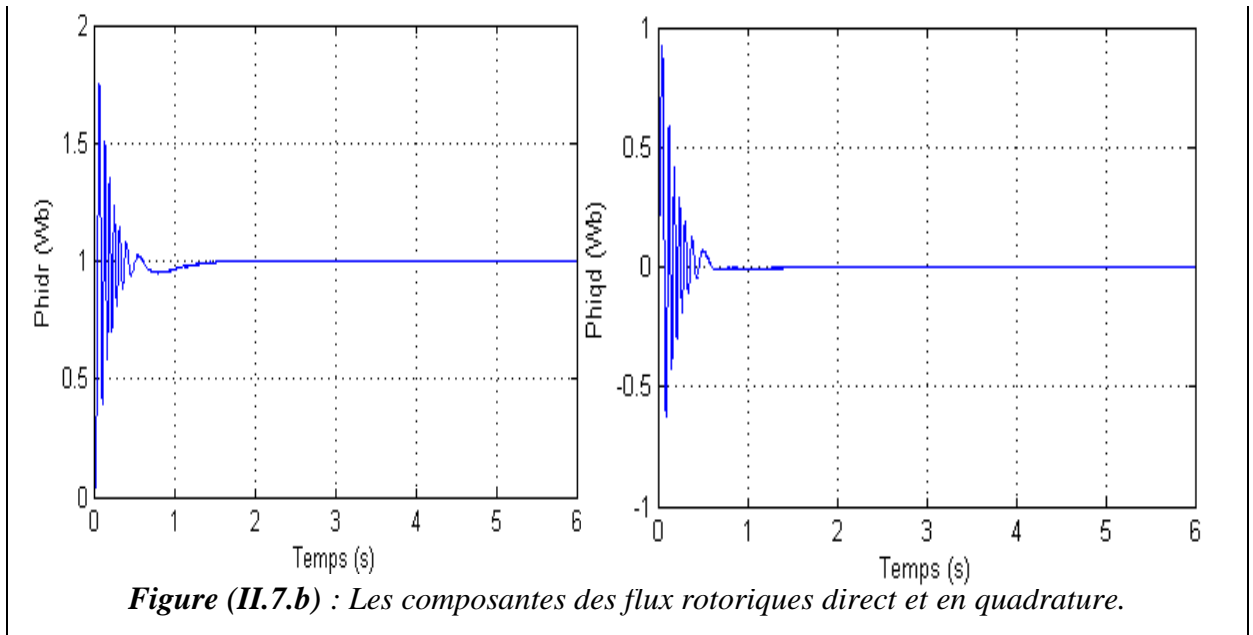
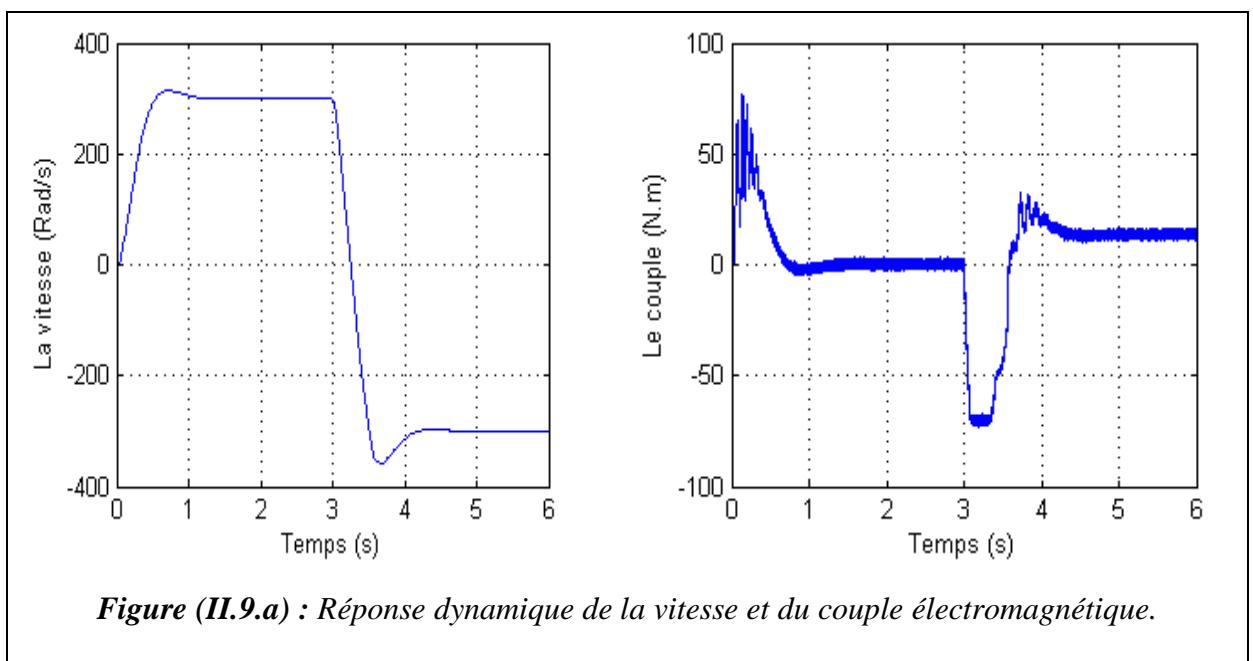


Figure (II.7) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par IP Classique lors de l'introduction d'un couple de charge de $C = 14$ (N.m) à l'instant $t=3$ (s).

II.2.5.2. Inversion de sens de rotation

Après un démarrage de la machine, nous avons procédé à un changement de consigne de la vitesse de 300 rd/s à -300 rd/s à $t = 3$ s, et vice versa. Vu les résultats obtenus, on note que la vitesse suit sa consigne rapidement comparativement au IP classique et l'inversion du sens de rotation se fait avec de passage. D'autre part, le couple électromagnétique marque des pics, pendant le changement de consigne et l'inversion du sens de rotation. Ces pics sont presque égaux à ceux marqués dans le cas du démarrage.



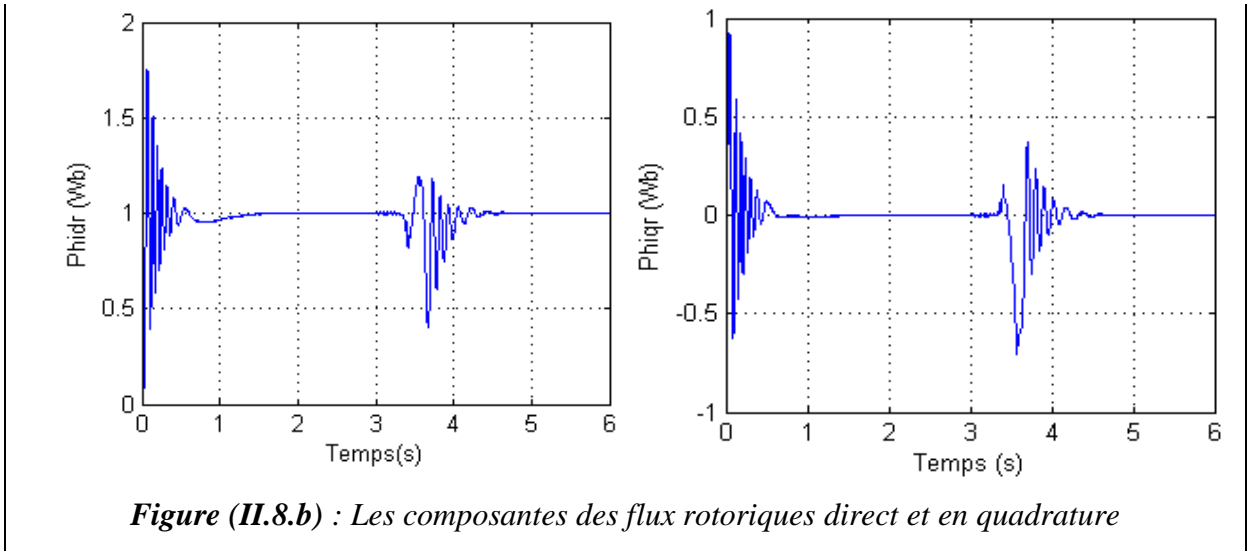
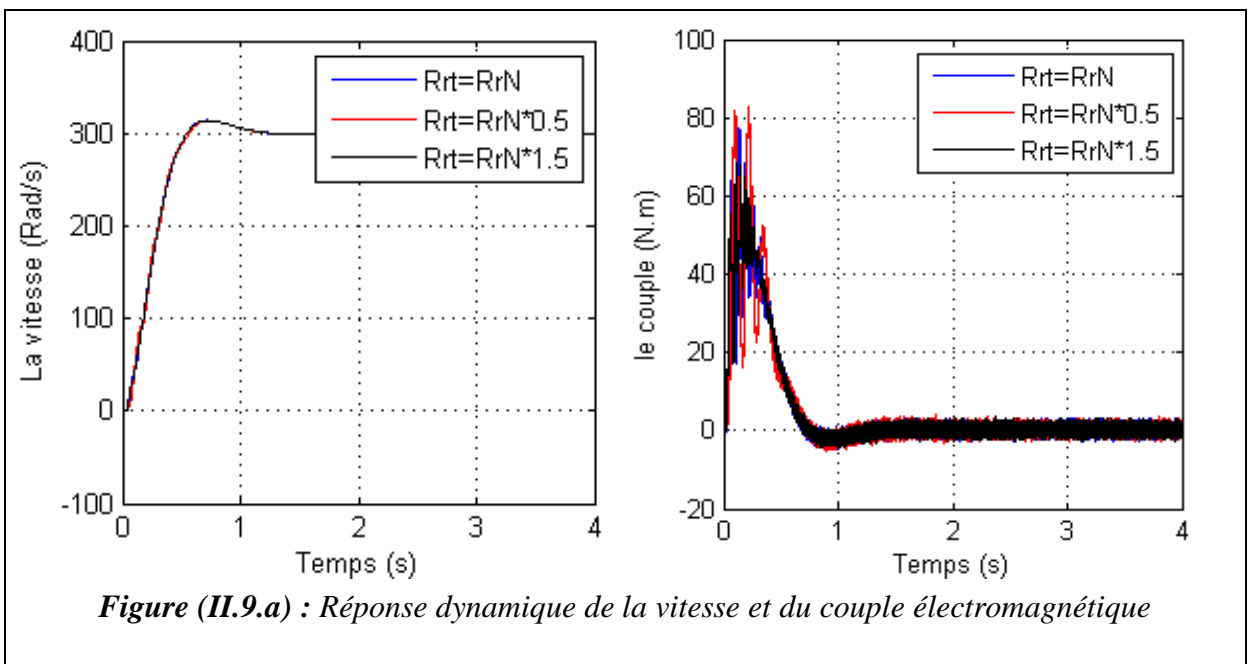


