

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE**  
**SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA**

**FACULTE DE TECHNOLOGIE**

**DEPARTEMENT GENIE**  
**ELECTRIQUE**

N° :.....



**FILIERE : ELECTROTECHNIQUE**

**OPTION : CMT**

**Mémoire présenté pour l'obtention**  
**Du diplôme de Master Académique**

**Par: Salem Abd Erraouf**

**Thème**

**Commande robuste de la machine asynchrone à**  
**double stator**

**Soutenu devant le jury composé de:**

Dr. ZAMIT A.Rahime

Université de M'sila

Président

Dr. ROUBACHE Toufik

Université de M'sila

Rapporteur

Dr. BELHAMDI Saad

Université de M'sila

Examineur

**Année universitaire : 2020 /2021**

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

## Remerciements

De tout mon cœur, je tiens le 1er 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

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

Nous tenons évidemment à débiter ces remerciements mon encadreur Monsieur ROUBACHE Toufik qui a bien voulu nous encadrer et pour ses conseils précieux, sa disponibilité et sa patience.

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

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

Nous souhaitons également remercier tous les enseignants ayant assuré nos années d'étude et notre travail.

## *Dédicaces*

*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 soeurs*
- *À toute ma famille*
- *À tous mes amis*

*Salem abd erraouf*

# Table des Matières

<b>Introduction générale</b>	12
<b>Chapitre 1 Modélisation de la machine asynchrone double stator et son alimentation</b>	
1.1 Introduction	15
1.2 Modelisation la machine asynchrone a double stator	15
1.3 Hypotheses simplificatrices	17
1.4 Modele de la machine asynchrone triphase a double stator	18
1.4.1 Equation électrique de la machine	18
1.4.2 Equation magnétique	19
1.4.3 Equation mécanique	20
1.5 Transformation de park	21
1.6 Choix du referentiel	22
1.6.1 Referentiel lie au stator	22
1.6.2 Referentiel lie au rotor	22
1.6.3 Referentiel lie au champ tournant	22
1.7 Application de transformation de park	22
1.7.1 Equations des tension	22
1.7.2 Equations des magnétique	23
1.7.3 Equations mecanique	24
1.8 Mise sous forme d'équation d'état	26
1.9 Simulation numérique	28
1.9.1 Interpretations des resultats	28
1.10 Modelisation de l'onduleur a commande MLI	29
1.10.1 fonction de connexion	30
1.10.2 stratégie de commande	31
1.11 Association de la MASDS onduleur de tension	33

1.11.1 Résultats de simulation	33
1.11.2 Interpretations des resultats	34
1.12 Conclusion	34

## **Chapitre 2 Commande par mode de glissement de la machine asynchrone double stator**

2.1 Introduction	36
2.1 Définition des systèmes a structure variable	36
2.2 Généralites sur la théorie du controle par mode glissant	36
2.3 Principe de la commande robuste par mode de glissement des systèmes à structure variable	37
2.4 Synthèse de la commande par mode de glissement	38
2.1 Le choix de la surface de glissement	38
2.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	39
2.3 Etablissement de la loi de commande	39
2.5 Application de la commande par mode de glissement à la MASDE	43
2.5.1 principe d'orientation du flux	44
2.6 Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant	46
2.6.1 surface de régulation de la vitesse	46
2.6.2 surface de régulation de la vitesse	47
2.6.3 surface de régulation des courants statorique	48
2.7 Résultats de simulation et interprétation	50
2.7.1 Démarrage à vide avec introduction du couple de charge	51
2.7.2 Inversion de sens de rotation	53
2.7.3 Réponse a basses vitesses	56
<b>3.7 onclusion</b>	<b>57</b>

## **Chapitre 3 Commande sans capteur mécanique de la MASDE dotée d'un observateur à modes glissants**

3.1 Introduction	59
3.2 Différentes techniques de commande sans capteur mécanique	59
3.2.1 Techniques d'estimation indirectes de vitesse	59
3.2.1.1 Relation d'autopilotage	59
3.2.1.2 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS	60
3.2.1.3 Les observateurs	60
3.2.1.4 intelligence artificielle	62

3.2.2	Techniques d'estimation directes de vitesse	62
3.2.1.1	Méthode d'harmonique d'encoches	62
3.2.2.2	Méthode d'injection des signaux	63
3.3	Concepts d'estimateur et d'observateurs	63
3.3.1	Estimateurs	63
3.3.2	Observateurs	65
3.4	Commande sans capteur de vitesse de la MASDE	66
3.4.1	Commande sans capteur de vitesse dotée d'un observateur par mode glissant	66
3.4.1.1	Structure générale d'un observateur par mode glissant	66
3.5	Résultat de simulation	68
3.6	Test de robustesse	70
3.7	Conclusion	73
	<b>Conclusion générale</b>	<b>75</b>

## **Bibliographies**

## **Résumé**

## Liste des figures

### Chapitre I

Figure I.1 Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator(MASDS).....	3
Figure I.2 Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).....	4
Figure I.3 Performances de la conduite de MASDS lors d'un démarrage à vide.....	6
Figure I.4 Performances de la conduite de la MASDS lors d'une application d'un couple résistant $C_r=14$ entre (2 et 3s).....	7
Figure I.5 Représentation de l'onduleur de tension MLI. ....	8
Figure I.6 Principe de la MLI triangulo-sinusoïdale.....	9
Figure I.7 Association de la MASDS avec les deux onduleurs MLI.....	11
Figure I.8 Réponses de la MASDS alimentée par deux onduleurs de tension.....	12

### Chapitre II

Figure II.1 Mode de glissement .....	9
Figure II.2 Définition de la fonction $U_n$ .....	10
Figure II.3 Définition de la fonction d'un relais .....	11
Figure II.4 Fonction de saturation ( $\xi > 0$ et petit) .....	12
Figure II.5 Fonction de classe $C^1$ ( $\xi > 0$ et petit) .....	13
Figure II.6 schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant ....	14
Figure II.7 Performances de la MASDE d'un démarrage a vide suivi d'une application de couple de charge .....	15
Figure II.8 Performances de la MASDE d'un démarrage a vide suivi d'inversion de sens de rotation .....	15
Figure II.9 Représentation de la variation de la résistance rotorique.....	16
Figure II.10 Performances de la MASDE d'un démarrage a vide suivi d'inversion de sens de rotation d'augmentation de la résistance rotorique $R_r$ de 50% et application de couple de charge en même temps .....	17
Figure II.11 Performances de la MASDE sous la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement à basses vitesses.....	18

### Chapitre III

Figure III.1 Structure MRAS.....	3
Figure III.2 Schéma - bloc d'un estimateur..	4
Figure III.3 Schéma – bloc d'un observateur.....	5
Figure III.4 Schéma – bloc d'un observateur à modes glissants.....	6
Figure III.5 Commande sans capteur de vitesse d'une MASDE dotée d'un observateur à modes glissant.....	7
Figure III.6 Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur de vitesse dotée d'un Observateur par mode de glissement pour une consigne de $\square 200$ rad/s (commande par mode glissant).....	8
Figure III.7 Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur de vitesse dotée d'un Observateur par mode de glissement pour une consigne de $\pm 15$ rad/s (commande par mode glissant).....	8
Figure III.8 Test de robustesse d'une commande sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un observateur par mode glissant sous une charge nominale(appliqué à $t = 2s$ ) avec une variation de +50% de la résistance statorique à $t = 1.6s$ pour une consigne de 200 rad/s.....	8
Figure III.9 Test de robustesse d'une commande sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un observateur par mode glissant sous une charge nominale(appliqué à $t = 2s$ ) avec une variation de +50% de la résistance rotorique à $t = 1.6s$ pour une consigne de 200 rad/s.....	8
Figure III.10 Test de robustesse d'une commande sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un observateur par mode glissant sous une charge nominale(appliqué à $t = 2s$ ) avec une variation de +50% de la résistance statorique à $t = 1.6s$ pour une consigne de 15 rad/s.....	8



# **Introduction générale**

## Introduction générale

En 1888 Nikola Tesla a inventé le premier moteur à courant alternatif, qui a eu un rôle majeur dans le développement de l'industrie électrique. La première machine asynchrone triphasée fut réalisée par l'Allemand Michael Dolivo-Dobrowolski en 1889. Cette dernière domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, la moins coûteuse, la moins exigeante en terme d'entretien, présente un taux de défaillance très peu élevé, fabriquée en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances, conserve presque sans modification ses parties constitutives essentielles et elle a aussi l'avantage d'être standardisée etc. Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multi phases ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines multi phases. En effet, les variateurs multi phases présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, tels que: segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, réduction des courants harmoniques, grande fiabilité et forte puissance. Cependant lorsque les machines asynchrones à double stator sont entraînées avec des onduleurs des tensions provoque des harmoniques de courants ce qui ajoute des pertes supplémentaires. [1]

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 être 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.

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 porté à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants.

L'Objectif de ce mémoire, nous allons présenter une commande robuste de la machine asynchrone a double stator par commande mode glissant et commande sans capteur de vitesse.

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

Le second chapitre présente la commande par mode de glissant de la MASDS. 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 MASDS. Nous montrons en fin les avantages apportés par ce type de réglage, toute n'exposant les résultats de simulation.

Dans le dernier chapitre, nous avons exposé l'ensemble des techniques présentées dans la littérature pour l'estimation de la vitesse d'une machine asynchrone. Par la suite nous avons appliqué la technique d'observation par mode glissant pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone double étoile. Cette étude sera menée par simulation numérique pour mettre en exergue les performances statiques et dynamiques ainsi obtenues lors des variations paramétriques.

## *Chapitre I*

# *Modélisation de la machine asynchrone double stator (MASDS)*

## **I.1. Introduction :**

Depuis les années 20 les machines asynchrones ont été utilisées dans beaucoup d'applications, pour leurs avantages dans la segmentation de puissance et les pulsations réduites au minimum de couple[2]. et à cause de sa robustesse, sa fiabilité électromécanique et son faible coût.

Depuis longtemps déjà, on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées machines multiphasées, en particulier, la machine asynchrone à double stator nécessitant une double alimentation triphasée statorique. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques, permet aussi d'utiliser des composants électroniques de puissance de dimensionnement réduit pour des fréquences de commutation plus élevées qu'avec les machines simple. Cependant l'alimentation des machines asynchrones à double stator par des onduleurs des tensions provoque des harmoniques de courants ce qui ajoute des pertes supplémentaires. Leur maintenance et leur diagnostic deviennent donc un enjeu économique. Il est important de détecter de manière précoce les défauts qui peuvent apparaître

Le modèle de la machine asynchrone à double stator est un système de dix équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation d'une transformation de Park, qui est un changement convenable des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone à double stator (MASDS) et son alimentation, basée sur la résolution des équations régissant son fonctionnement en régime dynamique.

## **I.2 Modelisation la machine asynchron a double stator:**

La machine asynchrone triphasée à double stator est une machine qui comporte deux stators fixes déphasés entre eux d'un angle  $\alpha = 30^\circ$  et un rotor mobile, (Figure (I.1)).

Chaque stator de la machine asynchrone à double stator est composé de trois enroulements identiques à paires de pôles. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égale  $2\pi/3$  dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré de courant, d'où la création d'un champ tournant le long de 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:

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

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

La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques). Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuse, robuste, facile d'emploi et nécessitent un entretien limité. Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $\Omega$  différente de  $\Omega_s$ , la cage rotorique devient le siège d'un système de forces électromotrice triphasée 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  $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$  : est appelé glissement du rotor par rapport au champs tournant du stator.

Dans le repère rotorique, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation  $\omega_s$

La machine à étudier est représentée par deux enroulements statoriques :  $A_{s1}B_{s1}C_{s1}$  et  $A_{s2}B_{s2}C_{s2}$  qui sont déphasés de  $\alpha = 30^\circ$  entre eux, et trois phases rotoriques :  $A_rB_rC_r$ .

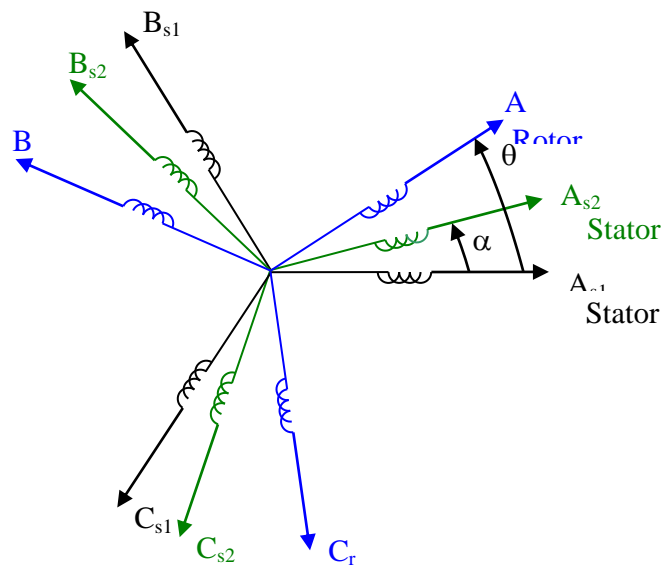


Figure (1.1) : Représentation des enroulements de la MASDS

## I.3 Hypotheses simplificatrices

La machine asynchrone à double stator (MASDS), avec la répartition de ces enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour ce prêter une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices

- le circuit magnétique est non saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaire des courant
- La machine est de constitution symétrique et à entrefer constant ;
- La saturation du circuit magnétique est négligée ;
- l'entrefer est constant;

La machine électrique est prodigieusement complexe, pour sa modélisation nous sommes obligés d'introduire un certain nombre d'hypothèses simplificatrices:

- ☒ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- ☒ Nous supposons que nous travaillons en régime non saturé.
- ☒ Nous négligeons les phénomènes d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- ☒ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- ☒ Le bobinage est réparti de manière à donner une (f.m.m) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- ☒ Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additive des flux.
- La constante des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

## I.4 Modele de la machine asynchrone triphase à double stator

### I.4.1. Equations électriques de la MASDS

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, les équations de la machine s'écrivent comme suit : [3]

$$v = Ri + \frac{d\phi}{dt}$$

Sous forme matricielle on a :

$$\begin{aligned} [V_{abc,s1}] &= [R_{s1}] [I_{abc,s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc,s1}] \\ [V_{abc,s2}] &= [R_{s2}] [I_{abc,s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc,s2}] \\ [V_{abc,r}] &= [R_r] [I_{abc,r}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc,r}] \end{aligned} \quad (I.1)$$

Avec :

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

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

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

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

Les vecteurs de tension, courants et flux totaux statoriques:

$$[V_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix}; [V_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix}; [V_{abc,r}] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[I_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}; [I_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix}; [I_{abc,r}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[\Phi_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as1} \\ \Phi_{bs1} \\ \Phi_{cs1} \end{bmatrix}; [\Phi_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as2} \\ \Phi_{bs2} \\ \Phi_{cs2} \end{bmatrix}; [\Phi_{abc,r}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

## I.4.2.Équations magnétiques de la MASDS

Les flux sont exprimés en fonction des courants par:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{abc,s1}] \\ [\Phi_{abc,s2}] \\ [\Phi_{abc,r}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

[L<sub>s1, s1</sub>] : Matrice inductance de stator 1.

[L<sub>s2, s2</sub>] : Matrice inductance de stator 2.

[L<sub>r, r</sub>] : Matrice inductance de rotor.

[L<sub>s1, s2</sub>] : Matrice inductance mutuelle entre stator 1 et stator 2.

[L<sub>s1, r</sub>] : Matrice inductance mutuelle entre stator 1 et rotor.

[L<sub>s2, s1</sub>] : Matrice inductance mutuelle entre stator 2 et stator 1.

[L<sub>s2, r</sub>] : Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

[L<sub>r, s1</sub>] : Matrice inductance mutuelle entre rotor et stator 1.

[L<sub>r, s2</sub>] : Matrice inductance mutuelle entre rotor et stator 2.

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

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

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

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

$$[\mathbf{L}_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{L}_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{L}_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{L}_{s2,s1}] = [\mathbf{L}_{s1,s2}]^t ; [\mathbf{L}_{r,s1}] = [\mathbf{L}_{s1,r}]^t ; [\mathbf{L}_{r,s2}] = [\mathbf{L}_{s2,r}]^t ;$$

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

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

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

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

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

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

### I.4.3. Équations mécaniques de la MASDS

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega. \quad (I.3)$$

avec:

$J$  : Moment d'inertie.

$\Omega$  : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant (couple de charge).