Figure (II.8) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par IP Classique lors de l'inversion du sens de rotation.

II.2.5.3. Teste de la robustesse

II.2.5.3.1 Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique

Dans le but de tester la robustesse de la commande par les régulateurs IP, nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique, sur le découplage entre le flux et le couple. Pour cela nous avons simulé le système pour une augmentation de 50%,100%,150% de sa valeur nominale, La figure (II.10) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux rotorique. D'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique.



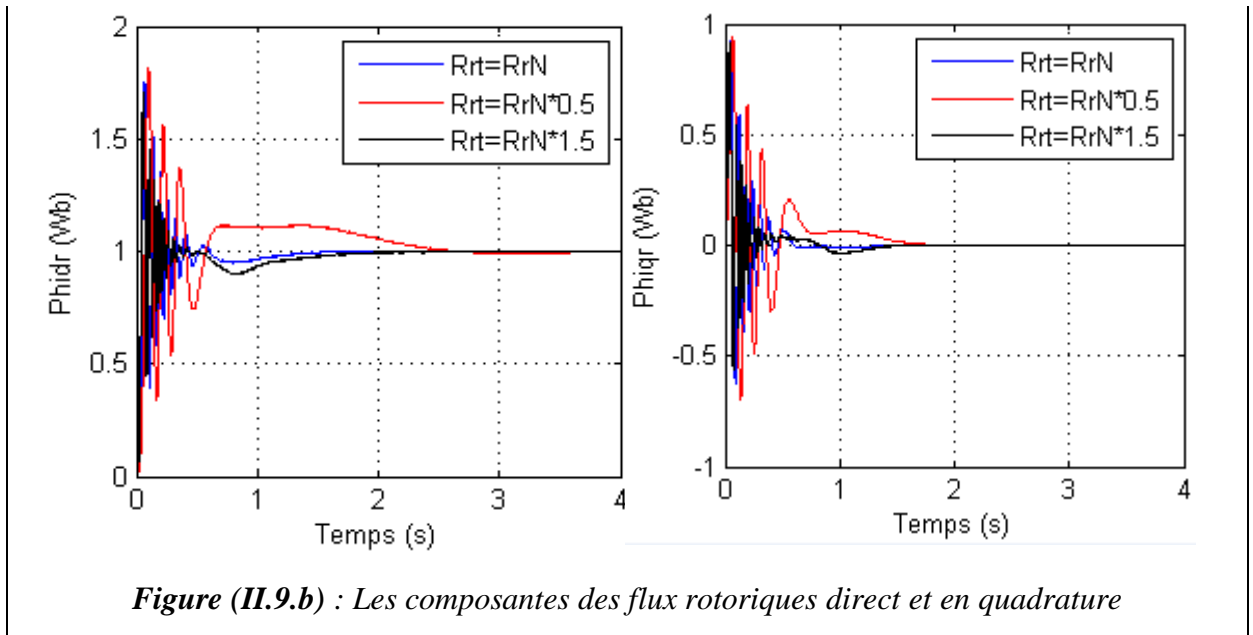


Figure (II.9.b) : Les composantes des flux rotoriques direct et en quadrature

Figure (II.9) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par IP Classique lors du test de robustesse vis à vis de résistance rotorique.

II.2.5.3.2 Robustesse-vis-à-vis de variation d'inertie

On va également discuter l'influence de la variation de l'inertie sur la dynamique de la MASDE à flux rotorique orienté munie d'un réglage par un IP classique.

La figure (II.12) présente les réponses dynamiques, de la vitesse, du couple et des composantes du flux rotorique D'après cette figure, on constate que la variation de l'inertie l'augmentation de l'inertie provoque un pic de couple. Influence peu sur la réponse de la vitesse. Concernant l'allure du couple, on note que l'augmentation de l'inertie provoque un pic de couple.