$K_f$  : Coefficient de frottement.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par [4] :

$$C_{em} = \frac{p}{2} \left[ [i_{abc,s1}] \frac{d}{d\theta} [L_{s1,r}] [i_{abc,r}]^t + [i_{abc,s2}] \frac{d}{d\theta} [L_{s2,r}] [i_{abc,r}]^t \right] \quad (I.4)$$

## I.5. Transformation de park

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

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

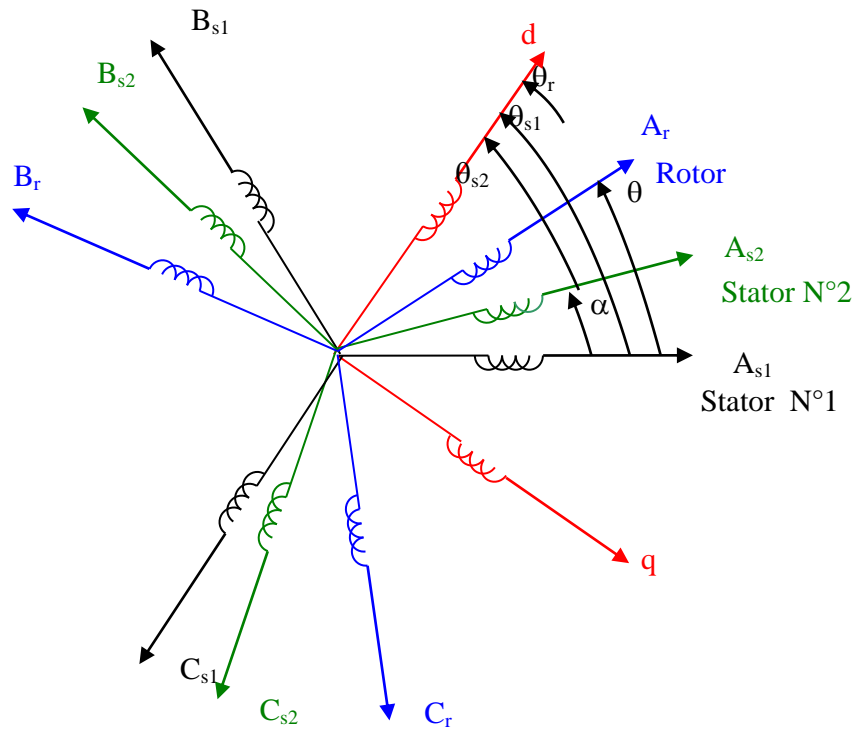


Figure (1.2) : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).

La matrice de Park en générale: 
$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

La transformation de Park

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

Tel que

$G_{abc}$ : grandeurs triphasées équilibrées.

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

La transformation de Park inverse  $[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[G_{dq0}]$ .

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

## I.6. Choix du référentiel

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q).

### I.6.1. Référentiel lié au stator

Pour ce type de choix,  $\theta_s = 0$  et  $\omega_s = 0$ , dans ce cas les phases  $A_s$  et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

### I.6.2. Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d,q) est égale à la pulsation électrique  $\omega_r$  du rotor ( $\omega_s = \omega_r$ ).

### I.6.3. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, la vitesse du repère (d, q) est la vitesse du champ tournant  $\omega_s$ . Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel pour la modélisation de la MASDS.

## I.7. Applications de transformation de park

En choisissant le référentiel lié au champ tournant et en appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

### I.7.1. Equations des tensions

On applique la transformation de Park sur le système d'équation (I.1), on obtient :

Pour le stator 1 :  $v_{dq0,s1}$

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Pour le stator 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

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

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

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Avec:

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

$\omega_{gl}$ : vitesse de glissement.

Sous forme d'équation:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (I.8)$$

## I.7.2. Équations magnétiques

On applique la transformation de Park sur le système d'équations (I.2), on obtient :

:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs2} \end{array} \right. \quad (I.9)$$

On pose :

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

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

Donc le système d'équations (I.9) est écrire comme suite :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (I.10)$$

Avec:

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

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

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

### I.7.3. Equation mécanique

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée.

La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double stator est donnée par l'expression suivante:

$$P_e = [V_s]^t [i_s] = v_{as1}i_{as1} + v_{bs1}i_{bs1} + v_{cs1}i_{cs1} + v_{as2}i_{as2} + v_{bs2}i_{bs2} + v_{cs2}i_{cs2} \quad (I.11)$$

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

$$P_e = v_{ds1}i_{ds1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{qs2}i_{qs2}. \quad (I.12)$$

En introduisant le système d'équation (I.8) dans l'expression de la puissance instantanée (I.12) on obtient :

$$P_e = R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2 + \left( \omega_s (\Phi_{ds1}i_{qs1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs1}i_{ds1} - \Phi_{qs2}i_{ds2}) \right) + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} i_{qs2} \quad (I.13)$$

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

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

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

$$P_{em} = \omega_s (\Phi_{ds1}i_{qs1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs1}i_{ds1} - \Phi_{qs2}i_{ds2}). \quad (I.14)$$

$$C_{em} = p (\Phi_{ds1}i_{qs1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs1}i_{ds1} - \Phi_{qs2}i_{ds2}). \quad (I.15)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (I.9) dans (I.14), on obtient :

$$C_{em} = pL_m ((i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}) \quad (I.16)$$

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

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}). \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}). \end{cases} \quad (I.17)$$

$$i_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad \text{et} \quad i_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (I.18)$$

En introduisant  $i_{dr}$  et  $i_{qr}$  dans l'expression (I.16), on obtient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})) \quad (I.19)$$

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega. \quad (I.20)$$

## 1.8 Mise sous forme d'équation d'état

Le flux magnétisant  $\Phi_m$  est la somme des deux flux  $\Phi_{md}$  et  $\Phi_{mq}$ , d'où :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2}$$

Avec:

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{mq} = L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (I.21)$$

A partir de l'équation (I.21) et (I.10) on peut écrire :

$$\begin{cases} i_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ i_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ i_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ i_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ i_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ i_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{mq}}{L_r} \end{cases} \quad (I.22)$$

En remplaçant (I.22) dans (I.8), on obtient :

$$\left\{ \begin{aligned}
 \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} &= v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\
 \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} &= v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\
 \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} &= v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\
 \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} &= v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds2} \\
 \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rd} - \Phi_{md}) + \omega_{gl} \Phi_{rq} \\
 \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rq} - \Phi_{mq}) + \omega_{gl} \Phi_{rd} \\
 J \frac{d\Omega}{dt} &= p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})) - C_r - K_f \Omega
 \end{aligned} \right. \quad (I.23)$$

A partir de l'équation (I.10) on peut écrire :

$$\begin{aligned}
 \Phi_{md} &= L_a \frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \\
 \Phi_{mq} &= L_a \frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r}
 \end{aligned} \quad (I.24)$$

Avec:

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

Nous mettons le système d'équations (I.23) sous forme d'un système d'équation d'état.

$$\bullet \quad \mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U}$$

Avec :

$\mathbf{X}$  : vecteur d'état.

$$\mathbf{X} = [\Phi_{ds1}, \Phi_{ds2}, \Phi_{qs1}, \Phi_{qs2}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t.$$

$\mathbf{U}$  : vecteur de commande.

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

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

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs1} \\ v_{qs2} \end{bmatrix}$$

## I.9 Simulation numirique

La figure (I.3) représente les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'un démarrage à vide.

La figure (I.4) représente les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'un démarrage pleine tension et avec application d'un couple de charge.

Les paramètres de la machine utilisées sont indiquées dans l'annexe (A)

### I.9.1. Interprétations des résultats

Les performances de la conduite de la machine asynchrone à double stator montrent que :

Lors d'un démarrage à vide (figure (I.3)), on constate l'importance des courants statoriques qui peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par suréchauffement en cas de répétitions excessives. Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique de la machine.

Après le régime transitoire qui dure environ 1 seconde, la machine atteint pratiquement la vitesse de synchronisme de 3000 tr/mn, puisque la charge est nulle (glissement négligeable).

Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur 0.33N.m qui compense les pertes par frottement. Le flux rotorique atteint la valeur 1.2Wb. Le courant statorique est sinusoïdal, sa valeur de crête est de 1.2 A.

Lors de l'application d'un couple résistant de valeur 14 N.m (égale au couple nominale de la MASDS) sur l'arbre de la machine (figure (1.4)), on constate que:

Le couple électromagnétique compense le couple de charge.

Les flux rotoriques en quadrature et directe sont directement affectés ce qui explique le fort couplage entre la vitesse d'une part et les flux rotoriques d'autre part.

La vitesse entre (2 et 3s) chute à 2836 tr/mn correspondant à la vitesse nominale de la machine en charge.

## **I.10.MODELISATION DE L'ONDULEUR A COMMANDE MLI**

Le réglage de la vitesse du rotor de la MASDS se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençage imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions (MLI) des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine. [4]

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque paire transistor-diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur (demi-bras), commandé à l'ouverture et à la fermeture et chaque demi-bras possède son complémentaire.

La (figure (I.5)) représente la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.

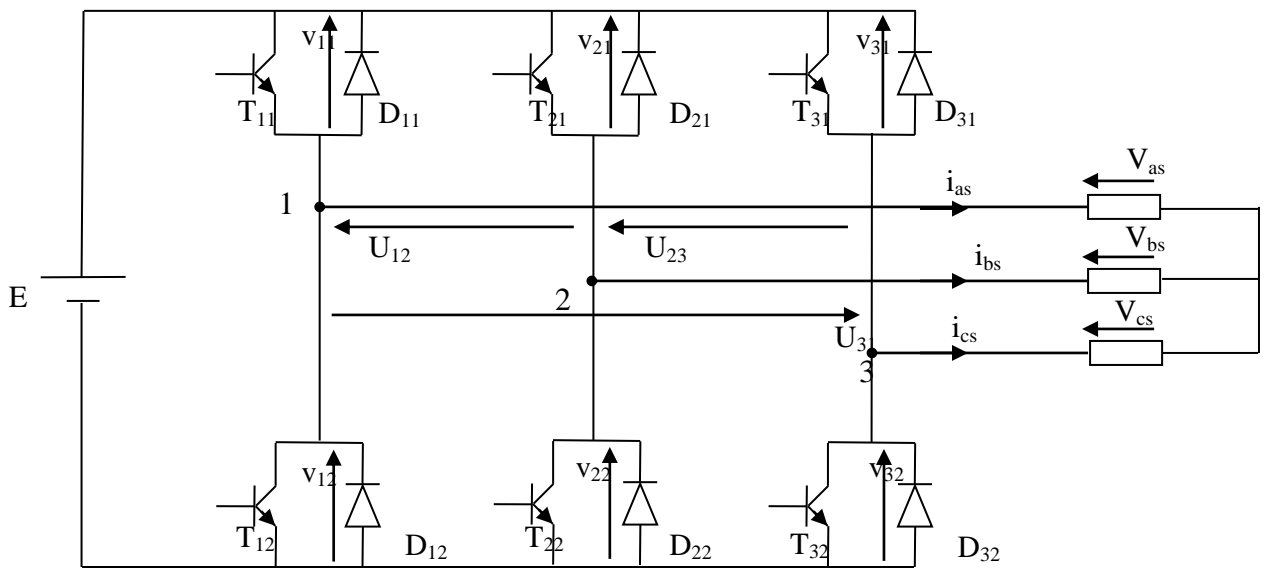
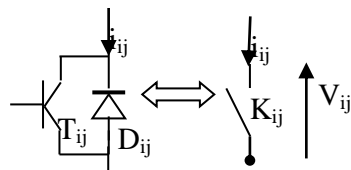


Figure (1.5) : Représentation de l'onduleur de tension MLI.

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



### I.10.1. Fonction de connexion

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

$$i_{ij} = f_{ij} i \quad \text{et} \quad v_{ij} = (1-f_{ij}) E$$

Avec  $f_{ij} = 0$  interrupteur ouvert,  $f_{ij} = 1$  interrupteur fermé.

$v_{ij}$ : tension commutée.

$i_{ij}$ : courant commuté.

$i$ : courant de la phase  $i$ ;  $i \in \{i_{as}, i_{bs}, i_{cs}\}$ .

Chaque cellule est formée de deux interrupteurs; comme la conduction est considérée toujours continue, à un instant donné un seul de ces interrupteurs est fermé de sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre leurs fonctions de connexion soit :

$$f_{i1} + f_{i2} = 1 \quad (\text{I.25})$$

L'expression des tensions composées est donnée par

$$\begin{aligned} U_{12} &= v_{as} - v_{bs} = v_{21} - v_{11} \\ U_{23} &= v_{bs} - v_{cs} = v_{31} - v_{21} \\ U_{31} &= v_{cs} - v_{as} = v_{11} - v_{31} \end{aligned} \quad (\text{I.26})$$

En introduisant les fonctions de connexion relatives à chacun d'entre eux, il vient :

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

Il, en découle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

## I.10.2. Stratégie de commande

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire. [6]

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

$$V_{ref1c} = V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - 2(c-1)\pi/3); \quad c = 1, 2, 3, \quad (\text{I.29})$$

$$V_{ref2c} = V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - 2(c-1)\pi/3 - \alpha); \quad c = 1, 2, 3$$

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left( 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left( -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

L'indice de modulation "m" égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ( $m = \frac{f_p}{f}$ ),

Le coefficient de réglage en tension "r" égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ( $r = \frac{V_m}{V_{pm}}$ ).

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

Pour l'onduleur N°1

$$\begin{array}{llllll}
 \text{Si} & V_{\text{ref}11} \geq V_p(t) & f_{11} = 1, & \text{sinon} & f_{11} = 0 & \\
 \text{Si} & V_{\text{ref}12} \geq V_p(t) & f_{12} = 1, & \text{sinon} & f_{12} = 0 & \\
 \text{Si} & V_{\text{ref}13} \geq V_p(t) & f_{13} = 1, & \text{sinon} & f_{13} = 0 & 
 \end{array} \tag{I.31}$$

Pour l'onduleur N°2

$$\begin{array}{llllll}
 \text{Si} & V_{\text{ref}21} \geq V_p(t) & f_{21} = 1, & \text{sinon} & f_{21} = 0 & \\
 \text{Si} & V_{\text{ref}22} \geq V_p(t) & f_{22} = 1, & \text{sinon} & f_{22} = 0 & \\
 \text{Si} & V_{\text{ref}23} \geq V_p(t) & f_{23} = 1, & \text{sinon} & f_{23} = 0 & 
 \end{array} \tag{I.32}$$

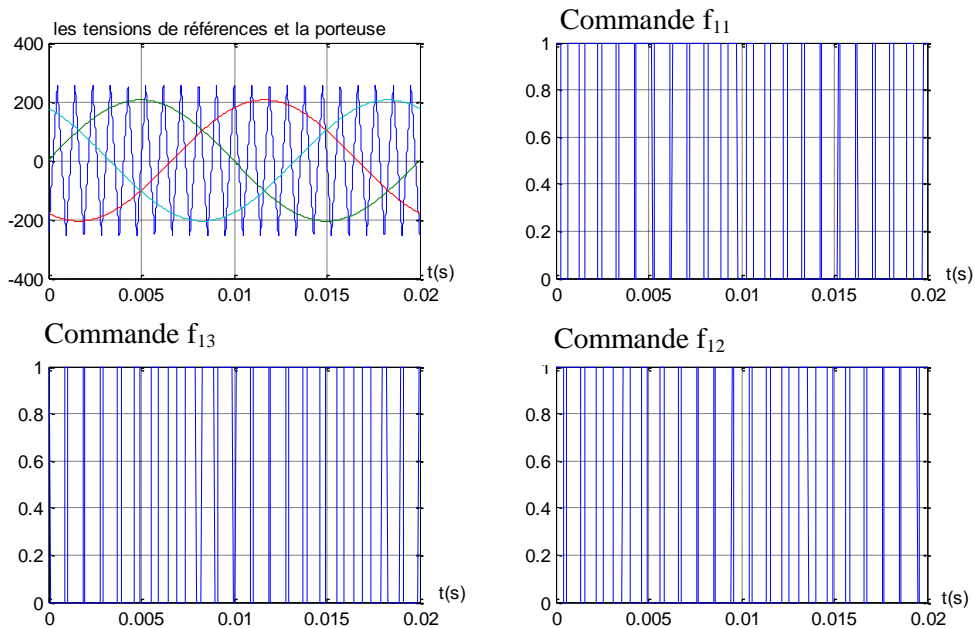


Figure (1.6) : Principe de la MLI triangulo-sinusoidale.

## I.11. ASSOCIATION DE LA MASDS-ONDULEUR DE TENSION

La figure (1.7) représente l'association de la MASDS à deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI

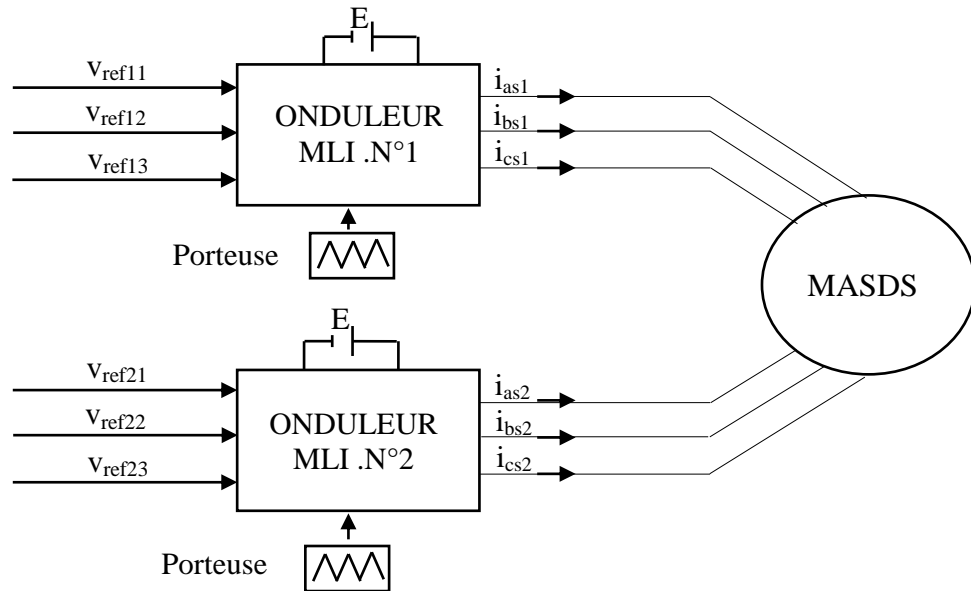
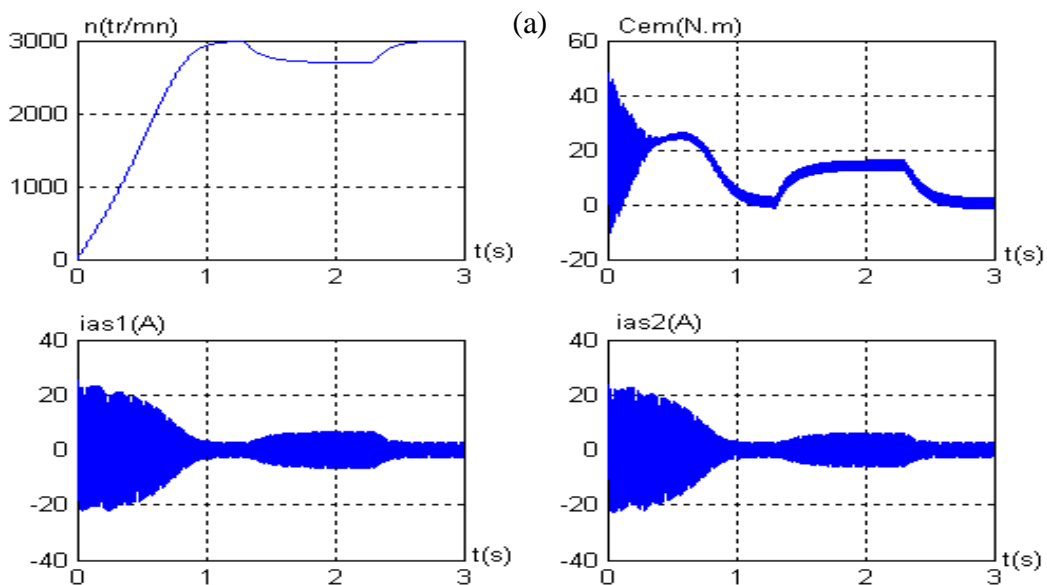


Figure (1.7) : Association de la MASDS avec les deux onduleurs MLI.

### I.11.1. Résultats de simulation

La simulation numérique est effectuée pour  $m= 21$  et  $r= 0,8$ .

Les résultats de simulation de l'association des deux onduleurs avec la MASDS sont représentés dans la figure (I.8.a,b)



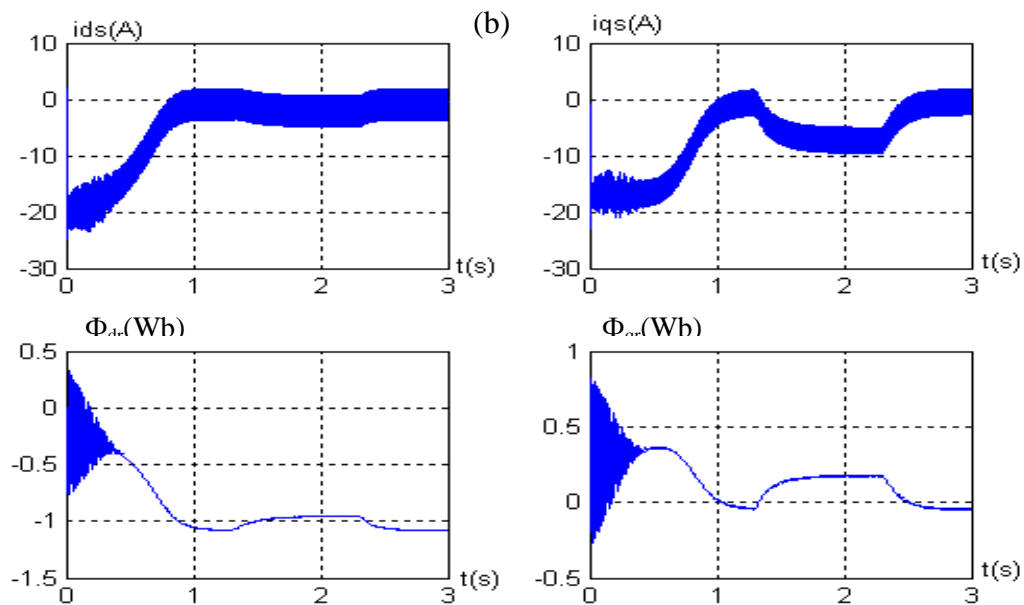


Figure (I.8.a.b) : Réponses de la MASDS alimentée par deux onduleurs de tension lors d'une application d'un couple résistant  $C_r = 14$  durant (1.3 .2.3) s.

### I.11.2. Interprétations des résultats

Les résultats représentés par la figure (I.8.a.b), sont similaires à ceux obtenus pour une machine liée directement au réseau, mais ils présentent quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par les deux onduleurs.

## I.12. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone triphasée à double stator. 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.

Afin de simplifier le modèle de la machine asynchrone triphasée à double stator, nous avons utilisé la transformation de Park. Ainsi, le système d'équation d'état de la machine a été réduit de dix à sept équations que nous avons validées à travers une simulation numérique.

Lors de fonctionnement de la machine en charge on a vu que la vitesse chute considérablement ce qui nécessite une régulation.

Le chapitre suivant présente la régulation de vitesse par la technique de commande vectorielle.

# **Chapitre II**

## **Commande par mode glissant de la machine asynchrone double stator**

## II. Introduction

La théorie des systèmes à structure variable fait l'objet de multiples études depuis une cinquantaine d'années. Les premiers travaux sur ce type de systèmes sont ceux d'Anosov, de Tzypkin et d'Emelyanov, dans l'ancienne URSS, ou ceux d'Hamel en France, sur la commande à relais [7]. Ces recherches ont connu un nouvel essor à la fin des années soixante-dix lorsque Utkin introduit la théorie des modes glissants. Actuellement, cette technique de commande connaît une large gamme d'applications dans des domaines très variés tels que la robotique, la mécanique et l'électrotechnique. L'avantage que procure une telle commande et qui la rend aussi importante est sa robustesse vis -à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle, et peut gourmandes en temps de calcul. [8] [9] [10]

Comme nous l'avons précédemment annoncé, ce chapitre est dédié à la commande Par mode de glissement de la machine asynchrone double stator, alimentée par deux onduleurs de tension à MLI.

### II.1 Définition des systèmes à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son Fonctionnement. Le terme «Système à structure variable» apparaît à cause de la commutation (variation discontinue) du système et de son contrôleur (ou observateur) entre deux ou plusieurs structures. L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela est principalement dû aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun des sous-systèmes pris seuls.

### II.2 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre réaction d'état. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de « la commande équivalente ». Cette dernière est retenue pour la suite de notre étude.

## II.3 Principe de la commande robuste par mode de glissement des systèmes à structure variable

La commande par mode glissement pour les systèmes non linéaires a été largement étudiée et développée depuis son introduction. Celle-ci appartient à une classe plus large appelée commandes à structure variable. L'idée de base de commande est premièrement d'attirer les états du système dans une région d'espace d'état convenablement sélectionnée, connue sous le nom de la surface de glissement  $s(x)$ . Telle qu'une fois que le système se trouve dans cette région d'espace d'état, il ait le comportement désiré. Ensuite, la deuxième étape consiste à concevoir une loi de commande  $u(x)$  qui conduise, dans un temps fini, le système vers cette région et le maintiendra dans celle-ci, c'est à dire la commande doit assurer l'attractivité et l'invariance de la surface de glissement.

Cette loi de commande à la forme suivante :

$$u = \begin{cases} u_{max} \text{if } (s) > 0 \\ u_{min} \text{if } (s) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

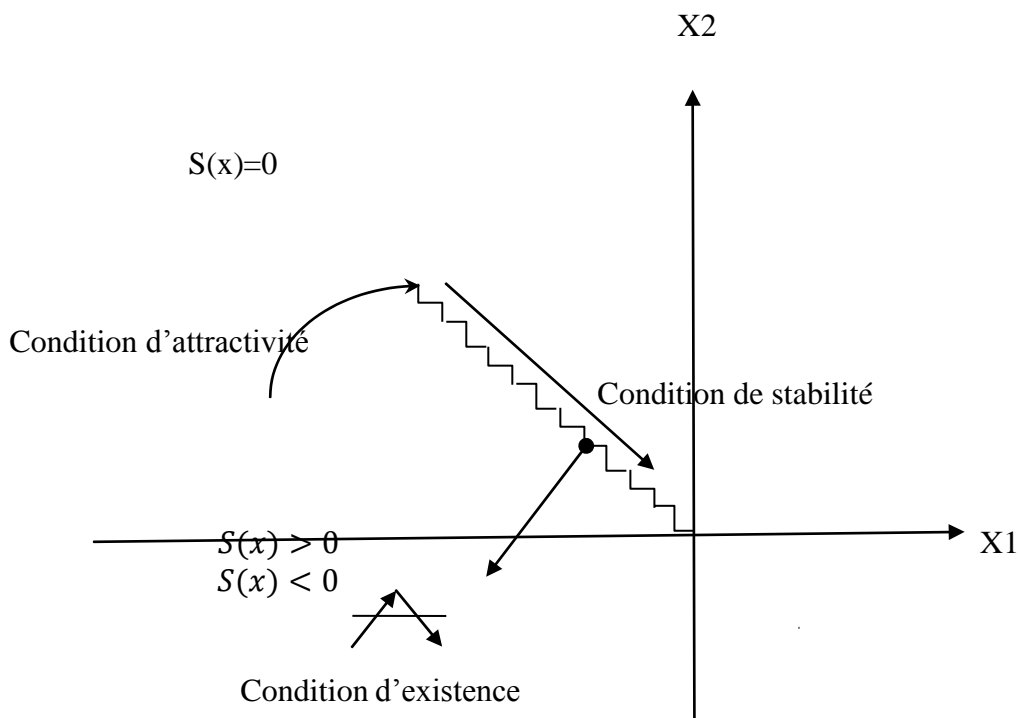


Fig. II.1 Mode de glissement.

Le régime du système ainsi commandé est appelé mode de glissement et la dynamique de celui-ci peut être rendue insensible aux variations paramétriques, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations externes. La loi de commande par modes glissants est de conception relativement simple et présente des qualités de robustesse vis-à-vis de certaines classes de perturbations [10] [11] [12].

## II.4 Synthèse de la commande par mode de glissement

La synthèse de la commande doit viser à rendre la surface de glissement attractive en tout point de l'espace d'état. Une fois la surface atteinte, il faut assurer le glissement le long de cette surface et la stabilité du système. En d'autres termes, il faut trouver la condition sous laquelle la dynamique du système glisse sur la surface vers le point d'équilibre désiré sur la surface. La dynamique du système est indépendante de celle du processus initial, ce qui implique que ce type de contrôle entre dans le domaine des commandes robustes [13]. Ces notions de stabilité locale seront démontrées en tenant compte du principe de stabilité suivant le critère de Lyapunov. La mise en œuvre d'une commande par mode glissant passe par trois étapes :

- Le choix de la surface de glissement
- Conditions d'existence et de convergence du régime glissant
- Établissement de la loi de commande.

### II.4.1 Le choix de la surface de glissement

Considérant le système non linéaire décrit par :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{II. 2})$$

Avec :

X : Vecteur d'état ;  $[X] \in \mathbb{R}^n$

U : Vecteur de commande ;  $[U] \in \mathbb{R}^m$  , avec  $n > m$

la surface de glissement est définie par :

$$s(t) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} \cdot e(t) \quad (\text{II. 3})$$

tel qu'elle est proposée dans plusieurs travaux [13] [14] [15].

avec :

$\lambda$  : Gain positif

$e(t)$  : l'erreur de poursuite définie par :

$$e(t) = x_d(t) - x(t) = (e, e', \dots, e^{n-1})^T$$

Et

$n$  : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande.

Le but du contrôle de la poursuite est de trouver une loi de commande tel que, étant donné une trajectoire désirée  $x_d(t)$ , l'erreur de poursuite  $x_d(t) - x(t)$  tend vers zéro malgré la présence des perturbations.

## II.4.2 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 glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Ces conditions d'existence et de convergence seront démontrées en tenant compte du principe de stabilité suivant le critère de Lyapunov [16] [17]. Considérons la fonction énergétique positive ( $V(x) > 0$ ) de Lyapunov donnée par la relation suivante :

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

Le système est stable si la dérivée de (II. 4) satisfait la condition suivante :

$$V'(x) = S(x)S'(x) < 0, \quad S(x) \neq 0 \quad (\text{II. 5})$$

## II.4.3 Etablissement de la loi de commande

Après avoir choisie la surface de glissement ainsi que la vitesse de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence du mode de glissement.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variables pour la commande par mode de glissement est que la commande doit commuter entre  $U_{\max}$  et  $U_{\min}$  instantanément en fonction du signe de la surface de glissement (Fig. III.2)

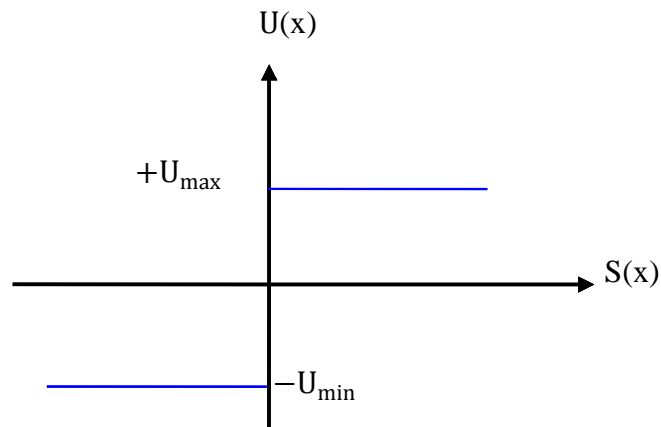


Fig. II.2 Définition de la fonction  $U_n$

La loi de commande par mode de glissement comprend en général deux termes, la commande équivalente ( $U_{eq}$ ) et la commande discontinue de commutation ( $U_n$ ), une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est très importante dans la technique de commande des systèmes non linéaires. Car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et les perturbations extérieures. On aura donc :

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

$U_{eq}$  est la commande équivalente qui correspond à la commande de linéarisation proposé par Fillipov et Utkin. Elle sert à maintenir la trajectoire de l'écart sur la surface de glissement  $S(x)=0$ . Elle peut être aussi interprétée comme la valeur moyenne (continu) que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$  [13].

Le terme  $U_n$  est additionné à la fonction globale du contrôleur dans le but de garantir l'attractivité de la surface de glissement choisie.

Pour déterminer et mettre en évidence l'expression de la commande  $U$  précédente, considérons le système d'état (II. 2).

La dérivée de la surface de glissement  $S(x)$  est :

$$\dot{s}(t) = \frac{\partial s}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} [AX + BU_{eq}] \frac{\partial s}{\partial t} [BU_n] \quad (\text{II.7})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, l'expression de la surface est égale à Zéros, sa dérivée est donc nulle, nous avons :

$$U_n = 0$$

$$U_{eq} = - \left[ \frac{\partial s}{\partial t} B \right]^{-1} \left[ \frac{\partial s}{\partial t} AX \right] \quad (\text{II.8})$$

En remplaçant le terme  $U_{eq}$  par son expression (II.8) dans l'équation (II.7), nous aurons l'expression de la dérivée de la surface suivante :

$$\dot{s}(t) = \frac{\partial s}{\partial t} BU_n \quad (\text{II.9})$$

Sachant que :  $\frac{\partial s}{\partial t} B = \frac{\partial s}{\partial u} \neq 0$

Condition bien définie dans le choix de la surface (II.3) pour assurer la commandabilité et que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie.