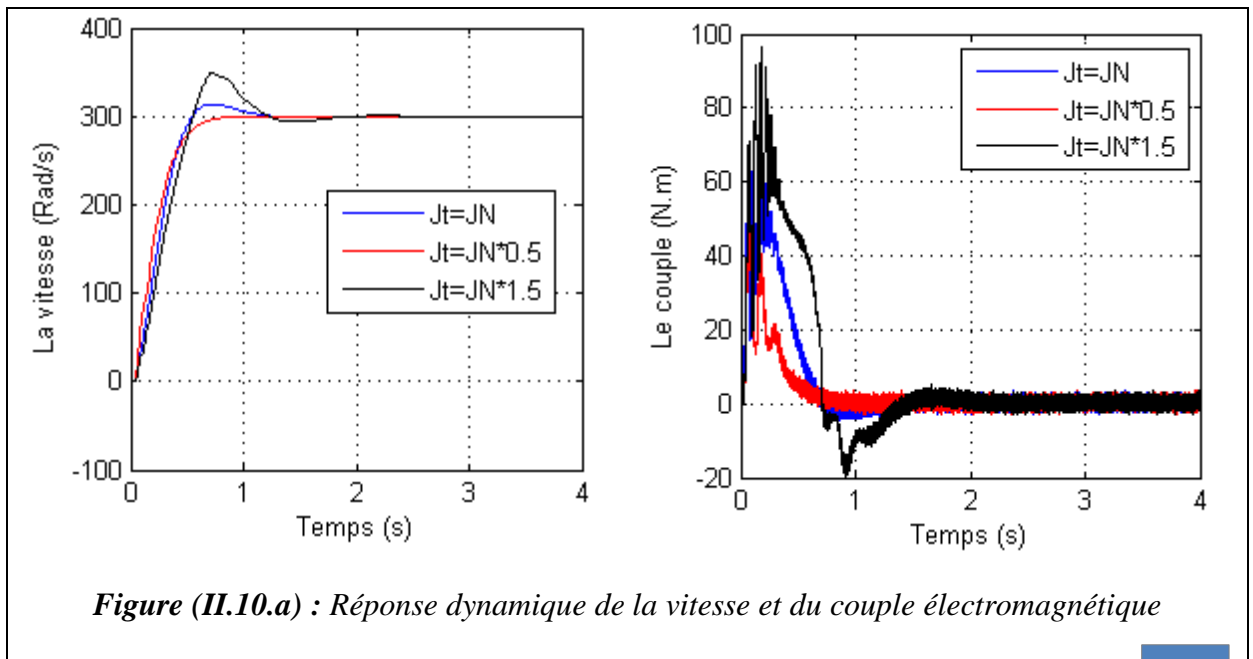


Figure (II.10.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique

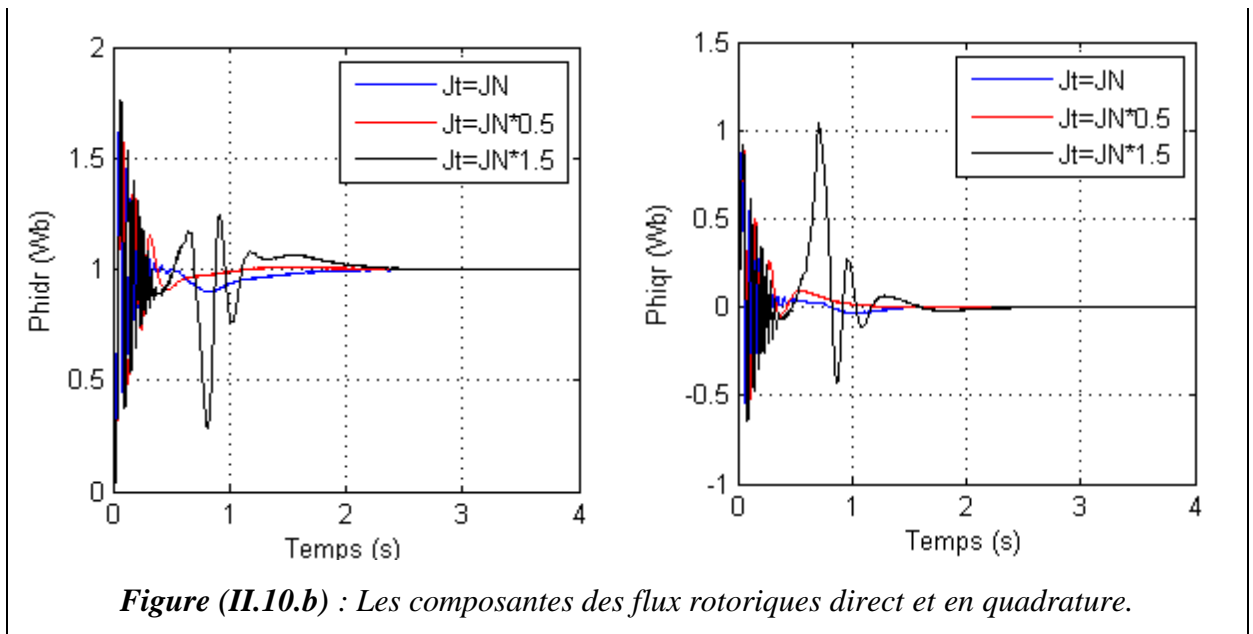


Figure (II.10) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par IP Classique lors du test de robustesse vis à vis de moment d'inertie

II.3 Conclusion

D'après ce chapitre nous pouvons dire que la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique permet de traiter la MASDE de façon semblable à celle de la machine à courant continu ; ce qui permet d'obtenir une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable. Dans cette technique ont utilisé un correcteur intégral proportionnel IP.

Les résultats de simulation montrent la sensibilité de la régulation par IP à la variation du moment d'inertie et de la résistance rotorique.

Les performances obtenues avec ce dernier sont satisfaisantes, cependant on remarque que la réponse de la vitesse en charge présente un rejet de perturbation et le couple présente des oscillations importantes qui peuvent nuire au fonctionnement du système.

Chapitre III

**Commande par mode glissant
de la MASDE**

III.1 Introduction

Les lois de commande classiques du type IP sont très efficaces dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Les lois de commande dite à structure variable constituent une solution à ces problèmes. La commande à structure variable (CSV) est, par sa nature, une commande non linéaire, elle est basée sur la commutation de fonctions des variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hyper surface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées.

Dans ce chapitre, nous montrons comment la commande par mode de glissant peut être appliquée au contrôle de la MASDE. Pour cela, nous présentons tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissant des systèmes à structure variable, nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, nous donnons après l'application de la commande sur la MASDE et nous allons enfin montrer les avantages apportés par ce type de réglage par rapport à ceux obtenus par les régulateurs classiques IP, après illustration et visualisation des résultats de simulation.

III.2. Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement [20]. La commande de tels systèmes par mode de glissant a en général deux modes de fonctionnement (figure III.1) :

Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC).
Le mode glissant (sliding mode).

Ainsi, la trajectoire de phase, partant d'une condition initiale quelconque, atteint la surface de commutation en un temps fini, (mode non glissant), puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant [21].

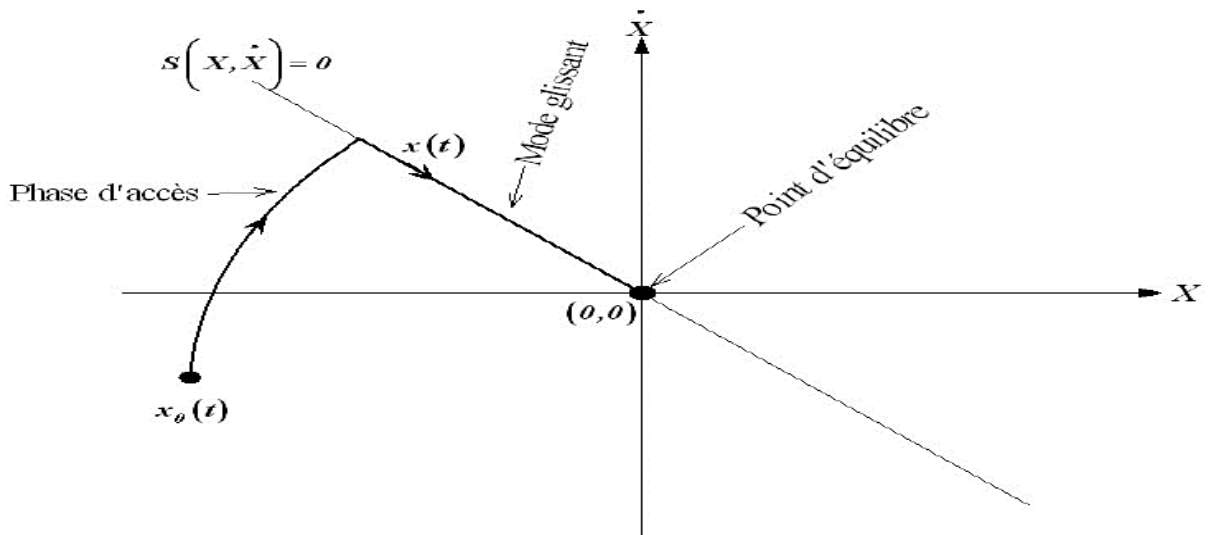


Fig. (III.1) – Modes de fonctionnement dans le plan de phase

III.3 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissant

La conception de la commande par mode de glissant prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [20], [22] :

Choix des surfaces de glissant ; Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ; Détermination de la loi de commande.

III.3.1 Choix des surfaces de glissant

On considère le modèle d'état suivant :

$$\dot{X} = [A] [X] + [B] [U] \quad (\text{III.1})$$

Où $[X] \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $[U] \in \mathbb{R}^m$ le vecteur de commande, avec $n > m$.

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $[U]$.

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence plusieurs travaux [23], [22], [24], [25] proposent la forme générale suivante :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n+1} e(x) \quad (\text{III.2})$$

Avec :

λ : gain positif.

$e(x) = e(x) = X^* - X$ écart de la variable à réguler.

Dériver afin de faire apparaître la commande, talque assurant la contrôlabilité ; $S(x)$ est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de la commande.

III.3.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissant et d'y rester dépendamment de la perturbation [26]. On présente deux types de conditions qui sont :

1 / Approché directe

Cette approche-là plus ancienne, elle est proposée et étudiée par **Emilyanov et Ut kin**.

Elle est donnée sous la forme, [27] :

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

2/Approche de Lyapunov

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire Positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$.

(III.4)

En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(X) = \frac{1}{2} S^2(X) \quad (\text{III.5})$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) \quad (\text{III.6})$$

Cette approche est utilisée pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [22], [28], [29].

III.3.3 Détermination de la loi de commande :

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissant (L'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissant. L'obtention d'un régime de glissant suppose une commande discontinue.

La surface de glissant devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissant est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre la stabilité (U_n).

$$U = U_{eq} + U_n \quad (III.7)$$

U_{eq} correspond à la commande proposée par Filippo. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissant $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$.

La commande discrète U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en Dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [26], [20].

Afin de mettre en évidence le développement précède, on considère le système d'état (III.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (III.8)$$

En remplaçant (III.1) et (III.7) dans (III.8), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial t} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} + \frac{\partial s}{\partial t} [B]U_n \quad (III.9)$$

Durant le mode de glissant et le régime permanent, la surface est nulle, et par

Conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit

L'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{dS}{dx} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{dS}{dx} [A] [X] \right\} \quad (III.10)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{dS}{dx} [B] \neq 0 \quad (III.11)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.9), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial t} [B]U_n \quad (III.12)$$

Et la condition d'attractivité $S(x) \dot{S}(x) < 0$ devient :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial t} [B] U_n < 0 \tag{III.13}$$

Afin de satisfaire la condition, le signe d' U_n doit être opposé à celui de $S(x)$.

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction Sign (figure III.2).

$$U_n = K_S \text{Sign } S(x) \tag{III.14}$$

Le signe de K_S doit être différent de celui de $S(x)$.

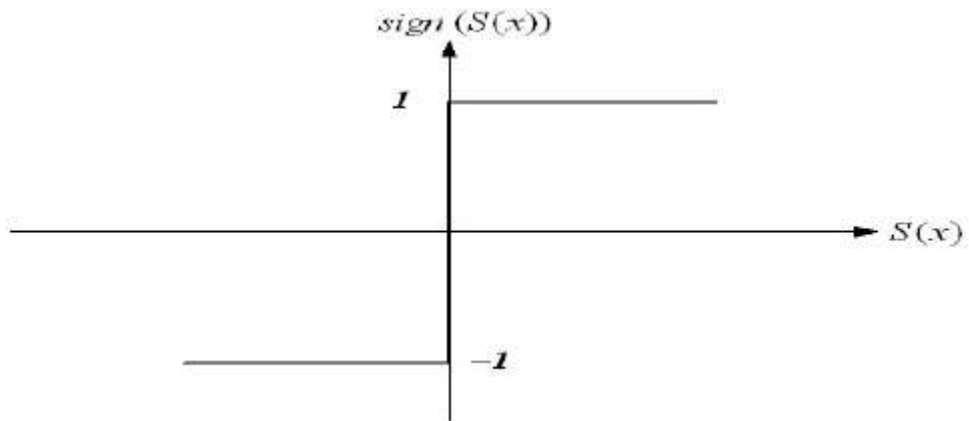


Figure (III.2) : Fonction signe (non linéarité tout ou rien)

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé broutement (ou chattering en anglais), qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes hautes fréquences [30]. La figure (III.3) représente le phénomène broutement.

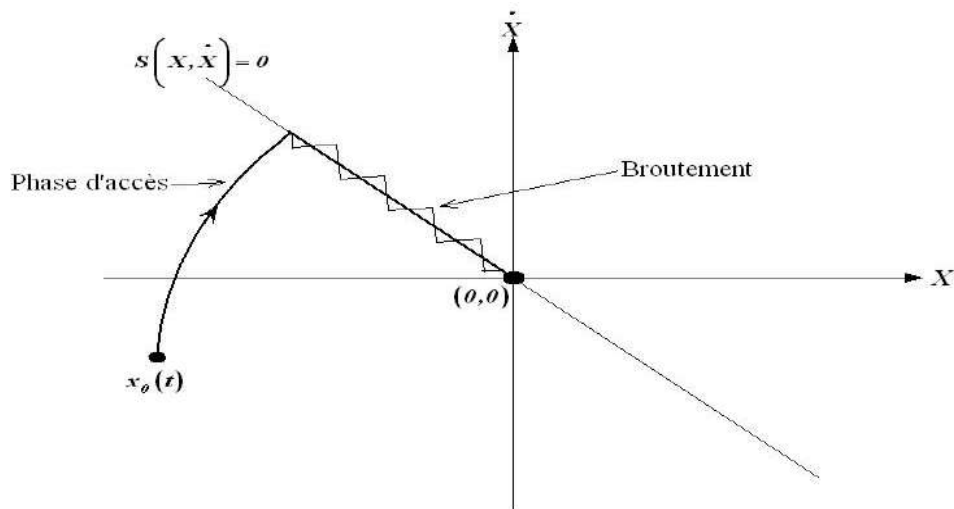


Figure (III.3) : Phénomène de broutement

Néanmoins, le broutement peut être réduit (ou éliminé) en remplaçant la fonction sign par une fonction de saturation adéquate qui filtre ces hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (figure III.4).

$$\text{Sat}(S_X) = 1 \quad \text{Si } S_X > \varepsilon \quad (\text{III.15})$$

$$\text{Sat}(S_X) = -1 \quad \text{Si } S_X < -\varepsilon \quad (\text{III.16})$$

$$\text{Sat}(S_X) = \frac{S(x)}{\varepsilon} \quad \text{Si } |S_X| \leq \varepsilon \quad (\text{III.17})$$

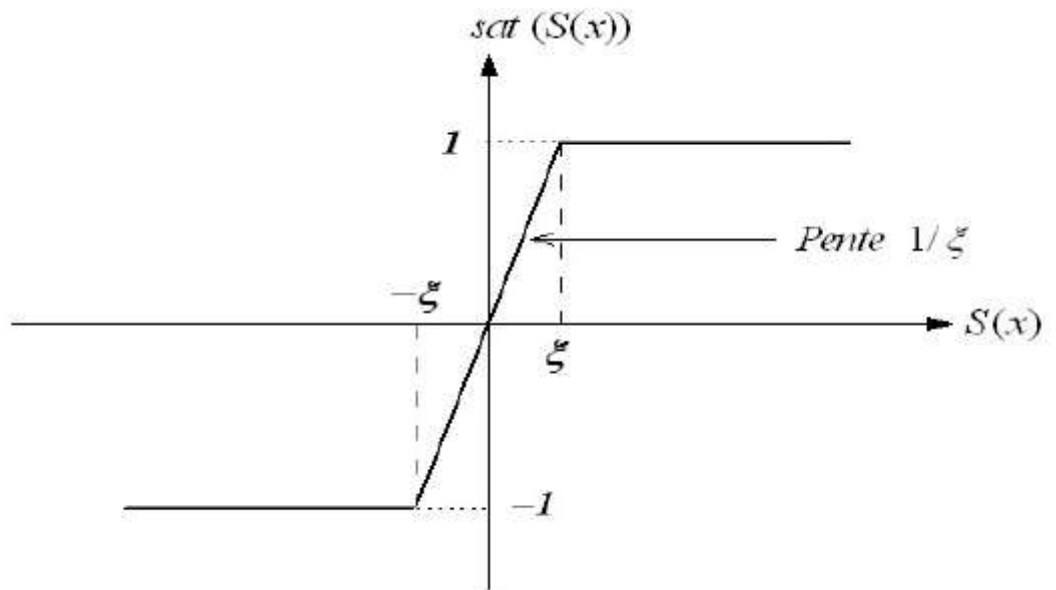


Figure (III.4) : Fonction de saturation ($\varepsilon > 0$ et petit).

III.4 Réglage de la vitesse par mode glissant :

III.4.1 Surface de régulation de la vitesse :

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif n-1 est de la forme suivante :

$$S(w_r) = w_{ref} - w_r \quad (\text{III.18})$$

$$\text{On a: } \Omega = w_r/P \quad (\text{III.19})$$

D'où : En dérivant la surface $S(w_r)$, on obtient :

$$\dot{S}(w_r) = \dot{w}_{ref} - \dot{w}_r \quad (\text{III.20})$$

On obtient l'équation suivante :

$$\dot{S}(w_r) = -\frac{p}{j} C_e + \frac{p}{j} C_r + \frac{F_r}{j} w_r \quad (\text{III.21})$$

III.4.2 Détermination des paramètres de la commande

On peut présenter le couple de référence par l'équation suivante :

$$C_{em}^* = C_{eq} + C_n \quad (\text{III.22})$$

Généralement au niveau de la commande MASED, nous avons la formule suivante

$$C_n = C_{em}^* \quad (\text{III.23})$$

Dans l'équation (III.22), on trouve :

$$\dot{S}(w_r) = -\frac{p}{j} C_e - \frac{p}{j} C_n + \frac{p}{j} C_r + \frac{F_r}{j} w_r \quad (\text{III.24})$$

En posant la condition suivante $C_r = 0$, donc nous allons obtenir

$$\dot{S}(w_r) = -\frac{p}{j} C_e - \frac{p}{j} C_n + \frac{F_r}{j} w_r \quad (\text{III.25})$$

III.4.3 Commande équivalente

Durant le mode de glissant et le régime permanant, on a $S(w_r) = 0$ et par conséquent $\dot{S}(w_r) = 0$ et $C_n = 0$ d'où on tire la commande équivalente à partir de relation :

$$C_{eq} = \frac{F_r}{j} w_r \quad (\text{III.26})$$

III.4.4 Commande non linéaire de type discontinue

Durant le mode de convergence $C_n \neq 0$, la condition $S(w_r) \dot{S}(w_r) < 0$ doit être vérifiée.

En remplaçant (III.27) dans (III.26), on obtient :

$$\dot{S}(w_r) = -\frac{p}{j} C_n \quad (\text{III.27})$$

III.4.5 choix de fonction de commutation

On prend la commande douce suivante :

$$C_n = K \text{ sat}(S(w_r)) \quad K > 0 \quad (\text{III.28})$$

$K=100$

III.4.6 Application

L'application de réglage de vitesse par mode glissant sur la MASED avec la méthode indirecte est illustrée par la (figure III-5)

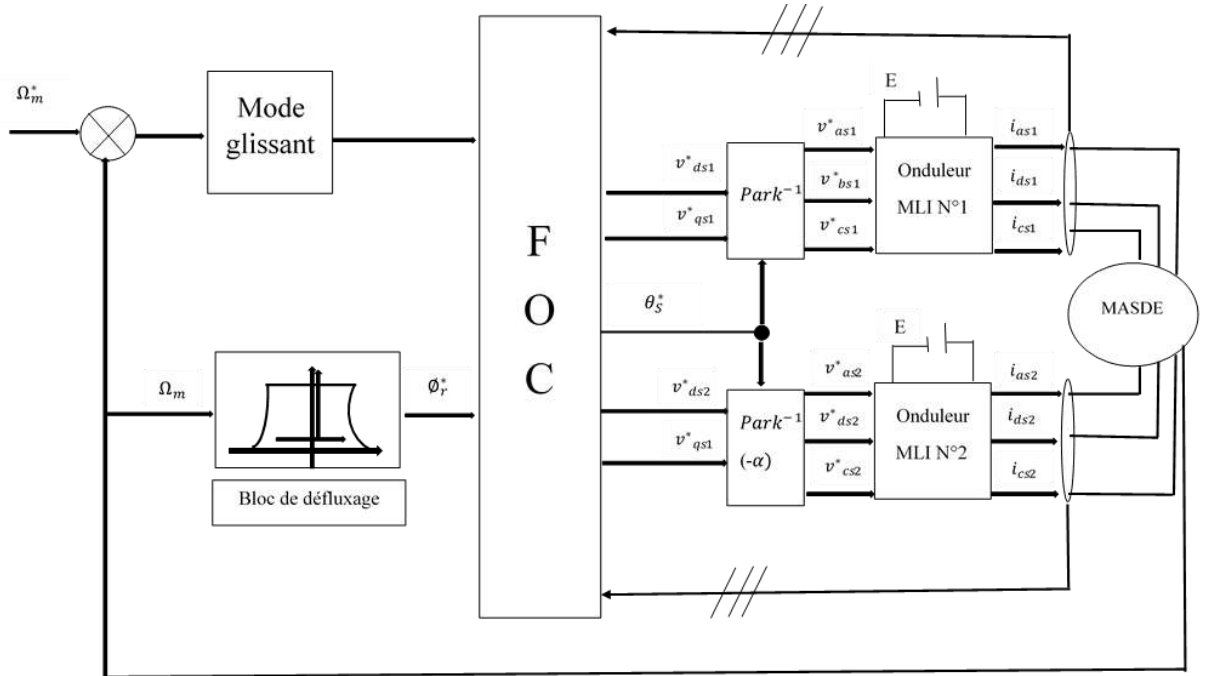


Fig. (III.5) : Schéma bloc réglage de la vitesse par mode glissement.