Le problème revient à trouver  $U_n$ , telle que :

$$S(x)S'(x) < 0$$

On aura donc

$$S(x) \frac{\partial s}{\partial x} BU_n < 0$$

Et pour satisfaire cette condition il faut que le signe de  $U_n$ , soit l'opposé de celui de  $S(x) \frac{\partial s}{\partial x} B$ . La forme simple de contrôle que peut prendre  $U_n$  en utilisant la théorie de mode de glissement est celle d'un relais (Fig. II.3)

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

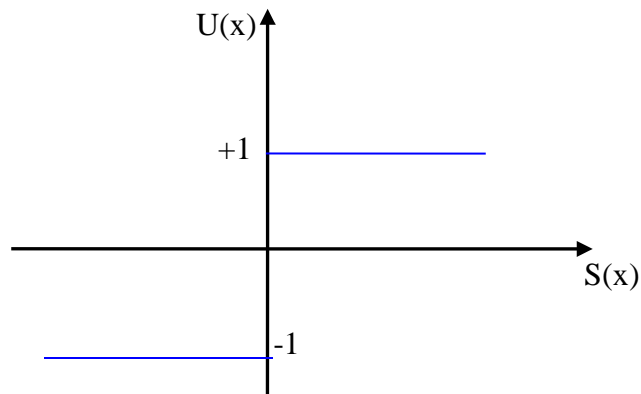


Fig. II.3 Définition de la fonction d'un relais

Le terme  $(\frac{\partial s}{\partial x} B)$  est négatif pour la classe des systèmes considéré, alors que le gain  $K$  est choisie positif pour satisfaire l'attractivité et les conditions de stabilité. Le principal inconvénient de cette commande est qu'elle génère sur la surface de glissement un phénomène appelé broutement (ou chattering en anglais) [14]. Ce phénomène est généralement indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes hautes fréquences [20]. Une méthode qui permet de réduire l'effet du broutement est de remplacer la fonction discontinue par une fonction de saturation, qui consiste à déterminer une bande limite autour de la surface de glissement ainsi assurant le lissage de la commande et le maintien de l'état du système dans cette bande. Un exemple de la fonction de saturation est donné ci-dessous (Fig. III.4).

$$\begin{aligned}
 \text{sat}(s(x)) &= 1 && \text{si } s(x) > \xi \\
 \text{sat}(s(x)) &= -1 && \text{si } s(x) < -\xi \\
 \text{sat}(s(x)) &= \frac{s(x)}{\xi} && \text{si } |s(x)| \leq \xi
 \end{aligned} \tag{II. 12}$$

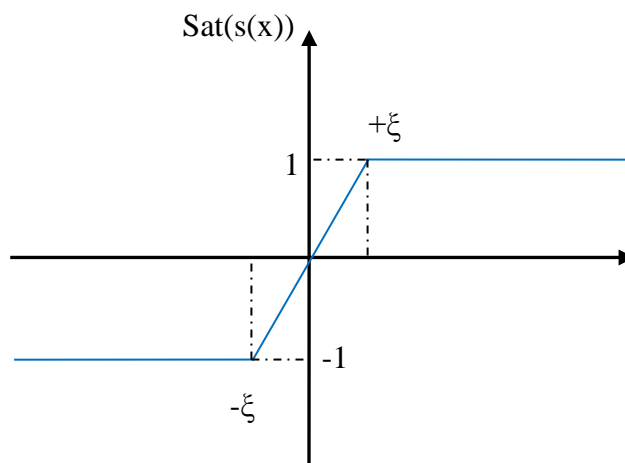


Fig. III.4 Fonction de saturation ( $\xi > 0$  et petit)

D'où on aura la commande suivante :

$$U_n = \begin{cases} K_x \operatorname{sign}(s(x)) & \text{si } |s(x)| > \xi \\ \frac{K_x}{\xi} \operatorname{sign}(s(x)) & \text{si } |s(x)| < \xi \end{cases} \quad (\text{II. 13})$$

On peut aussi remplacer la fonction (sign) par une fonction de classe  $C^1$ , on donne ci-dessous un exemple de cette fonction smooth.

$$\operatorname{smooth}(s(x)) = \frac{s(x)}{|s(x)| + \xi} \quad (\text{II. 14})$$

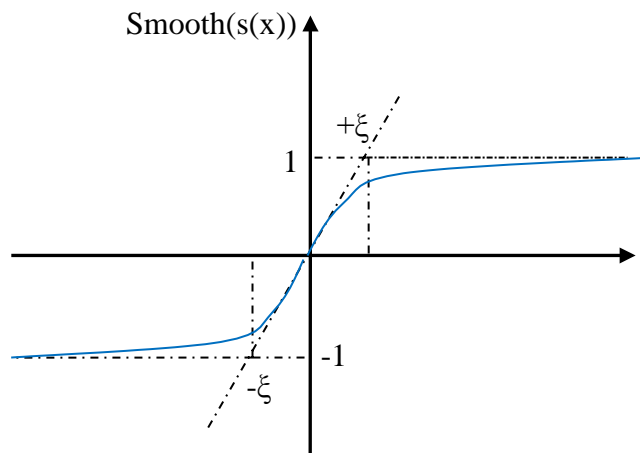


Fig. III.5 Fonction de classe  $C^1$  ( $\xi > 0$  et petit)

D'où on aura la commande suivante :

$$U_n = K_x \frac{s(x)}{|s(x)| + \xi} \quad (\text{II. 15})$$

## II.5 Application de la commande par mode de glissement à la MASDE

Dans le but de protection de la machine et de convertisseur, le courant absorbé est limité à une valeur maximale admissible. Trois méthodes de limitation, basées sur le choix du nombre de surfaces nécessaires, sont possibles. La première consiste à limiter, d'une manière indirecte le courant. Elle nécessite deux surfaces : une pour la vitesse et une pour le flux.

La deuxième méthode consiste à limiter le courant d'une manière directe, nous retrouvant alors la structure cascade classique. Finalement, la troisième utilise une surface de glissement non linéaire exprimée en fonction des variables d'état.

## II. 5.1 Principe d'orientation du flux

L'objectif principal de l'orientation du flux est de contrôler le couple et le flux indépendamment, en assimilant le comportement de la MASDE a une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit) [21] [7]. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Pour cela, et parmi les trois types d'orientation de flux existant :

- orientation du flux rotorique avec les conditions  $\Phi_{dr} = \Phi_r$  ,  $\Phi_{qr} = 0$ .
- orientation du flux statorique avec les conditions  $\Phi_{ds} = \Phi_s$  ,  $\Phi_{qs} = 0$ .
- orientation du flux d'entrefer avec les conditions  $\Phi_{dm} = \Phi_m$  ,  $\Phi_{qm} = 0$ .

Nous avons opté pour la technique d'orientation du flux rotorique, et dans l'expression du couple (II.39), si on coïncide le flux rotorique avec l'axe(d) du référentiel lié au champ tournant ( $\Phi_{dr} = \Phi_r$  ,  $\Phi_{qr} = 0$ ) on aura :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(I_{qs1} + I_{qs2})\Phi_r] = K\Phi_r I_{qs} \quad (\text{II. 16})$$

Avec :

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

Nous remarquons d'après l'équation (II.16) que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression est similaire à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée. Donc on distingue que le fonctionnement de la MASDE avec sa commande vectorielle est similaire a celui de la machine à courant continu à excitation séparée. L'orientation du flux rotorique (contrôle vectoriel) de la MASDE peut être directe ou indirecte, le contrôle vectoriel direct nécessite la connaissance du flux réel pour pouvoir effectuer sa régulation, tandis que le contrôle indirect ne tiens pas en considération de ce flux et fait quelque approximations.

$$I_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_r - L_m(I_{ds1} + I_{ds2})]$$

$$I_{qr} = \frac{-L_m}{L_m + L_r} \delta\varphi$$

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

On a aussi :

$$\eta\Phi_r^* = L_m(I_{ds1} + I_{ds2}) \quad (\text{II. 19})$$

$$I_{qr} = \frac{\omega_{g1}^*\Phi_r^*}{L_m + L_r} \quad (\text{II. 20})$$

En remplaçant (II.18) et (II.19) et la deuxième équation de (II.17) dans le système d'équation (II.19) On trouve :

$$\begin{aligned} V_{ds1}^* &= R_{s1}I_{ds1} + L_{s1}\frac{d}{dt}I_{ds1} - \omega_s^*(L_{s1}I_{qs1} + \tau_r\Phi_r^*\omega_{g1}^*) \\ V_{qs1}^* &= R_{s1}I_{qs1} + L_{s1}\frac{d}{dt}I_{qs1} - \omega_s^*(L_{s1}I_{ds1} + \Phi_r^*) \\ V_{ds2}^* &= R_{s2}I_{ds2} + L_{s2}\frac{d}{dt}I_{ds2} - \omega_s^*(L_{s2}I_{qs2} + \tau_r\Phi_r^*\omega_{g1}^*) \\ V_{qs2}^* &= R_{s2}I_{qs2} + L_{s2}\frac{d}{dt}I_{qs2} - \omega_s^*(L_{s2}I_{ds2} + \Phi_r^*) \end{aligned} \quad (\text{III. 21})$$

On a:

$$I_{qs1}^* + I_{qs2}^* = \frac{(L_m + L_r)}{PL_m\Phi_r^*} C_{em}^* \quad (\text{III. 22})$$

$$\omega_{g1}^* = \frac{(L_m R_r)}{(L_m + L_r)\Phi_r^*} (I_{qs1}^* + I_{qs2}^*) \quad (\text{III. 23})$$

Ou,  $X_j^*$  sont des grandeurs de références soit des tensions, des courants et des pulsations statorique. D'après les équations précédentes on peut définir les dynamiques de composantes du courant statorique et du flux rotorique dans un référentiel (d, q) comme suit :

$$\begin{aligned}
I_{ds1} &= \frac{1}{L_{s1}} \{I_{ds1} - R_{s1} I_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} I_{qs1} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*)\} \\
I_{qs1} &= \frac{1}{L_{s1}} \{I_{qs1} - R_{s1} I_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} I_{ds1} + \Phi_r^*)\} \\
I_{ds2} &= \frac{1}{L_{s2}} \{I_{ds2} - R_{s2} I_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} I_{qs2} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*)\} \\
I_{qs2} &= \frac{1}{L_{s2}} \{I_{qs2} - R_{s2} I_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} I_{ds2} + \Phi_r^*)\}
\end{aligned} \tag{III. 24}$$

## II.6 Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant

### II.6.1 Surface de régulation de la vitesse

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

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \tag{II.25}$$

On a  $\omega_r = P\Omega_m$  d'où :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left[ P^2 \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \Phi_r^* - PC_r - K_f \omega_r \right] \tag{II.26}$$

En dérivant la surface  $S(\omega_r)$ , on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \tag{II.27}$$

En posant  $(i_{qs1} + i_{qs2}) = i_{qs}$  et en introduisant (II.20) dans (II.21), on aura

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} i_{qs} \Phi_r^* + \frac{P}{J} C_r + \frac{K_f}{J} \omega_r \tag{II.28}$$

A présent, en remplaçant le courant  $i_{qs}$  par le courant de commande  $i_{qs}^* = i_{qseq} + i_{qsn}$  dans l'équation (II.22), on trouve :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} i_{qseq} \Phi_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} i_{qsn} \Phi_r^* + \frac{P}{J} C_r + \frac{K_f}{J} \omega_r \tag{II.29}$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\omega_r) = 0$  et par conséquent

$\dot{S}(\omega_r) = 0$  et  $i_{qs\ n} = 0$ , d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (II.23) :

$$i_{qs\ eq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_r + L_m}{L_m \phi_r^*} \left[ \dot{\omega}_r^* + \frac{p}{J} C_r + \frac{K_f}{J} \omega_r \right] \quad (\text{II.30})$$

Durant le mode de convergence, la condition  $\dot{S}(\omega_r) S(\omega_r) < 0$  doit être vérifiée. En remplaçant (II.24) dans (II.23), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = -\frac{p^2}{J} \frac{L_m \phi_r^*}{L_r + L_m} i_{qs\ n} \quad (\text{II.31})$$

On prend la commande douce suivante :

$$i_{qs\ n} = K_{\omega r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi_{\omega_r}} \quad (\text{II.32})$$

Le choix de  $K_{\omega r}$ , se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur. Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(\omega_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{qs\ n} = K_{\omega r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi_{\omega_r}} \\ i_{qs\ eq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_r + L_m}{L_m \phi_r^*} \left[ \dot{\omega}_r^* + \frac{p}{J} C_r + \frac{K_f}{J} \omega_r \right] \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

## II.6.2 Surface de régulation du flux rotorique

Prenant la même surface que celle de la vitesse :

$$S(\phi_r) = \phi_r^* - \phi_r \quad (\text{II.34})$$

D'où :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* - \dot{\phi}_r \quad (\text{II.35})$$

En posant  $(i_{qs1} + i_{qs2}) = i_{qs}$  et en substituant l'équation de  $\dot{\phi}_r$  (système d'équation (II.18)) dans (II.29), on trouve :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{ds} \quad (\text{II.36})$$

En introduisant le courant de commande  $i_{qs}^* = i_{dseq} + i_{d\ sn}$  dans l'équation (II.30), on aura :

$$\dot{S}(\phi_r) = \phi_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{ds\ eq} - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{ds\ n} \quad (\text{II.37})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\phi_r) = 0$  et par suite

$\dot{S}(\phi_r) = 0$  et  $i_{ds\ n} = 0$ , d'où on tire  $i_{ds\ eq} = 0$  de la relation (II.31) :

$$i_{ds\ eq} = \frac{L_r + L_m}{R_r L_m} \left[ \phi_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r \right] \quad (\text{II.38})$$

Durant le mode de convergence, la condition  $\dot{S}(\phi_r) S(\phi_r) < 0$  doit être vérifiée. En substituant (II.32) dans (II.31), on obtient :

$$\dot{S}(\phi_r) = - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{ds\ n} \quad (\text{II.39})$$

On considère la commande non linéaire suivante :

$$i_{ds\ n} = K_{\phi_r} \frac{S(\phi_r)}{|S(\phi_r)| + \xi_{\phi_r}} \quad (\text{II.40})$$

Le choix de  $K_{\phi_r}$  doit être toujours positif pour respecter le critère du mode de convergence. On obtiendra :

$$\dot{S}(\phi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{ds\ n} = K_{\phi_r} \frac{S(\phi_r)}{|S(\phi_r)| + \xi_{\phi_r}} \\ i_{ds\ eq} = \frac{L_r + L_m}{R_r L_m} \left[ \phi_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r \right] \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

### II.6.3 Surface de régulation des courants statorique

La surface du courant  $i_{ds1}$  est donnée par :

$$S(i_{ds1}) = i_{ds1}^* - i_{ds1} \quad (\text{II.42})$$

La dérivée de cette dernière est donnée par :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = i_{ds1}^{*\dot{}} - \dot{i}_{ds1} \quad (\text{II.43})$$

En substituant l'expression du courant  $i_{ds1}$  donnée par le système d'équation (II.18) dans l'équation précédente, on obtient :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = i_{ds1}^{*\dot{}} - \frac{1}{L_s} \left[ -R_{s1} i_{ds1} + v_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \right] \quad (\text{II.44})$$

En remplaçant la tension  $v_{ds1}$  par la tension de commande  $v_{ds1}^* = v_{ds1eq} + v_{ds1n}$  dans l'équation (3.38), on trouve :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = i_{ds1}^* - \frac{1}{L_s} [-R_{s1}i_{ds1} + v_{ds1eq} + v_{ds1n} + \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + \tau_r\phi_r^*\omega_{gl}^*)] \quad (\text{II.45})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons  $S(i_{ds1}) = 0$ , et par suite  $\dot{S}(i_{ds1}) = 0$  et  $v_{ds1n} = 0$ . Alors on tire la commande équivalente suivante :

$$v_{ds1eq} = L_{s1}i_{ds1}^* + R_{s1}i_{ds1} - \omega_s^*[L_{s1}i_{qs1} + \tau_r\phi_r^*\omega_{gl}^*] \quad (\text{II.46})$$

Durant le mode de convergence, la condition  $\dot{S}(i_{ds1}) S(i_{ds1}) < 0$  doit être vérifiée. En substituant l'équation (II.40) dans (II.39), on obtient :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = -\frac{1}{L_s} v_{ds1n} \quad (\text{II.47})$$

On prend la commande douce suivante:

$$v_{ds1n} = K_{ds1} \frac{S(i_{ds1})}{|S(i_{ds1})| + \xi_{ds1}} \quad (\text{II.48})$$

Le choix de  $K_{ds1}$  doit être toujours positif pour respecter le critère du mode de convergence. Nous obtenons:

$$\dot{S}(i_{ds1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{ds1n} = K_{ds1} \frac{S(i_{ds1})}{|S(i_{ds1})| + \xi_{ds1}} \\ v_{ds1eq} = L_{s1}i_{ds1}^* + R_{s1}i_{ds1} - \omega_s^*[L_{s1}i_{qs1} + \tau_r\phi_r^*\omega_{gl}^*] \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

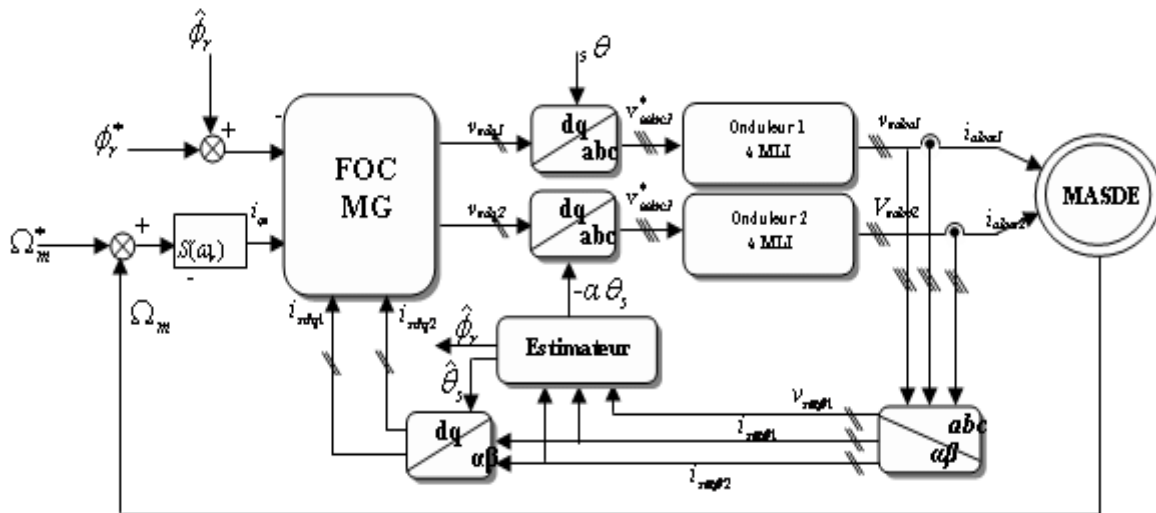
De la même manière, on trouve les autres surfaces des régulateurs des courants statoriques  $i_{qs1}$ ,  $i_{qs2}$ ,  $i_{ds1}$  et ils sont donnés comme suite:

$$\dot{S}(i_{qs1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{qs1n} = K_{qs1} \frac{S(i_{qs1})}{|S(i_{qs1})| + \xi_{qs1}} \\ v_{qs1eq} = L_{s1}i_{qs1}^* + R_{s1}i_{qs1} - \omega_s^*[L_{s1}i_{ds1} + \tau_r\phi_r^*] \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{ds2n} = K_{ds2} \frac{S(i_{ds2})}{|S(i_{ds2})| + \xi_{ds2}} \\ v_{ds2eq} = L_{s2}i_{ds2}^* + R_{s2}i_{ds2} - \omega_s^*[L_{s2}i_{qs2} + \tau_r\phi_r^*\omega_{gl}^*] \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{qs2n} = K_{qs2} \frac{S(i_{qs2})}{|S(i_{qs2})| + \xi_{qs2}} \\ v_{qs2eq} = L_{s1} i_{qs2}^* + R_{s1} i_{qs2} - \omega_s^* [L_{s1} i_{ds2} + \phi_r^*] \end{cases} \quad (II.52)$$

L'application de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant sur la MASDE est illustrée par la figure II.6 :



**Figure II.6 :** schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant

## II.7 Résultats de simulation et interprétation

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une MASDE alimentée par un onduleur de tension commandé par MLI-sinus triangle, piloté par une régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement.

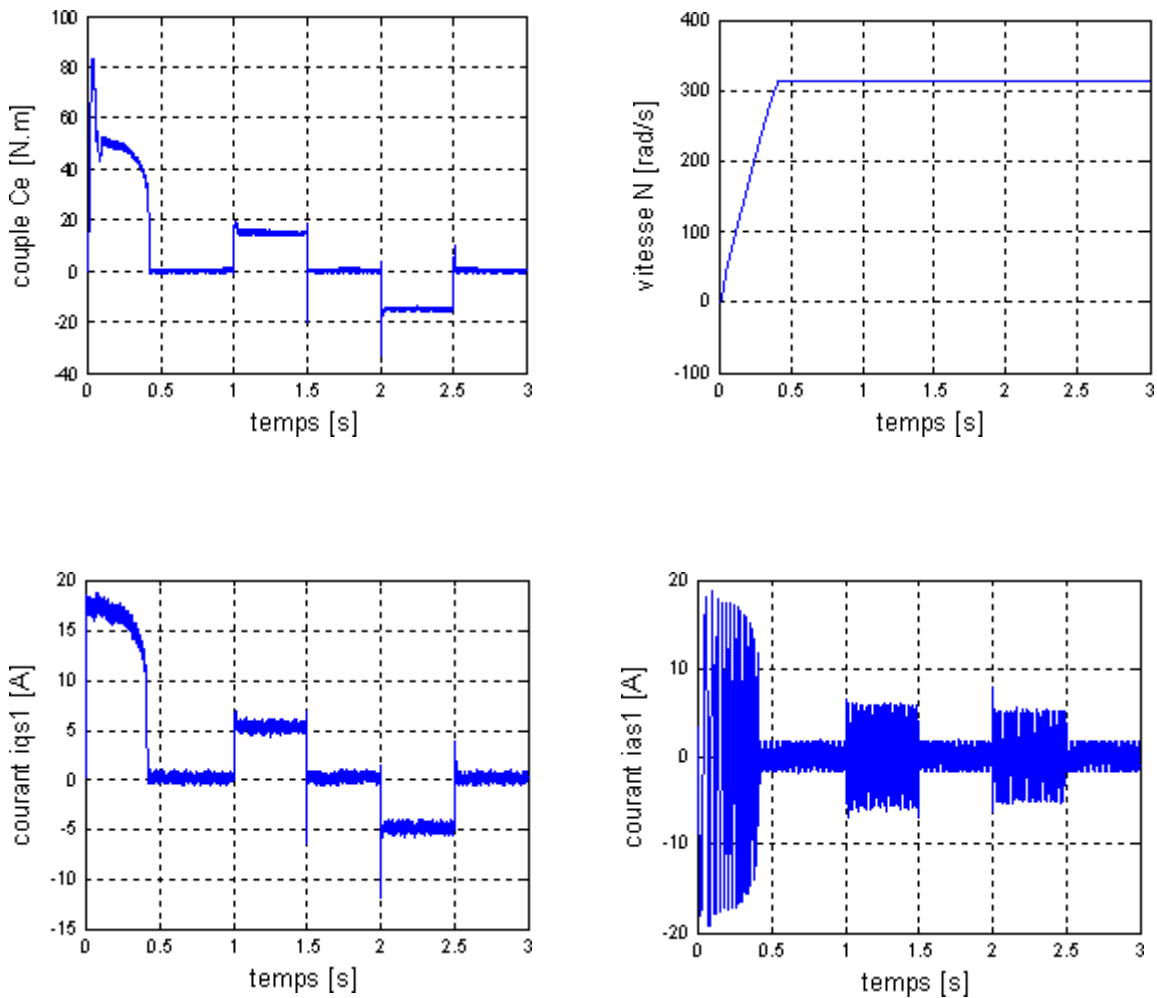
Les performances de cette commande par mode de glissement ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

- Démarrage à vide avec introduction du couple de charge.
- Inversion de sens de rotation.
- Effet de la variation des paramètres internes de la machine (cas de variation de la résistance rotorique).
- Réponse à basses vitesses.

## II.7.1 Démarrage à vide avec introduction du couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (314 rad/s), suivi de l'application de charges  $C_r = 15$  et  $-15$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1, 1.5]$  et  $[2, 2.5]$ s

Les résultats de simulation sont représentés par la (Fig III.8) ci-dessous.



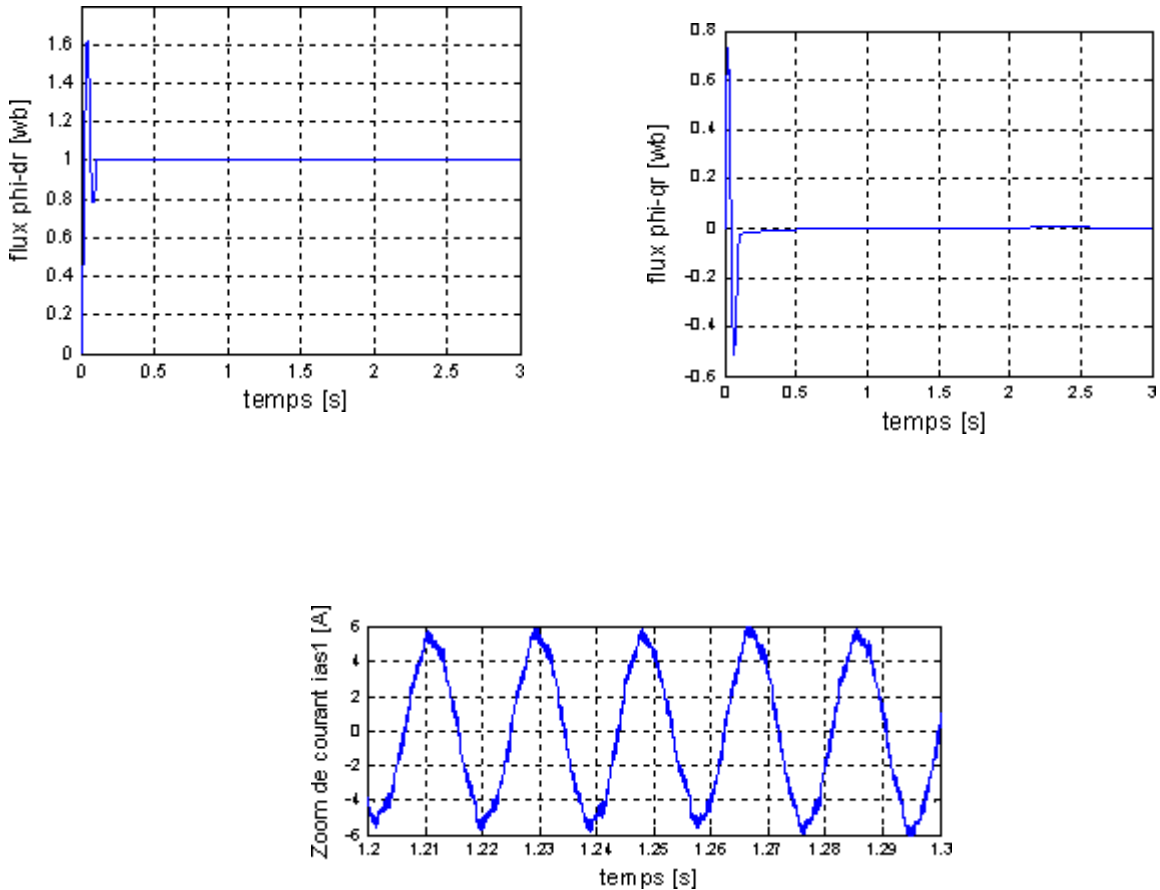


Fig. I I.7 Performances de la MASDE sous la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement lors d'un démarrage a vide suivi d'une application de couple de charge.

On conclut, d'après les résultats obtenus, qu'on arrive à réguler la vitesse de la MASDE à sa référence de ( 314 rad/s), après un temps de réponse de ( 0.42s) sans dépassement. Malgré l'application d'un couple de charge de (15 N. m) pendant l'intervalle de temps [1, 1.5]s et d'un couple de charge négatif de (-15 N. m) pendant l'intervalle de temps [2, 2.5]s, la vitesse reste constante à sa valeur de référence. Cela justifie la robustesse et la performance de cette commande.

Le couple électromagnétique suit sa référence et se stabilise à zéro après un régime transitoire de (0.42s) ou il atteint un pic de (83.8N. m) à l'instant (0.04s), puis il suit les valeurs des deux charges appliquées (15 N. m) pendant l'intervalle de temps [1, 1.5] et (-15 N. m) pendant l'intervalle de temps [2, 2.5]).

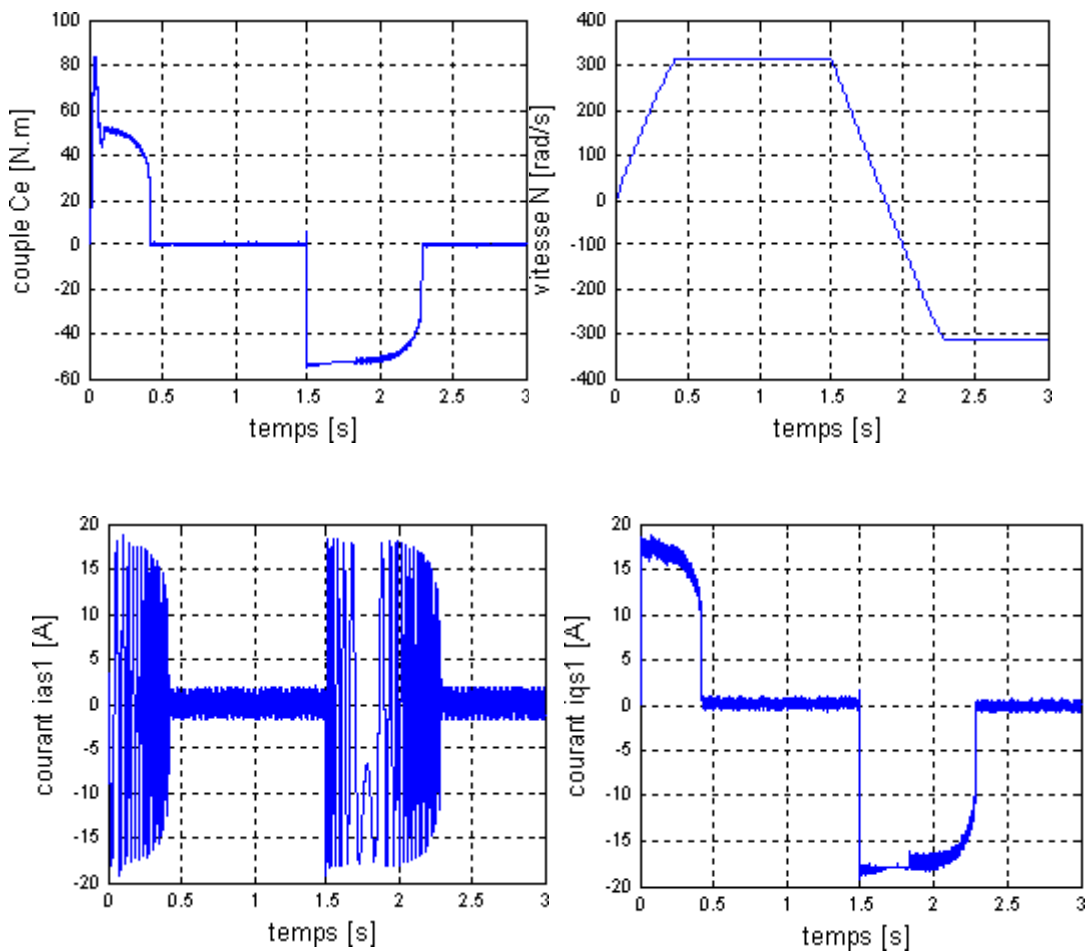
L'allure du courant statorique en quadrature ( $i_{qs1}$ ) progresse approximativement de la même façon que le couple électromagnétique. Le courant statorique ( $i_{as1}$ ) observe un courant d'appel

environ 3 fois le courant nominal. Puis il évolue d'une façon sinusoïdale durant le régime permanent. Les flux rotorique sur les axes « d » et « q » suivent leurs références après un temps de (0.1s) au démarrage et l'application d'un couple de charge ne les affecte pas vraiment.

## II.7.2 Inversion du sens de rotation

Maintenant, nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de +314 à -314 rad/s, à partir de l'instant  $t = 1.5s$

Les résultats de simulation sont représentés par la (Fig III.9) suivante :



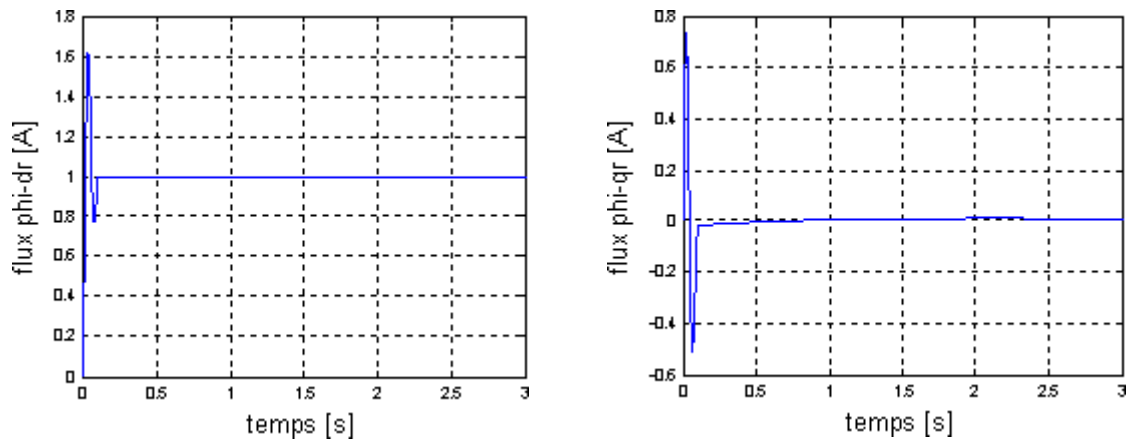


Fig. II.8 Performances de la MASDE sous la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement lors d'un démarrage a vide suivi d'inversion de sens de rotation.

Nous remarquons d'après les réponses montrées par la (FIG. III.9) que la vitesse de référence est atteinte sans dépassement au bout de (0.42s), au-delà de  $t = 1.5s$ , la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négatif au bout d'un temps de  $t = 0.79s$  sans aucun dépassement. Le changement du sens de rotation conduit a un couple électromagnétique négatif d'environ  $-54 \text{ N. m}$ . Puis il se stabilise vers zéro, un appel du courant statorique  $i_{as1}(A)$  égal à celui de démarrage est enregistré au moment d'inversion de la vitesse, et qui se stabilise au bout de (0.72s) pour redonner lieu a la forme du régime permanent. Le courant statorique en quadrature évolue d'une façon analogue au couple électromagnétique, et il prend une valeur négative d'environ (-19A) au moment de changement du sens de rotation. Les deux flux rotorique sont stable autour de leurs valeur de références imposé durant le régime permanent et l'inversion de vitesse ne les affecte pas vraiment.

Les résultats de simulation sont représentés par la (Fig. II.9) ci-dessous.