III.5 Simulation et interprétation des résultats

III.5.1 Application à vide

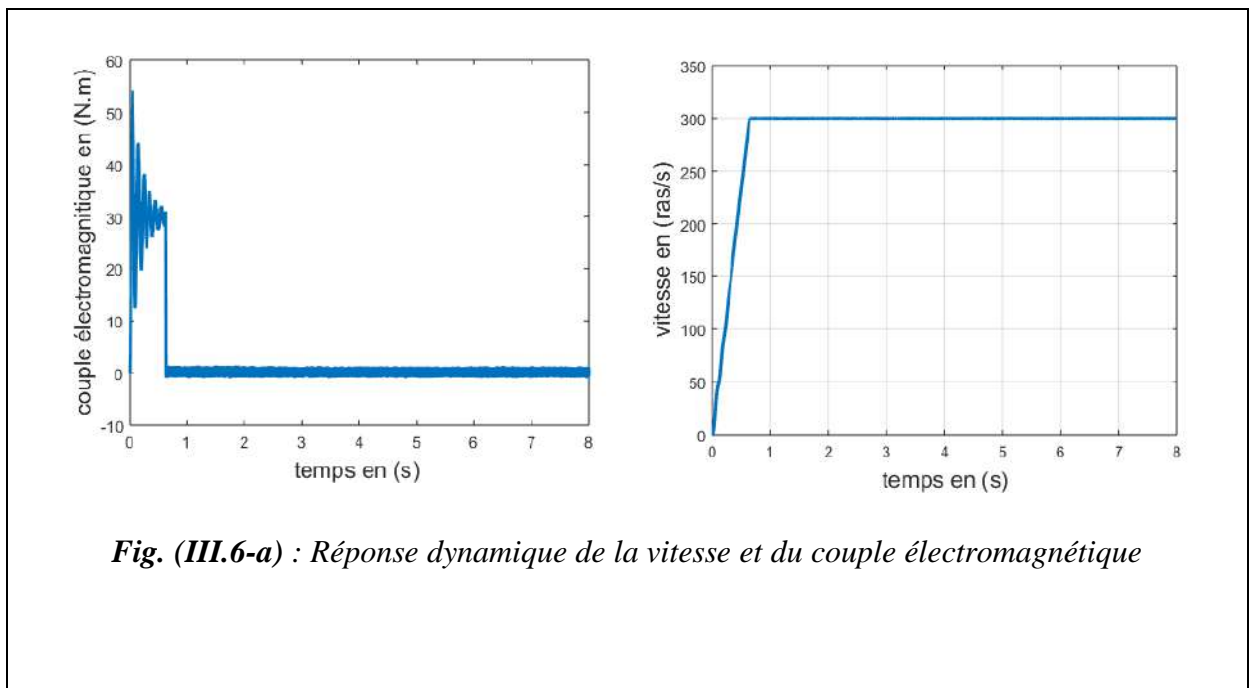


Fig. (III.6-a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique

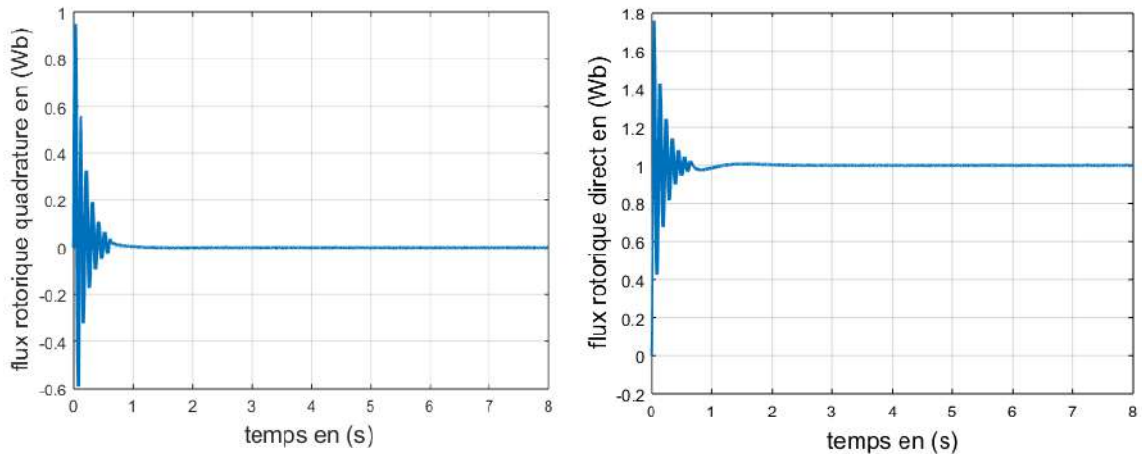


Fig. (III.6.b) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} en quadrature ϕ_{qr} .

Fig. (III.6) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par Mode glissement lors d'application à vide

III.5.2 Application en charge

La fig. (III.6) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par mode glissement, suite de l'application des charges $C_r = 14 \text{ N.m}$ respectivement entre les intervalles de temps $t = 3 \text{ s}$, en imposant la vitesse de référence $\Omega_{ref} = 300 \text{ (rd/s)}$. Au démarrage et pendant le régime transitoire, $t = 0.6 \text{ s}$ sans dépassement.

Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale presque de 53.8 N.m à $t = 0.1 \text{ s}$. Puis il rejoint le régime permanent (à $t = 0.67 \text{ s}$) sans dépassement.

Toutefois, les mêmes résultats qu'en l'égard de la commande vectorielle sont obtenus avec la commande par mode glissant, concernant les deux modes de fonctionnement de la machine (moteur et générateur). Néanmoins, avec meilleure régulation (précision et stabilité) de la vitesse par la technique de commande par mode glissement, car l'insertion des charges n'a aucune influence sur l'évolution (stabilité) de la vitesse.

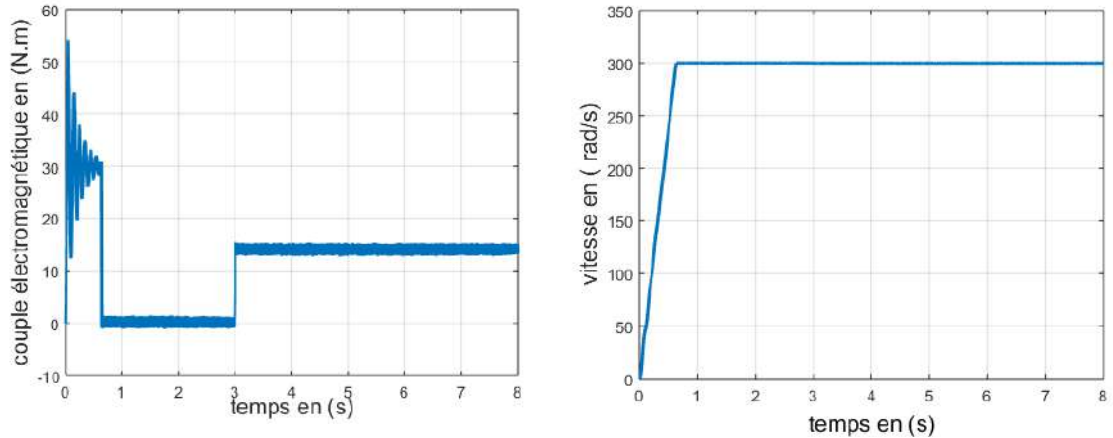


Fig. (III.7-a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique

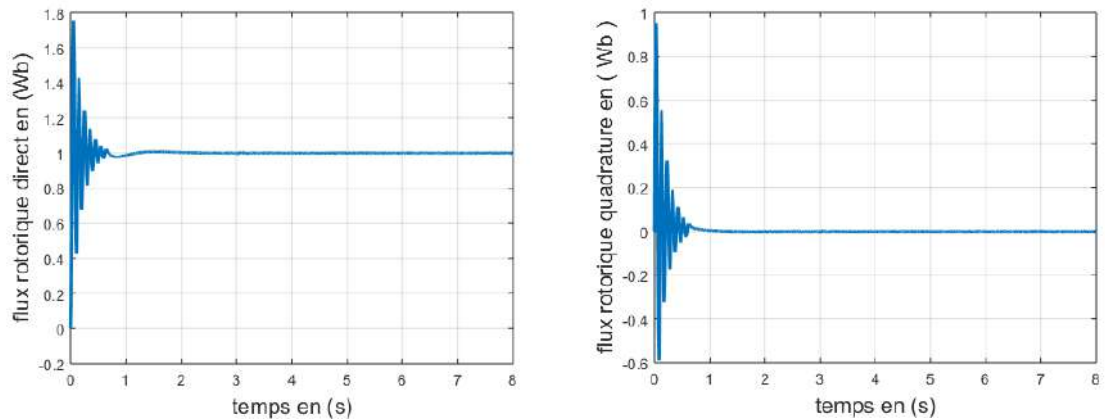


Fig. (III.7.b) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} en quadrature ϕ_{qr} .

Fig. (III.7) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par Mode glissant lors d'application

III.5.3 changements de consigne et inversion sens de rotation

Afin de tester la robustesse de commande vectorielle de la machine asynchrone, vis à vis d'une variation importante de référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse 300(rd/s) à -300(rd/s). On constate d'après la fig (III.8) que le couple électromagnétique et le flux statorique marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent. Le découplage persiste toujours ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle de la machine asynchrone face à de larges variations de la vitesse.

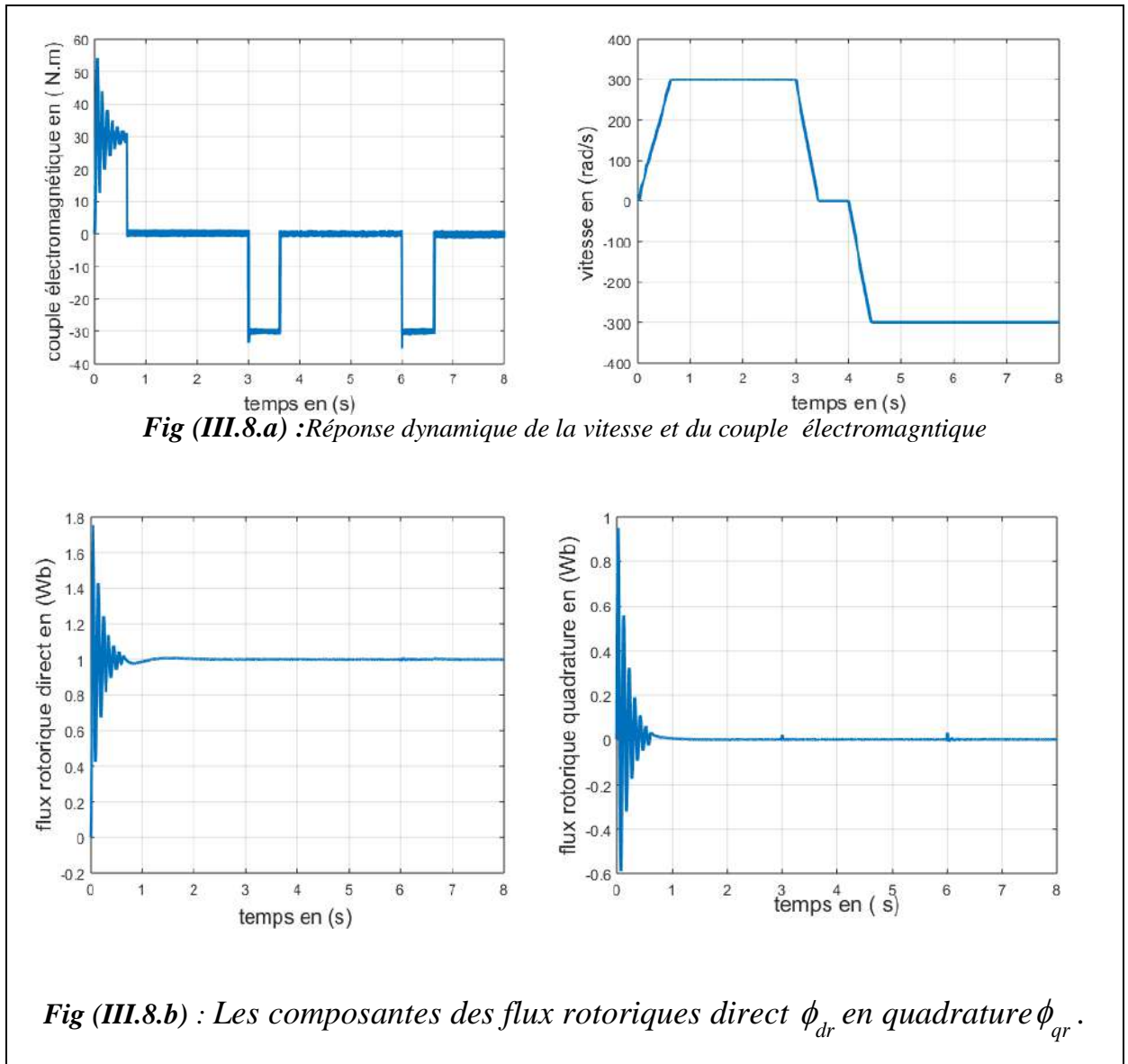


Fig (III.8): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant robuste lors d'inversion de sens de rotation.

III.5.4 Teste de la robustesse

III.5.4.1 Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique

Dans cet essai, on a fait varier la résistance rotorique de 50%, 100%, 150% de sa valeur nominale, la (III.9) illustre les réponses dynamiques de la vitesse et les composantes du flux rotorique. D'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique, ce qui montre la robustesse du régulateur par mode glissant face à ces variations.

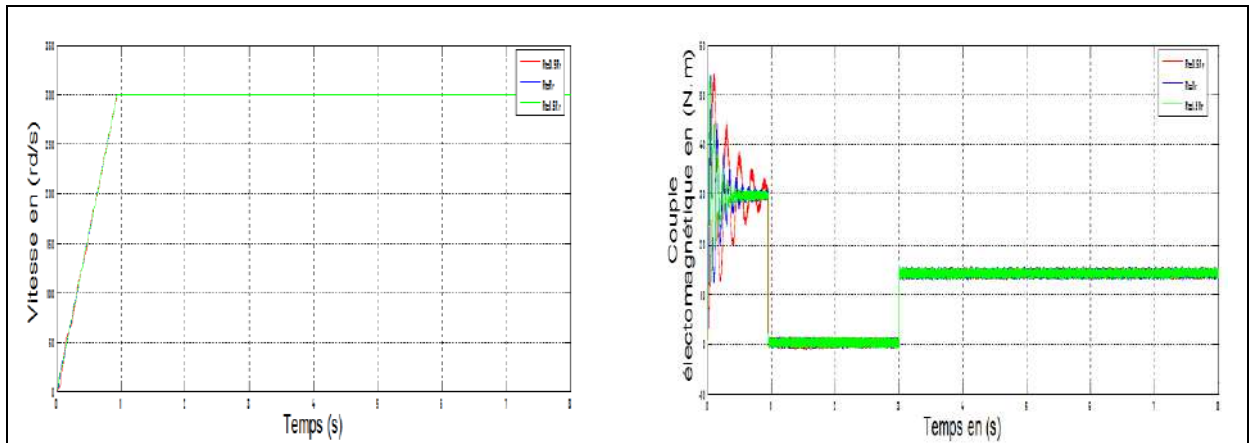


Fig (III.9.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique

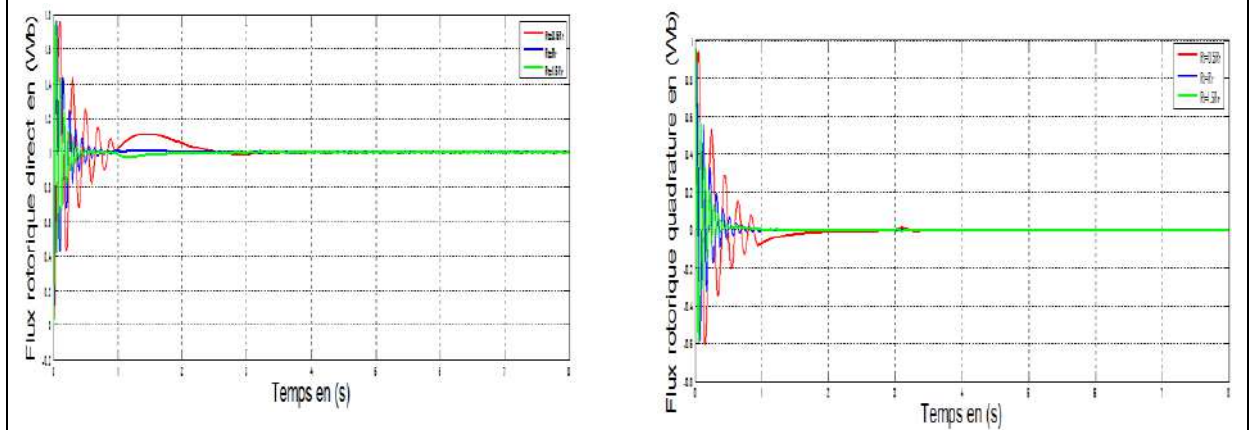


Fig. (III.9.b) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} en quadrature ϕ_{qr} .