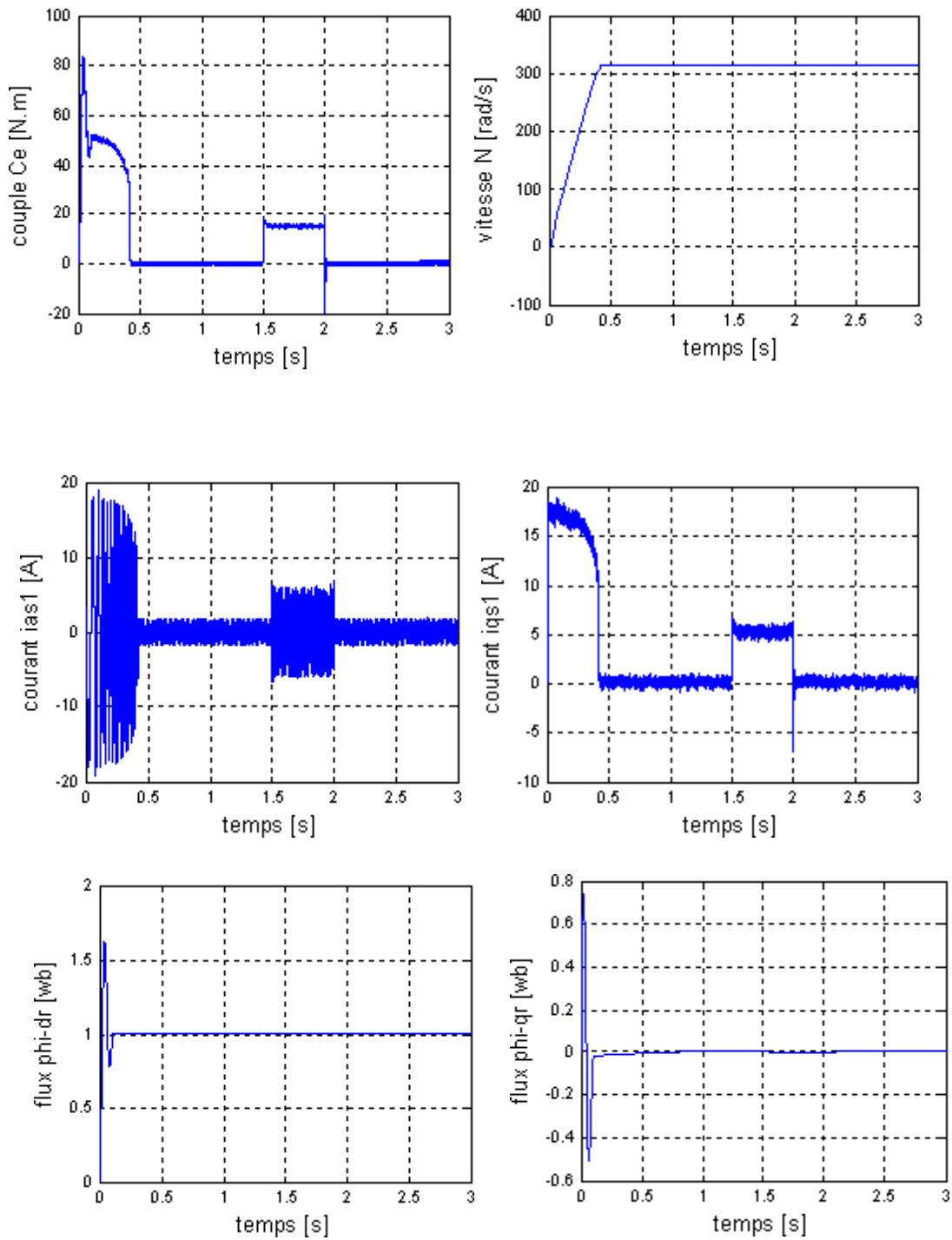


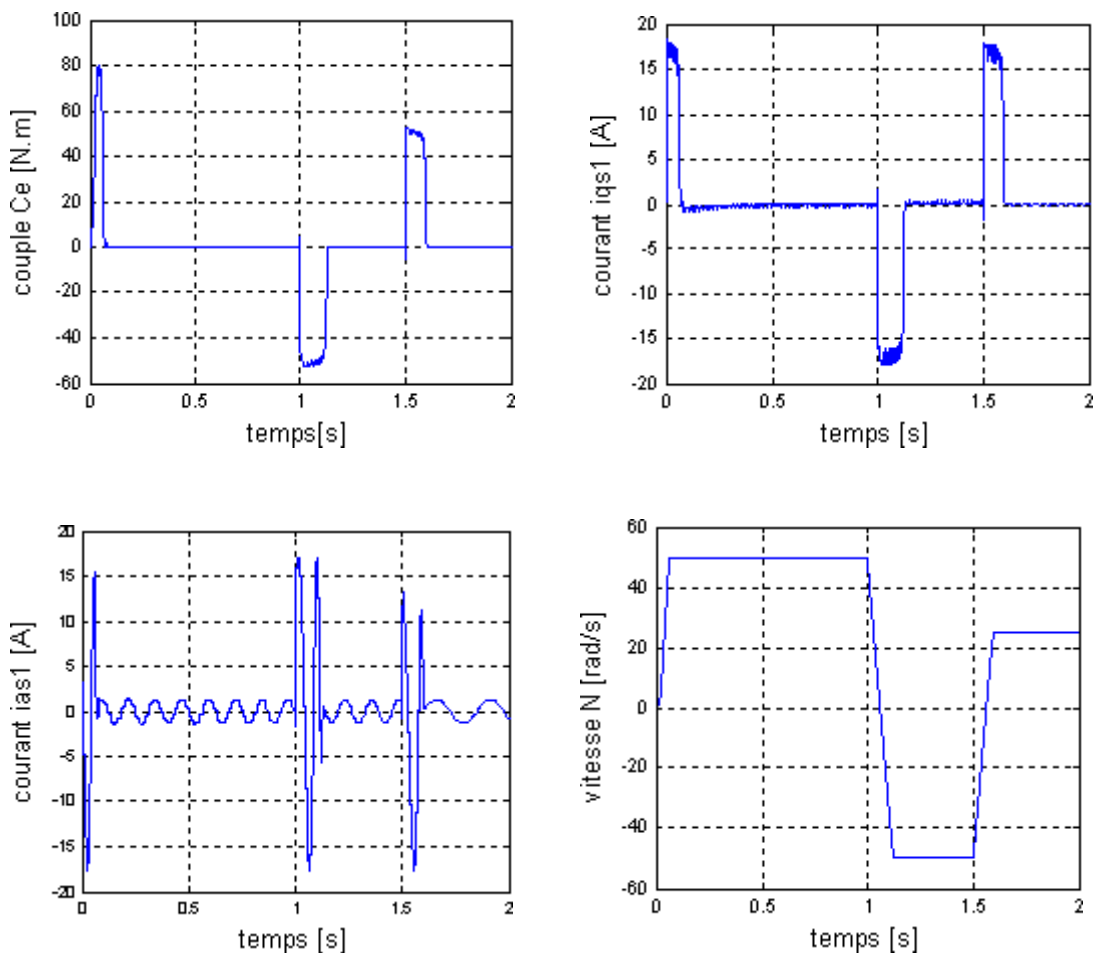
Fig. II.9 Performances de la MASDE sous la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement lors d'augmentation de la résistance rotorique  $R_r$  de 50% et application de couple de charge en même temps

On note d'après ces résultats que l'augmentation de la résistance rotorique a l'instant  $t=1$  et l'application de couple de charge ( $C_r = 15 \text{ N. m}$ ) durant l'intervalle de temps  $t = [1,1.75]$  n'affecte pas vraiment le comportement de la régulation, telle que les caractéristiques de la MASDE ne changent pas avec l'augmentation de la résistance rotorique, vu le contrôle de la vitesse, la régulation est robuste vis à vis de la variation de la résistance rotorique.

### II.7.3 Reponse a basses vitesses

Des simulations ont été effectuées en basses vitesses en appliquant un changement de la consigne de vitesse de  $+50 \text{ rad/sec}$  à  $-50 \text{ rad/sec}$ , à partir de l'instant  $t=1$ sec et ensuite une deuxième inversion à une vitesse de  $25 \text{ rad/sec}$  à l'instant  $t=1.5$ sec.

La (FIG. III.11) montre les réponses de notre système à basses vitesses.



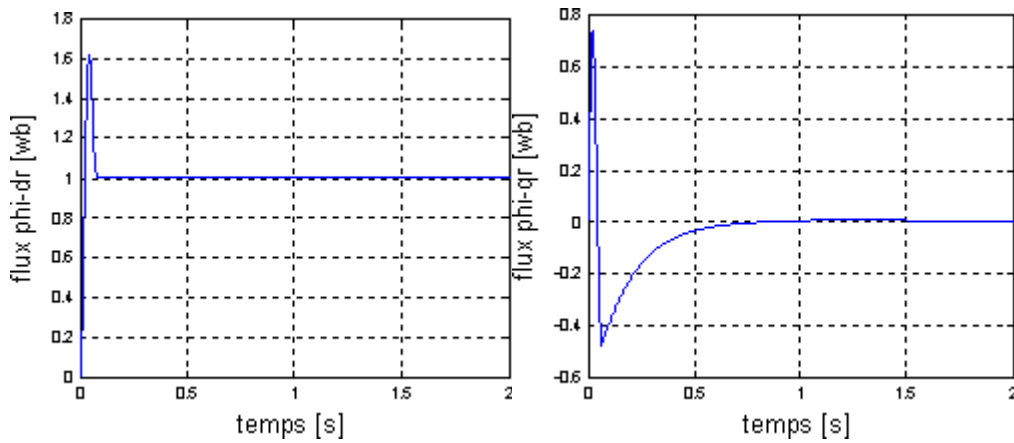


Fig. II.10 Performances de la MASDE sous la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement à basses vitesses.

Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit parfaitement les consignes imposées ainsi que les flux rotoriques sur les axes « d » et « q », les résultats sont très satisfaisants. Donc, notre commande est robuste à basses vitesses.

## II.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi le réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement sur la MASDE. Pour ce faire, nous avons d'abord présenté un rappel théorique sur la commande par mode de glissement, ainsi que la commande indirecte à flux rotorique orienté. Ensuite, nous avons abordé la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes et son application sur la MASDE.

La commande par mode de glissement possède de bonnes performances : la rapidité (temps de réponse et le temps d'inversion), pas de dépassement et sa robustesse vis-à-vis de variations paramétriques.

Jusqu'ici nous avons étudié, modélisé et commandé la machine asynchrone double étoile en mode normal. Le chapitre suivant est consacré à l'étude de la MASDE en mode dégradé.

***Chapitre 3***  
***Commande sans capteur de vitesse***  
***de la MASDS***

## III.1 Introduction

Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient un des critères les plus importants dans de nombreuses applications. Cette demande mobilise particulièrement les chercheurs. On s'évertue surtout à se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou de position. Il est le maillon faible de la chaîne. En effet, outre l'encombrement et la difficulté d'adaptation et de montage sur tous les types d'entraînement, il est fragile et onéreux.

On essaye donc de faire remplir sa fonction par des capteurs de grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul afin de reconstituer la vitesse de la machine. Avec des moyens de calcul numérique de plus en plus puissants, des méthodes dont l'implantation était impossible il y a quelques années, deviennent réalisables sur des DSP de faible coût.

Ce chapitre sera dédié à présenter une commande et observation par modes glissants d'une MASDE sans capteur mécanique

## III.2 Différentes techniques de commande sans capteur mécanique

### III.2.1 Techniques d'estimation indirecte de vitesse

Les techniques, appartenant à la catégorie de l'estimation indirecte de vitesse, exploitent l'équation de la tension du stator pour estimer l'amplitude, la position angulaire et/ou la fréquence du flux du rotor et l'équation de la tension du rotor pour estimer la vitesse. Ces techniques présentent un intérêt certain lorsque la machine fonctionne à des vitesses relativement élevées [22].

Un des problèmes de la commande sans capteur est de considérer la vitesse comme paramètre constant et inconnu, et donc d'employer la technique de la commande adaptative pour estimer ce paramètre [23].

Dans la littérature, généralement les modèles de la tension et du courant de la machine asynchrone ont été employés ensemble pour l'estimation du flux à partir duquel la vitesse a été estimée.

#### III.2.1.1 Relation d'autopilotage

La relation de fréquence fondamentale de la machine  $(\omega = \omega_s + \omega_r)$  est utilisée pour estimer la vitesse du rotor. En effet, les fréquences du moteur sont estimées à partir des valeurs observées du flux et à partir des courants statoriques mesurés.

L'estimateur de vitesse utilisant la relation d'autopilotage, est le plus simple parmi les différents modèles d'estimateurs. Cependant, due à sa structure en boucle ouverte, sa précision et ces performances dynamiques sont limitées à très basses vitesses. D'ailleurs, le calcul de la fréquence de glissement et de la vitesse dépend des paramètres du moteur, qui dépendent de la température, de la saturation et de la fréquence [23] [24].

### III.2.1.2 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS

L'approche par le système adaptatif avec modèle de référence MRAS a été proposée par SCHAUDER, par la suite, elle a été exploitée par plusieurs travaux [23]. Comme son nom l'indique, elle est basée sur l'identification adaptative avec modèle de référence pour estimer la vitesse. Sous sa forme simple, la structure MRAS comme présentée par la figure III.1 se compose de deux estimateurs qui calculent les mêmes variables du moteur, le premier est un modèle de référence que constitue la machine et le deuxième est un estimateur constituant le système adaptatif possédant comme entrée la vitesse estimée. La différence entre les sorties des deux estimateurs de flux est utilisée pour corriger l'estimation de vitesse [25] [26] [23] [27].

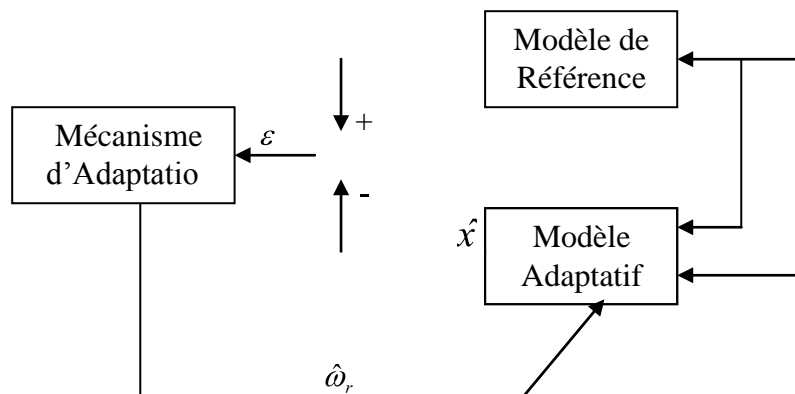


Figure III.1 : Structure MRAS.

Plusieurs structures MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable  $x$ , tels que le flux rotorique, sur la force contre électromotrice ou sur la puissance réactive [23].

Comparée à d'autres approches, la technique MRAS, permet d'améliorer les performances de l'estimation de vitesse qui peuvent s'étendre à très basse vitesse.

### III.2.1.3 Les observateurs

Différentes structures d'observateurs d'état, ont été proposées dans la littérature. Elles sont très attractives et donnent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse. Les algorithmes d'observation font l'utilisation du modèle analytique de la machine permettant

l'estimation de la vitesse et du flux de rotor à partir des courants et des tensions d'ustator.

Parmi les méthodes d'observation, on peut citer les observateurs déterministes (LUENBERGER, observateur adaptatif d'ordre réduit ou d'ordre complet), le filtre de KALMAN et l'observateur à structure variable par mode glissant. Ces observateurs sont utilisés pour l'observation du flux et l'estimation de vitesse en boucle fermée. Bien que de telles approches mènent à des performances différentes en regard du degré de complexité algorithmique et des efforts de calculs, elles offrent généralement de bonnes performances dans une gamme à vitesse assez large mais ne peuvent estimer les très basses vitesses d'une manière stable [28] [23] [29].

### **a. Observateurs d'état**

Dans la pratique, l'observateur d'état prend deux formes différentes, observateur d'ordre réduit où seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruits, et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites. Les performances de cette structure dépendent bien évidemment du choix de la matrice gain. Il existe aussi une autre gamme d'observateurs adaptatifs dont le calcul de la matrice gain de correction s'effectue par la méthode de Lyapunov [30].

### **b. Filtre de KALMAN**

Le filtre de KALMAN est un observateur à structure stochastique qui repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. Plusieurs travaux ont déjà enrichi ce sujet en donnant des solutions d'observateurs d'ordre complets. Ces solutions sont aussi sensibles aux variations de résistances rotoriques et notamment lors des fonctionnements en basse vitesse [27].

Malheureusement, cet observateur a quelques inconvénients inhérents, tels que l'influence des caractéristiques du bruit [31] [32]. Pour une bonne exploitation de l'algorithme du filtre de KALMAN, il est donc nécessaire de rechercher des modèles réduits de la machine dans le but d'estimer le flux rotorique, la résistance rotorique et la vitesse de rotation, ce qui semble être une solution délicate dans une commande en boucle fermée.

### **c. Observateur par mode glissant**

Les observateurs par mode glissant sont basés sur la théorie des systèmes à structures variables. Cette approche est bien adaptée aux systèmes dynamiques non linéaires incertains. Ils ont également les mêmes dispositions robustes que les contrôleurs par mode glissant. Pour

les deux dernières décennies, beaucoup de chercheurs ont proposé différents algorithmes basés sur les modes glissants [23] [30], ils sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable de glissement, dont l'annulation définit la surface de glissement.

### **III.2.1.4 Intelligence artificielle**

Récemment, les chercheurs ont proposés des commandes sans capteur de vitesse basées sur l'intelligence artificielle (réseau de neurones et logique floue) qui n'exigent pas la connaissance d'un modèle mathématique [25] [33][31]. Les contrôleurs à logique floue sont des candidats idéaux pour la commande de tels systèmes, malheureusement il n'existe pas de méthodes précises pour la détermination de la stratégie de réglage. Cette dernière doit être construite à l'aide des tests sur le système à régler. D'un autre côté, ces approches présentent une bonne robustesse aux variations paramétriques et aux bruits de mesure, leurs conditions informatiques, le temps d'élaboration et le besoin de la connaissance expert du système limitent les applications actuelles à une gamme limitée et parfois bienspécifique.

### **III.2.2 Techniques d'estimation directe de vitesse**

L'estimation directe de la vitesse est considérée récemment, comme une approche la plus appropriée, particulièrement à vitesse réduite. Elle est rendue possible par la présence dans les harmoniques des courants et des tensions des composants comportant un multiple angulaire de la vitesse du rotor [31] [33] [23].

#### **III.2.2.1 Méthode d'harmoniques'encoches**

Cette méthode est basée sur la détection des harmoniques des encoches du rotor dans les tensions statoriques. En effet, la présence des encoches du rotor et du stator dans le circuit magnétique des moteurs asynchrones produit des harmoniques d'espace des encoches sur la tension du stator quand le rotor tourne. La vitesse peut être déterminée, en mesurant l'amplitude ou la fréquence angulaire des harmoniques d'espace des encoches sur la tension du stator quand le rotor tourne. La vitesse peut être déterminée, en mesurant l'amplitude ou la fréquence angulaire des harmoniques d'encoches. En fait ; de tels harmoniques, généralement, comportent une amplitude réduite et disparaissent à la vitesse très basse [34].

Dans la pratique, l'application de telles méthodes à vitesse réduite est une tâche tout à fait complexe, alors qu'à grande vitesse, ils donnent des résultats semblables à techniques

indirectes [31] [33] [23].

### **III.2.2.2 Méthode d'injection de signaux**

Une deuxième technique directe pour l'estimation de la vitesse utilise l'injection d'un signal sinusoïdal à haute fréquence dans les composantes des tensions ou des courants, ceci afin d'enrichir le contenu harmonique de la tension qui permettra d'estimer correctement la vitesse dans le point de fonctionnement difficile (pulsation statorique très faible). Cette technique est considérée récemment comme une approche la plus appropriée, particulièrement dans la gamme des vitesses réduites [31] [33] [23].

Les approches basées sur l'injection des signaux à hautes fréquences donnent de bonne précision d'estimation de vitesse à n'importe quelle fréquence. D'un autre côté, ces approches ont besoin d'une précision élevée dans la mesure physique et augmentent la complexité de calcul et de matériels concernant la structure du contrôleur.

## **III.3 Concepts d'estimateurs et d'observateurs**

Dans les domaines des entraînements à vitesses variables, les performances des lois de commande utilisées, dépendent du degré de précision dans la connaissance du module de flux et de la position. Ces grandeurs sont difficilement accessibles par des mesures. En effet, les capteurs de flux sont relativement délicats (bruits de mesure) et réduisent la robustesse de l'ensemble. Ainsi, la reconstruction du flux ou de sa position par des estimateurs ou des observateurs devient un objectif principal [35] [30] [23].

### **III.3.1 Estimateurs**

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation du modèle du système à commander [23] [30] [36]. La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres du système. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours de fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté sur la figure (3.2)

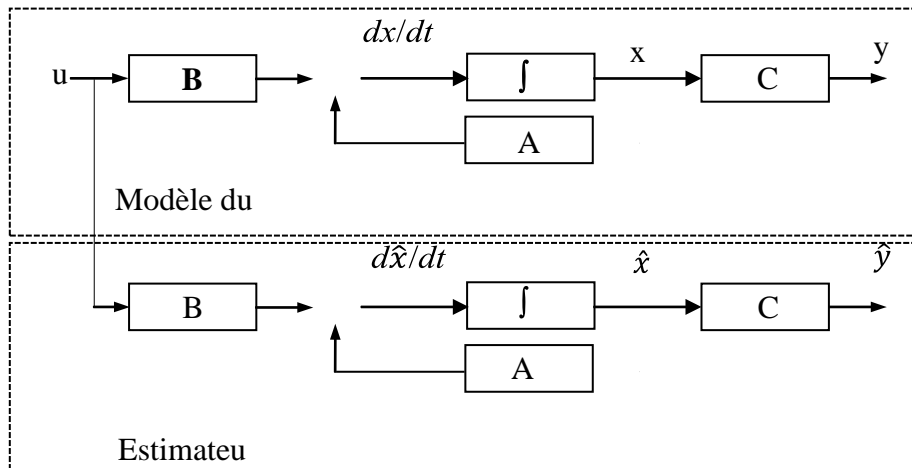


Figure III.2 : Schéma - bloc d'un estimateur.

Le système se met sous la forme d'état suivante :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A(\Omega) + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (3.1)$$

Où  $B$  est la matrice d'entrée du système,  $C$  est la matrice de sortie et  $A(\Omega)$  est la matrice de transition non stationnaire dans le cas de notre système, puisqu'elle dépend de la vitesse de rotation. Toutefois, elle peut être considérée comme quasi stationnaire vue la dynamique de la vitesse par rapport à celle des grandeurs électriques. En intégrant l'équation (4.1), on peut reconstruire les états à estimer.

$$\hat{x} = \int (\hat{A}(\Omega)\hat{x} + \hat{B}u) dt \quad (3.2)$$

Pour évaluer la précision de l'estimation, on considère l'écart entre les états réels et estimés :

$$\varepsilon = x - \hat{x} \quad (3.3)$$

Alors, la dynamique de l'erreur est déduite des relations (3.1) et (3.2) :

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = A(\Omega)\varepsilon + \Delta\hat{A}x + \Delta Bu \quad (3.4)$$

Avec :

$$\Delta A = A(\Omega) - \hat{A}(\Omega) \quad \text{et} \quad \Delta B = B - \hat{B}$$

Les inconvénients de l'estimateur peuvent être atténués en utilisant un terme correcteur. Ainsi l'écart entre la mesure et son estimée est introduit dans l'équation de l'estimateur à travers une matrice de gain de correction  $G$ . C'est ce qu'on entend par observateur.

### III.3.2 Observateurs

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système [23] [30]. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice de gain  $G$  pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur (Figure 3.3) [37].

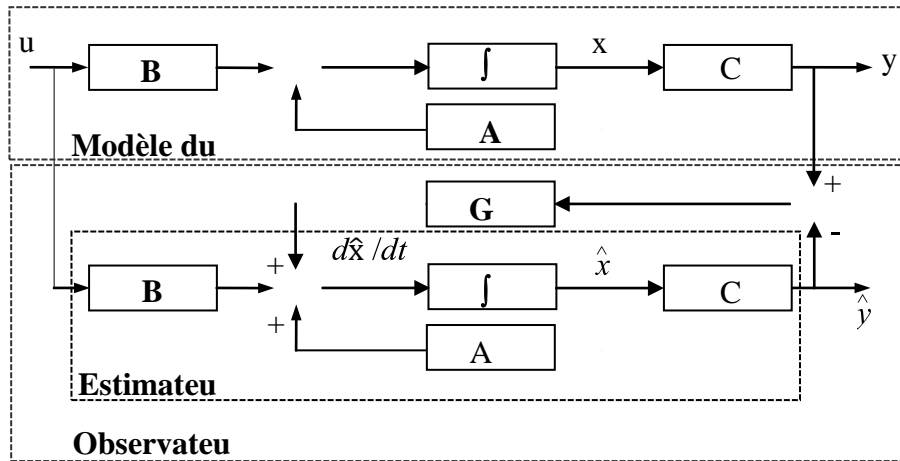


Figure III.3 : Schéma – bloc d'un observateur.

Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimation dans (3.2) en tenant compte de l'écart entre la sortie réelle et la sortie reconstruite. Cela conduit à l'observateur suivant [23] [30]:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \hat{A}(\Omega)\hat{x} + \hat{B}u + G(Cx - C\hat{x}) \quad (3.5)$$

Où  $G$  est la matrice de gain de l'observateur.

On définit comme erreur de mesure ; l'écart entre les grandeurs mesurées et leurs estimées. De la même façon que pour l'estimateur, l'équation décrivant le comportement de l'erreur d'estimation est obtenue à l'aide des équations (3.1) et (3.5). Alors, l'équation de l'erreur d'estimation devient:

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = [(A(\Omega) - GC)]\varepsilon + [(\Delta A - G\Delta C)] \hat{x} + \Delta\hat{B}u \quad (3.6)$$

Le principal avantage de l'observateur devant l'estimateur peut être facilement montré

par l'équation (3.6). En effet, la dynamique de convergence de l'erreur est contrôlée par le terme  $[A(\Omega)\text{-GC}]$  comportant la matrice de gain de correction  $G$ . On peut alors imposer la dynamique désirée par le choix de la matrice de gain de correction (dynamique indépendante) et compenser partiellement les erreurs de modélisation. Cependant, trouver le compromis entre vitesse de convergence et compensation d'une erreur de modélisation n'est pas toujours aisé. On fait alors appel aux techniques d'adaptation ou

### III.4 Commande sans capteur de vitesse de la MASDE

On a vu précédemment, que nombreuses sont les méthodes qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone, en utilisant des estimateurs et des observateurs. Dans cette section, nous avons utilisé l'observateur à modes glissant pour estimer la vitesse de rotation de la MASDE. Dans la commande sans capteur, la vitesse mesurée sera remplacée par sa valeur estimée.

#### III.4.1.1 Structure générale d'un observateur par mode glissant

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\dot{S} = f(x, u, t) \quad (4.7)$$

Considérons aussi le vecteur  $y$  des variables mesurables qui sont reliées linéairement avec les variables d'état :

$$y = Cx \quad (4.8)$$

Si le système est observable, l'objectif de l'observateur est de donner la meilleure estimation des variables d'état à partir des mesures sur la sortie  $y$  et sur l'entrée  $u$ .

Nous définissons l'observateur par la structure suivante [38] :

$$\dot{\hat{S}} = \hat{f}(\hat{x}, y, u, t) + u_s \quad (4.9)$$

Avec :

$\hat{x}$  est de même dimension que  $x(n)$  ;

$\hat{f}$  est le modèle d'estimation ;

$u_s$  est un vecteur défini par .

$$u_s = [G_1 \text{smooth}(S_1) \quad G_2 \text{smooth}(S_2) \quad \dots \quad G_n \text{smooth}(S_r)]^t \quad (4.10)$$

La fonction smooth est utilisée dans ce travail pour éliminer le phénomène de chattering.

$$[S_1 \quad S_2 \quad \dots \quad S_r]^t = S = [y - \hat{y}] \quad (4.11)$$

Le vecteur surface  $S = 0$  est attractif, si :



$$\frac{d\hat{\varphi}_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_r$$

$$smooth \tilde{i}_{qs} = \frac{\tilde{i}_{qs}}{|\tilde{i}_{qs}|+e}$$

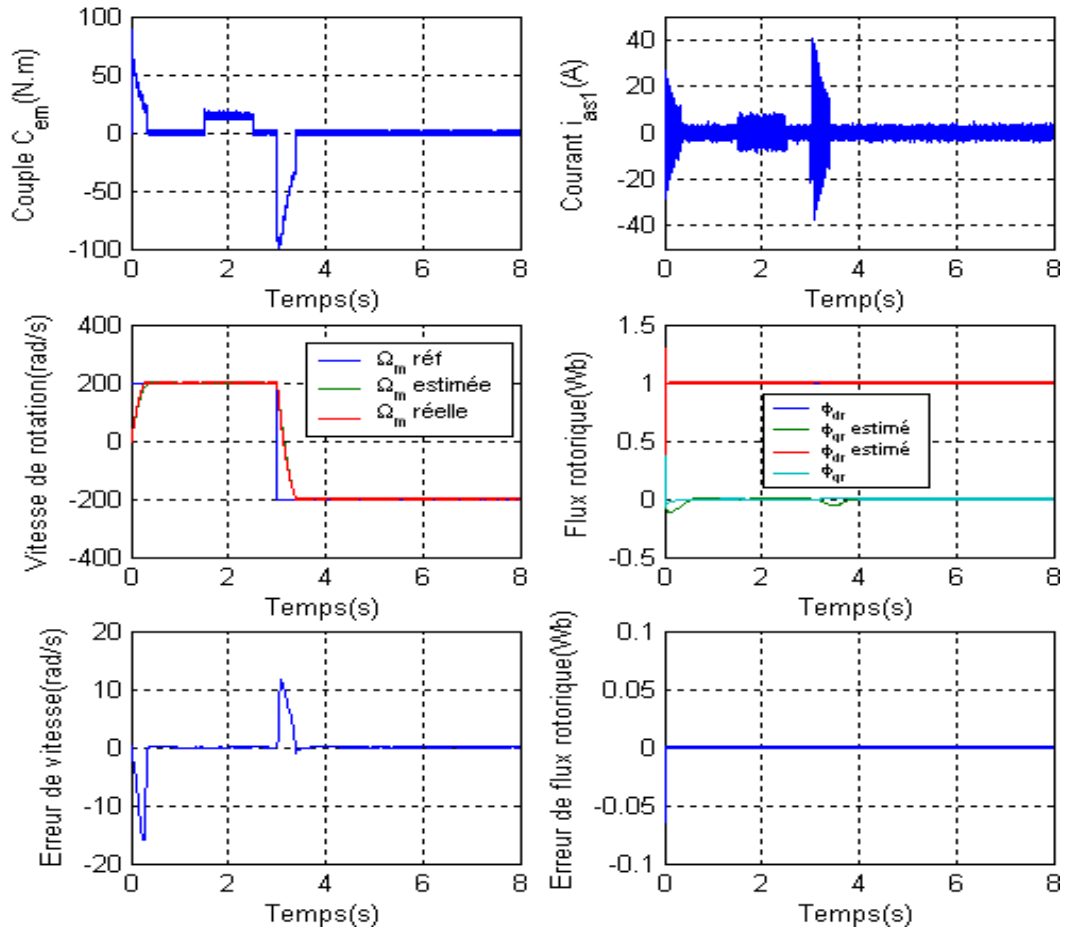
Avec :  $\tilde{i}_{qs} = (i_{qs1} + i_{qs2}) - (\hat{i}_{qs1} + \hat{i}_{qs2})$  ,  $G_1$ ,  $G_2$  et  $G_3$  sont les gains de l'observateur par mode glissant

### III.5 Résultats de simulation

Afin de tester les performances statiques et dynamiques de l'observateur par mode glissant donnée ci-dessus, la machine asynchrone double étoile est alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux.

Les simulations sont faites pour deux échelons de vitesse; une réponse à un échelon de vitesse de 200 rad/s (figure 3.7) et une réponse à une basse vitesse de 15rad/s (figure 4.8). Pour chaque échelon de vitesse on applique une perturbation de charge ( $C_r = 14$  N.m) ente 1.5s et 2.5s avec une inversion de sens de rotation à  $t = 3s$ . Les valeurs des gains de l'observateur utilisés dans toutes les simulations, sont choisies après plusieurs tests d'ajustements ( $G_1 = 1$ ,  $G_2 = 2$ ,  $G_3 = 10$  et  $e = 0.1$ ).

Les figures 4.7 à 4.8 illustrent le couple électromagnétique, le courant d'une phase statorique, la vitesse réelle et estimée, le flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une commande par mode glissant sans capteur de vitesse dotée d'un observateur par mode glissant appliquée a une MASDE pour les déférentes consignes de vitesse. L'observateur utilisé présente une bonne poursuite de vitesse et de flux avec une erreur dynamique n'est pas importante et une erreur statique pratiquement nulle.



**Figure III.5:** Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur de vitesse dotée d'un Observateur par mode de glissement pour une consigne de  $\pm 200$  rad/s (commande par mode glissant).

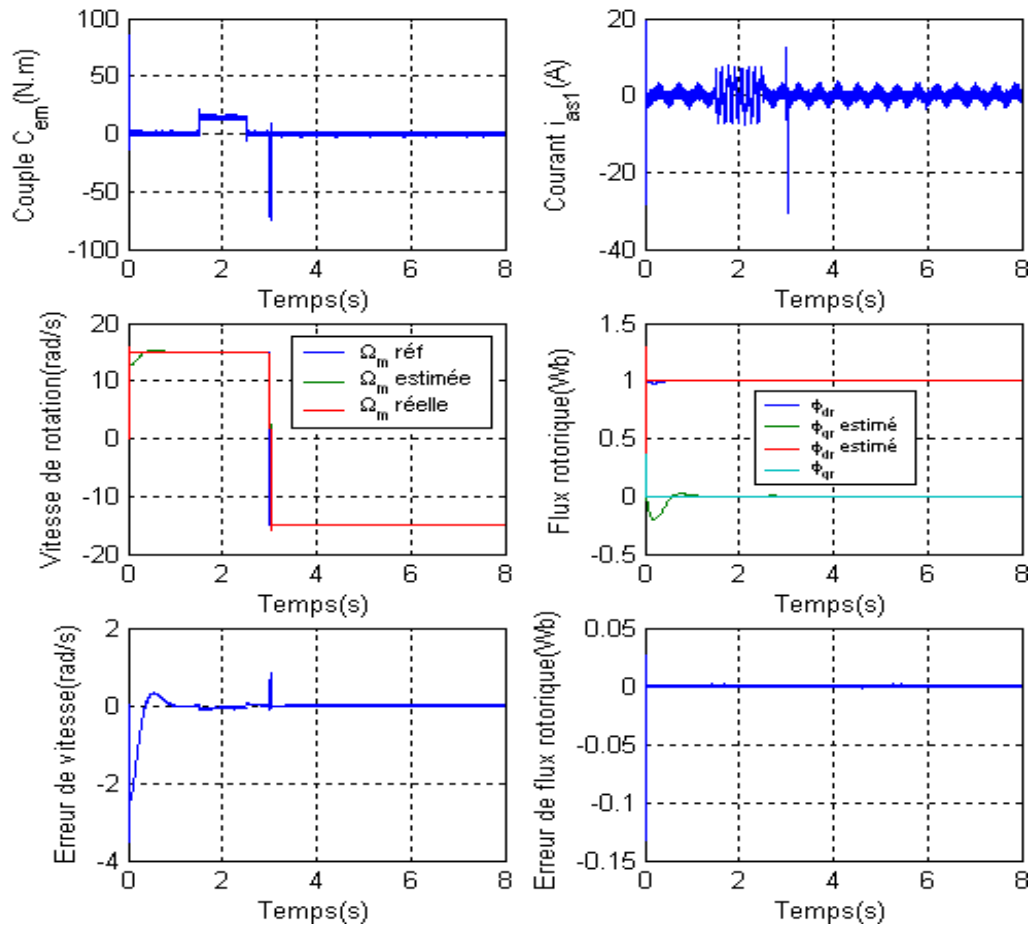


Figure III.6: Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur de vitesse dotée d'un Observateur par mode de glissement pour une consigne de  $\pm 15$  rad/s (commande par mode glissant).