Fig. (III.9) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant robuste vis-à-vis de variation d'inertie R_r

III.5.4.2 Robustesse vis-à-vis de variation d'inertie

On va également discuter l'influence de la variation de l'inertie sur la dynamique de la MASDE à flux statoriques, orienté d'un réglage par glissement. La fig. (III.10) présente les réponses dynamiques, de la vitesse et des composantes du flux statorique.

D'après cette figure, on constate que la variation de l'inertie influe peu sur la réponse de la vitesse et n'entraîne aucun dépassement

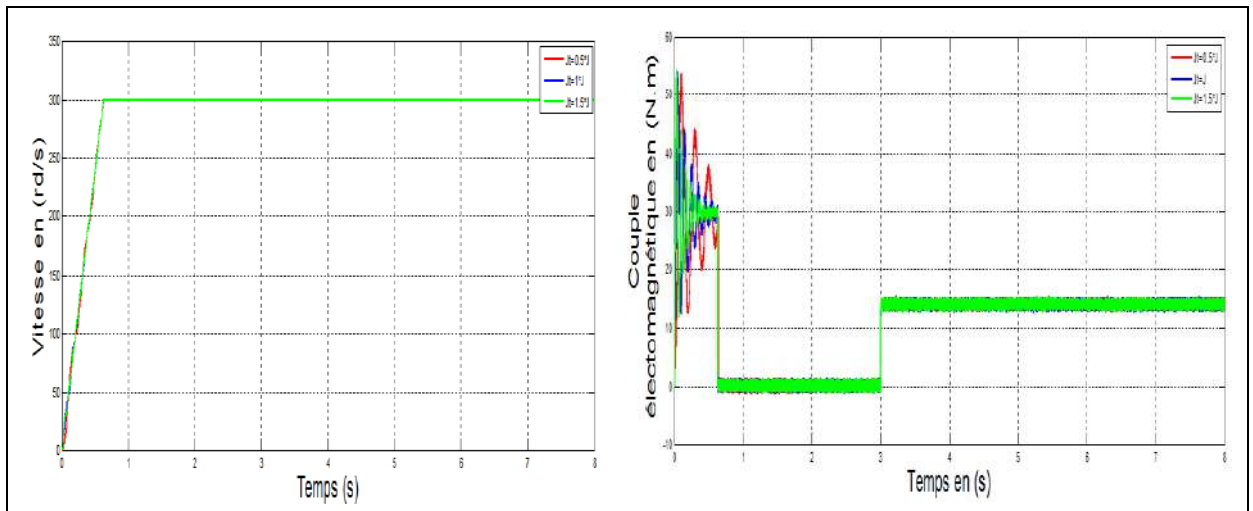


Fig. (III.10.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique

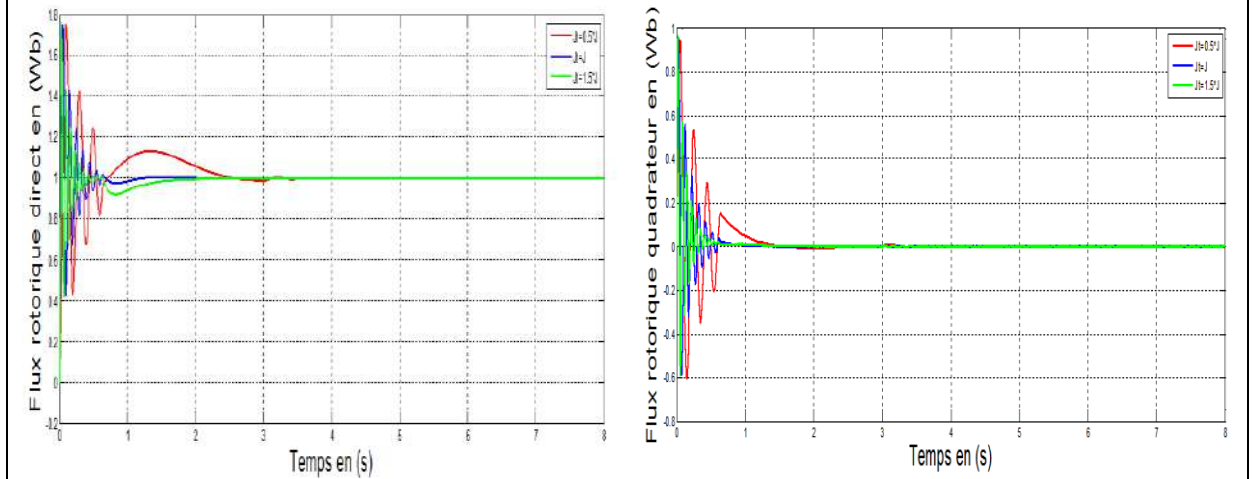


Fig. (III.10.b) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} en quadrature ϕ_{qr} .

Fig. (III.10) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant robuste vis-à-vis de variation d'inertie J .

III .6 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par mode de glissant sur la MASDE, l'objectif principal étant la régulation de la vitesse. Dans ce contexte, La régulation de la vitesse par le mode de glissant, quoi quelles soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses sont plus rapides à vide et plus robustes lors de la variation de la charge. Les tests effectués par l'inversion de la vitesse et par la variation de la résistance sur la MASDE, montrent clairement que, le système est insensible au premier test et très peu sensible vis-à-vis de l'action simultanée de la variation de la résistance rotorique et de l'application de la charge.

De cet état de fait, ont conclu que le réglage de la vitesse par le mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques IP.

Car les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique (stabilité et précision), c'est à-dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, et ils accordent aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet de la perturbation.

Conclusion

Générale

Conclusion Générale

La commande d'une MASDE peut se faire suivant plusieurs techniques. Chacune d'elles offre des performances dynamiques et statiques bien définies avec des limites d'applications. Le problème se pose dans le choix de telle ou telle méthode. Le recours à une méthode ou à une autre se fait normalement en fonction des contraintes du cahier de charge, auxquelles s'ajoutent parfois les exigences nouvelles de l'économie d'énergie et de l'économie du matériel qui devraient être pris en compte. Ce mémoire a été consacré à l'étude et la commande de la machine asynchrone double étoile, nous avons tout d'abord entamé le premier chapitre, nous avons établi un modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile alimentée par le réseau triphasé équilibré. En utilisant les hypothèses simplificatrices, la transformation de PARK au modèle de la machine a permis de simplifier ce dernier. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'effet de l'application de la charge sur les différents paramètres de la MASDE.

Le deuxième chapitre, à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Dans ce cadre, nous avons développé une méthode, le premier est la méthode de commande indirecte. D'autre part, malgré les simplifications introduites dans les techniques de commande vectorielle, ces dernières offrent des performances acceptables. Ainsi, nous nous sommes intéressés à l'application de l'une des techniques de commande, nommée commande par régulateur IP/ concerne l'alimentation de la MASDE à travers deux onduleurs de tension à deux niveaux à commande MLI, où on remarque une apparition d'harmoniques de couple, qui restent relativement faibles. / Aussi. Les résultats de simulation montrent la sensibilité de la régulation par IP à la variation du moment d'inertie et de la résistance rotorique

Pour cela, le troisième chapitre est dédié à la commande vectorielle indirecte de la Machine Asynchrone Double Etoile 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 contrôle de vitesse par mode glissant.

On peut donc conclure que Les résultats de simulation obtenus montrent l'amélioration des performances dynamiques et la robustesse de ce régulateur vis-à-vis de la variation paramétrique Actuellement, dans le domaine des grandes puissances, la MASDE est la machine poly triphasés la plus courante, sans doute pour des raisons telles que :

- ✓ Segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur-machine de forte puissance
- ✓ Améliorer les performances des machines alimentées par des onduleurs multi niveaux.
- ✓ Améliorer la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régime dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes).

Comme perspectives à ce travail, il convient de proposer :

- ✓ L'utilisation des onduleurs multi niveaux
- ✓ L'application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la commande DTC, la logique floue, la commande adaptative.
- ✓ Les combinaisons des différentes techniques associées à la commande par mode de glissement, à titre d'exemples : la commande par mode de glissement adaptative, le flou glissant, le flou adaptatif glissant
- ✓ L'étude de cette machine comme génératrice dans un système éolien.

Références

Bibliographique



Références

- 1 [L. Benalia, ""commande en tension des moteurs à induction a doublé alimente"", Thèse doctorat, l'université de Batna 2010.]
- 2 D. Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug, "" Modelling of a double-star induction motor with an arbitrary shift angle between its three phase windings """, EPE-PEMC2000, Kosice.
- 3 E. Merabet, ""Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile"", Mémoire de Magister, l'Université de Batna 2008.
- 4 H. AMIMEUR, "" Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement"", mémoire d'ingénieur, Université de BATNA 2008.
- 5 D. Hadiouche, ""contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure"", Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1., soutenue 20 décembre 2001.]
- 6 Laid. KHETTACHE, (Etude et modélisation des Machines électriques double étoile) Université, Kasdi Merbah Ouargla, 2013
- 7 RADJELI Hamoud, (Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour argentation), Université Ferhat Abbas -Sétif-1, 2014.
- 8 Khodja Djalal Eddine, (Détection des defaults de l'association convertisseur moteur asynchrone double étoile par l'application des réseaux de neurones artificiels) Université de M'sila 2007
- 9 F.Ghezzali, "Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile alimentation par onduleurs à trois niveaux", Mémoire de Master, Université de Batna
- 10 TIR Zoheir, Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile (Modélisation, Alimentation et Commande), Université d'EL-Oued, Juin 2014
- 11 M. Hamadache et N. Ouaret, « Commande d'un système de pompage photovoltaïque », mémoire d'ingénieur, Université de Bejaia, 2007.
- 12 Baghli, L., 2009. Contribution to Induction Machine Control: Using Fuzzy Logic, Neural Networks and Génétique Algorithms. Thèse de doctorat d'Université de Henri Poincaré, France

- 13 BOUSSAK M. ET JARRAY K, 2006. A HIGHPERFORMANCE SENSORLESS INDIRECT STATOR FLUX ORIENTATION CONTROL OF INDUCTION MOTOR DRIVE. IEEE Transactions on Industrial Electronics
- 14 Ba-razzouk, A., 1998. Estimation par réseau de neurones de la constante de temps rotorique de machines asynchrones. Thèse de doctorat de l'université de Montréal, France.
- 15 P. Vidal, Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation, Thèse de Doctorat de l'institut National polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2004.
- 16 Y. Elbia, " Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté ", Mémoire de magister en électrotechnique, option commande électrique. Université de, Batna, 2009
- 17 Jebali T., Jemli M., Boussak M., Gossa M. et Kamoun M.B.T, 2004. Dspace-based experimental results of indirect field-oriented control (IFOC) PWM VSI fed induction motor. in proceedings IEEE-ICIT'04, International Conference on Industrial Technology, Hammamet, Tunisie
- 18 Derdiyok M., Guven K., Rahman H., N. Inane. et Xu L. 2002. Design and Implementation of New Sliding Mode Observer for Speed-Sensor less Control of Induction Machine. IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 49, No. 5, pp. 1177-1182 Oct.
- 19 A. L. Nemmour, Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation, mémoire de Magister de l'Universités El-Hadj Lakhdar De Batna, Algérie, Avril 2002.
- 20 A. Dendouga, Commande par mode glissant de la machine asynchrone à double Alimentation alimentée par onduleur de tension, mémoire de Magister de l'Universités El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, 2004
- 21 A. Saibi, M. O. H. Mahmoudi, L. Nazli, "Commande par mode de glissement d'une Machine synchrone double étoile alimentée par onduleurs à MLI à trois niveaux," 4th International Conférence on Electrical Engineering, CEE'06, Batna University, pp. 215–220, 7–8 November 2006.
- 22 M. F. Benkhoris, A. Gayed, "Discrete sliding control technique of DC motor drive," IEE Conference Publication No. 429 Power Electronics and Variable Speed drives, pp. 81–86, 23–25 September 1996

- 23 A. Hazzab, I. K. Bousserhane, M. Kamli, “Design of a fuzzy sliding mode controller by genetic algorithms for induction machine speed control,” *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, Vol. 1, Iss. 2, Art. 1008, pp. 1–17, 2004
- 24 S. J. Huang, H. Y. Chen, “Adaptive sliding controller with self-tuning fuzzy Compensation for véhicule suspension control,” *Science Direct, Mechatronics* 16, pp. 607–622, 2006.
- 25 M. Kercha, *Commande par mode de glissement d’un moteur pas à pas. , a aimant permanent, mémoire de Magister de l’Université El-Hadj . Lakhdar de Batna, Algérie, 2005.*
- 26 M. A. Fnaiech, F. Betin, F. Fnaiech, G. A. Capolino, “Sliding mode control for Dual three-phase induction motor drives,” *IEEE ISIE, Montréal, Québec, Canada*, pp. 2281–2285, July 9–12 2006.
- 27 G. K. Singh, K. E. Holé, “Guaranteed performance in reaching mode of sliding mode systems,” *Sadhana*, Vol. 29, Part 1, pp. 129 – 141, February 2004.
- 28 C. P. Coleman, D. Grodble, “A comparaison of robustness fuzzy logic, PID, sliding mode control,” *IEEE*, pp. 1654–1659, 1994.
- 29 C. C. D. Wit, *Commande des moteurs asynchrones. 2 – optimisation, discrétisation et observateurs*, Hermès Science Publications, Paris, 2000.
- 30 ‘saouli Aimen’, ‘Guenda Hamza ‘, *étude comparative entrer la régulation type IP stator – université Kasdi Merbah Ouargla 2018.*

Annexe |

PARAMETRES DE L'ENTRAINEMENT ELECTRIQUE SIMULE

A. Paramètres du moteur asynchrone à double étoile utilisé :[30]

Valeur numérique du paramètre	Signification	Unité
$R_{S1} = R_{S2} = 3.72$	Résistance statorique	[Ω]
$R_r = 2.12$	Résistance rotorique	[Ω]
$L_{S1} = L_{S2} = 0.022$	Inductance statorique	[H]
$L_r = 0.006$	Inductance rotorique	[H]
$L_m = 0.3672$	Inductance Mutuelle	[H]
$P=1$	Nombre de pair de Pôle	Sans unité
$f_r = 0.001$	Coefficient de frottement	[N.m.s/rd]
$J = 0.0625$	Inertie de moteur	[Kg. M ²]
$F=50$	Fréquence	[Hz]
$V/U=220/380$	Tension nominal	[V]
$\text{Alpha} = 30^\circ$	Angle	[Degré]
$c_r=14$	Couple de charge nominal	[N.m]

B. Paramètres du régulateur IP classique :

Valeur numérique du paramètre	Signification	Unité
$K_p = 0.5240$	Coefficient de proportionnalités	Sans unité
$K_i = 4.2939$	Coefficient d'intégration	Sans unité
$\varepsilon = 0.7$	Coefficient d'amortissement	Sans unité

Commande machine asynchrone double étoile par mode glissant

Résumé : Ce mémoire présente une étude de la commande glissant d'une machine asynchrone double étoile par flux rotorique orienté. Le système d'alimentation de cette machine comporte deux onduleurs, l'une reliée au 1er stator au 2ème stator. Après avoir présenté la modélisation de la machine, nous avons abordé la commande vectorielle de la MADE par orientation du flux rotorique. Nous nous sommes intéressés au régulateur IP classique et à l'impact de son remplacement par d'autres régulateurs basés sur les régulateurs glissent, les quel surpassent les limites des techniques classiques et possèdent des caractéristiques essentielles pour l'amélioration des performances de la commande proposée. Les résultats de simulations par Matlab et les tests de robustesse seront présentés.

Mots Clés : Machine asynchrone double étoile (MASDE), Onduleur de tension triphasé, Commande vectorielle à orientation du flux rotorique, Régulateur IP classique, Régulateur glissant, Robustesse.

Control of the Doubly Star Induction Machine by using the sliding mode

Abstract: This work presents a study and control the doubly star induction machine by using sliding mode regulator. The supply system of this machine includes two Inverters, one for the 1st stator and the other for the 2nd stator. First, a mathematical model of DSIM written in an appropriate d-q reference frame is established to investigate simulations results. The control law is synthesized using IP controller based on the field-oriented control. Then, a sliding mode regulator control is simulated and to compare to those of a classical IP controller. Specifically sliding mode controller is created to overcome the disadvantages of the sliding mode regulator. The simulations Results obtained by using MATLAB environment gives that the sliding mode control more robust, also it has superior dynamics performances. The results and test of robustness will be presented.

Key words: DSIM doubly star induction machine, three phase voltage source inverter, Field oriented control, IP conventional, sliding mode, Robustness of the control.

التحكم في الماكنة اللامتزامنة ثنائية النجمة بواسطة معدل ذو نمط انزلاقي:

ملخص: تهدف هذه المذكرة إلى عرض دراسة تحكم بواسطة معدل ذو نمط انزلاقي يعتمد على تقنية وضع الانزلاق-في الماكنة الكهربائية اللامتزامنة ثنائية النجمة. ويتكون نظام التغذية لهذه الآلة من موجين أحدهما يغذي الجزء الساكن الأول والآخر يغذي الجزء الساكن الثاني بعد ما قدمنا نبذة حول الماكنة اللامتزامنة ثنائية النجمة وطرق استعمالها كمحرك. قمنا بإيجاد الصيغة الرياضية للمكانة وذلك لتسهيل تطبيق التحكم الإشعاعي بواسطة توجيه تدفق الدوار الذي يركز أساسا على معدل تناسبي وتكاملي بمبدأ كلاسيكي، وبعد استعمال هذا الأخير لاحظنا عدم كفاءتها في المجال الديناميكي المؤقت وكذا في حالات تغيرات وسائط الماكنة. ولذلك لجأنا ألي استخدام معدل ذو نمط انزلاقي. هذه التقنية الأخيرة جلبت تحسينات كبيرة ومعتبرة في التحكم في هذه الماكينة وقد عرضنا النتائج المحاكاتي المفصلة لكل تقنية لمقارنتها بالتقنيات الأخرى.

كلمات مفتاحيه: ماكنة لا مترامنة ثنائية النجمة، موج جهد ثلاثي الأطوار، التدفق الدوار، معدل تناسبي و تكاملي ذو نمط كلاسيكي، معدل ذو نمط انزلاقي، متانة التحكم.