### III.4.1 Test de robustesse

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. Ces incertitudes peuvent être dues soit à l'imprécision des paramètres physiques de la machine (problème d'identification), soit à la simplification de la dynamique du modèle (problème de modélisation) [41].

Nous proposons dans cette section l'étude de la robustesse de la commande par mode glissant sans capteur de vitesse munie d'un observateur par mode glissant. Nous procédons, au test de robustesse vis-à-vis des différents paramètres séparément à savoir la résistance rotorique ( $R_r$ ), les résistances statoriques ( $R_{s1}$  et  $R_{s2}$ ) et le moment d'inertie ( $J$ ).

Dans cette simulation, la machine tourne avec les différentes vitesses sous une charge nominale en tenant compte de l'augmentation des paramètres cités ci-dessus.

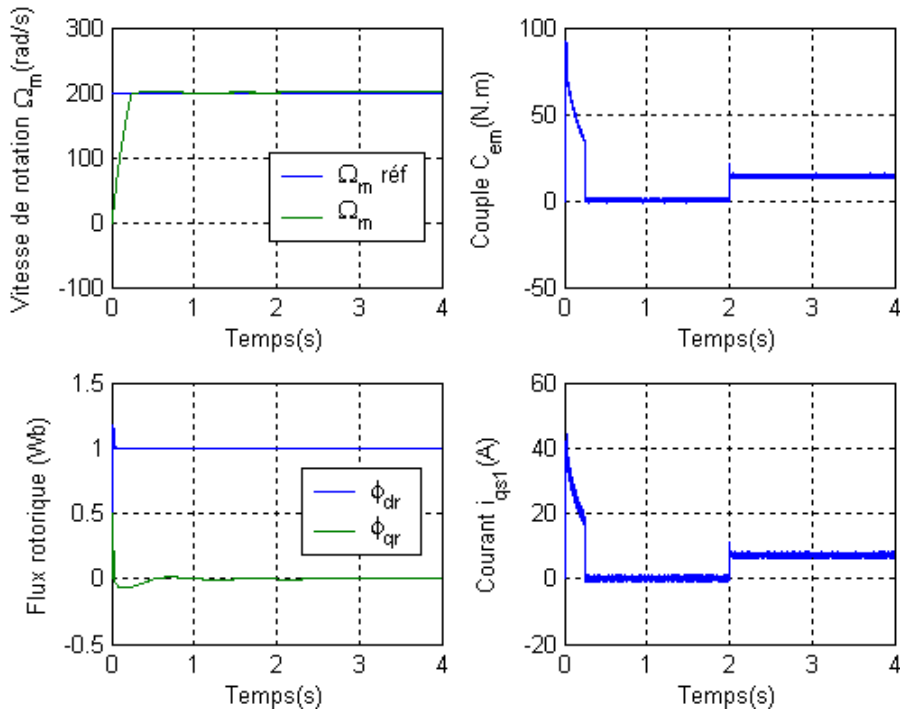


Figure III.7: Test de robustesse d'une commande sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un observateur par mode glissant sous une charge nominale (appliquée à  $t = 2$  s) avec une variation de +50% de la résistance statorique à  $t = 1.6$  s pour une consigne de 200 rad/s

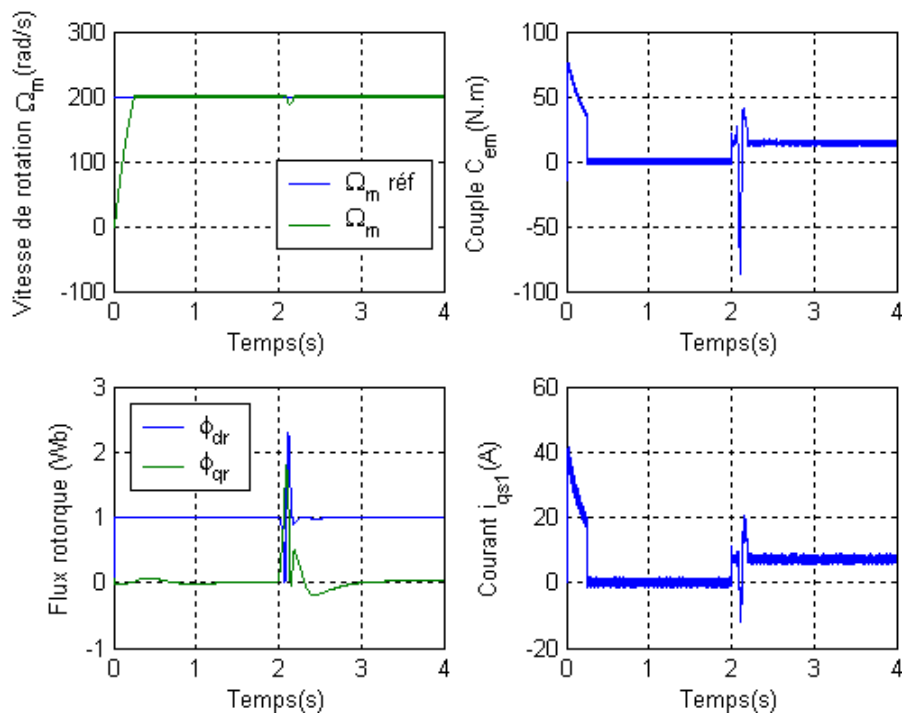


Figure III.8: Test de robustesse d'une commande sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un observateur par mode glissant sous une charge nominale (appliquée à  $t = 2$  s) avec une variation de +50% de la résistance rotorique à  $t = 1.6$  s pour une consigne de 200 rad/s.

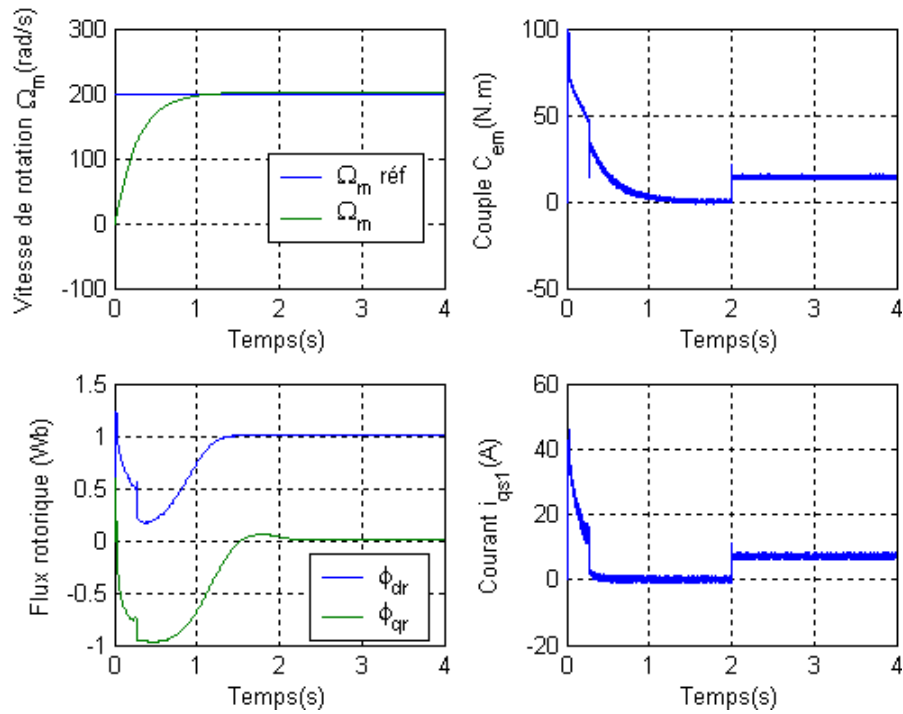


Figure III.9 : Test de robustesse d'une commande sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un observateur par mode glissant sous une charge nominale(appliqué à  $t = 2s$ ) avec une variation de +100% du moment d'inertie pour une consigne de 200 rad/s.

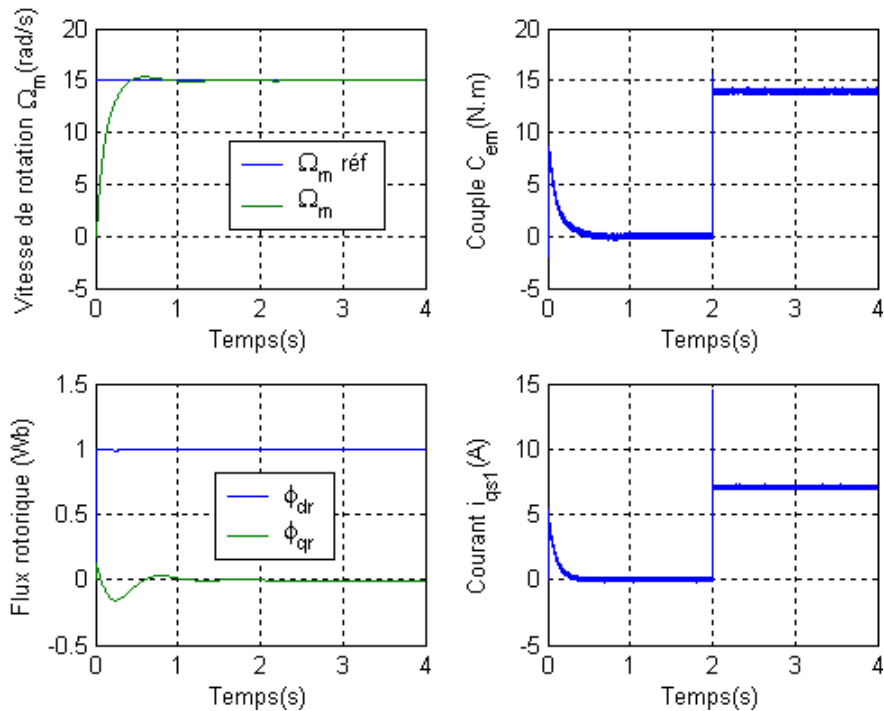


Figure III.10 : Test de robustesse d'une commande sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un observateur par mode glissant sous une charge nominale(appliqué à  $t = 2s$ ) avec une variation de +50% de la résistance statorique à  $t = 1.6s$  pour une consigne de 15 rad/s.

Les figures (III.7), présentent respectivement les courbes de vitesse, couple électromagnétique, courant en quadrature et du flux rotorique d'une MASDE sans capteur de vitesse dotée d'un observateur par mode glissant pour une variation de +50% de la résistance rotorique  $R_r$ , +50% des résistances statoriques ( $R_{s1}$  et  $R_{s2}$ ). Pour une référence de (200 rad/s) et pour une basse vitesse (15rd/s).

### **III.5 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons exposé l'ensemble des techniques présentées dans la littérature pour l'estimation de la vitesse d'une machine asynchrone. Par la suite nous avons appliqué la technique d'observation par mode glissant pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone double étoile.

Les résultats de simulation obtenus dans ce chapitre nous ont permis de conclure que la commande sans capteur de vitesse du MASDE commandée par mode glissant, et dotée d'un observateur à modes glissants est assez rapide et robuste vis-à-vis de la variation paramétrique et face aux perturbations de la charge et le changement de la consigne de vitesse de rotation. On constate aussi que cette commande est caractérisée par sa simplicité de conception et sa robustesse, elle nous a permis surtout de se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou de position, qui est coûteux et fragile.

# **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 deux onduleurs de tension à trois niveaux de commande MLI. 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.

Nous nous sommes intéressés Dans le deuxième chapitre à commander la machine asynchrone double étoile par l'une des techniques de commande robustes, qui est la commande par mode de glissement, Les résultats obtenus ont montrés que cette technique de réglage apporte des améliorations par rapport aux commandes classiques à action proportionnelle-intégrale. Car, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique, un rejet quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite.

Toutefois les exigences vis-à-vis de la robustesse des commandes sont satisfaisantes en particulier en se débarrassant du capteur de vitesse qui représente le point faible de la chaîne de retour. Dans ce contexte, nous avons présenté dans le chapitre quatre les différentes techniques d'estimations de la vitesse qu'ils existent dans la littérature et en particulier nous avons étudié l'observateur à modes glissants, les résultats de simulation de cette technique présente une bonne robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

## Références bibliographiques

- [1] D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug, « Study and simulation of space vector PWM control of Double-Star Induction Motors », 2000 IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, pp 42-47.
- [2] A.Kalantari, M. Mirsalim, H.Rastegar, « Adjustable speed drive based on fuzzy logic for a dual three-phase induction machine », Electrimacs, 2002, pp 18-21.
- [3] ] 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.
- [4] Beriber Dalila, « Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC », Thèse de magistère, ENP, 2004.
- [5] ] 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.
- [6] Salim Zitouni & Toufik boudraa, « Modélisation et commande floue d'une machine asynchrone alimentée en tension », Mémoire d'ingénieur, M'sila 2005.
- [7] H. Amimeur, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement », Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Mai 2008.
- [8] R. Ouiguini, R. Bouzid, Y. Sellami, « Une commande robuste par mode glissant flou Appliquée à la poursuite de trajectoire d'un robot mobile non holonome ». CISTEMA'2003, algérie 2003.
- [9] P. E. VIDAL, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double Alimentation ». Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, ENSEEIHT TOULOUSE, décembre 2004.
- [10] A. Boubakir, R. Bouzid, Y. Sellami, C. Boubakir, N. Ikhlef, « loi de commande par mode de glissement avec une surface de glissement non linéaire appliqué au système hydraulique a reservoirs couplés », 4th international conference on computer integrated Manufacturing CIP'2007, Algerie, November 2007.
- [11] R. Ouiguini, R. Bouzid, Y. Sellami, « Une commande robuste par mode glissant flou Appliquée à la poursuite de trajectoire d'un robot mobile non holonome ». CISTEMA'2003, algérie 2003.
- [12] Y. Harbouche, L. Khenttache, R. Abdessamed, « Sliding mode control of the Double Fed Asynchronous machine Applied by Current Sources », Asian Journal of information Technology 6(3): 362-368 Medwell Journals, 2007.
- [13] A. Hijazi, « Etude de la commande d'un dispositif de stockage d'énergie par supercondensateurs ». JCGE'08 LYON, 16 et 17 décembre 2008.
- [14] K. J. Kim, J. B. Park, Y. H. Choi, « Chattering Free Sliding Mode Control », SICE- ICASE

International Joint Conference 2006 Oct. 18-21, 2006 in Bexco, Busan, Korea.

[15] M. Abid, Y. Ramdani, A. Meroufel, « Speed sliding mode control of sensorless induction machine », *Journal of ELECTRICAL ENGINEERING*, Vol.57, NO.1, 2006, 47-51.

[16] N. Madani, C. Millet, M. F. Benkhoris R. Le Doeuff, « PWM Inverters and Double Star Asynchronous Machine drive– Sliding mode solution », *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 6-10 Nov. 2006 Page(s):850 – 855.

[17] E. Nechadi, M. N. Harmas, A. Ferhat-Hamida, K. Zehar, « Stabilisation d'un Système Electro-énergétique par Contrôleur Flou en Mode Glissant », *3rd International Conference: Science of Electronics, Technologies of Information and Telecommunication*, March 27-31, 2005-TUNISIA.

[18] H. Amimeur, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement », *Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie*, Mai 2008.

[19] R. Peña-Eguiluz, « Commande algorithmique d'un système mono-onduleur Bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire », *Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France*, novembre 2002.

[20] C. C. D. Wit, « Commande des moteurs asynchrones. 2 – optimisation, discrétisation et observateurs », *Hermès Science Publications, Paris*, 2000.

[21] S. Alloune, « Commande des machines polyphasées ». *Mémoire de Magister de l'Université A.Mira de Bejaia, Algérie*, Octobre 2005.

[22] Z. Boudjemaa "Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI-Flou" *mémoire de magister, ENSET, Oran*, 2010.

[23] S. Chaouch, "Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse" *Thèse de Doctorat, Université de Batna, Batna*, 2005.

[24] M. Comanescu, "Flux and speed estimation techniques for sensorless control of induction machine ", *Ph. D. Thesis, The Ohio State University*, 2005.

[25] L. Baghli, " Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques ", *Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy*, 1999.

[26] R. G. Blasco, G. M. Asher, M. Sumner, K.J. Bradley, "Dynamic Performance Limitations for MRAS based Sensorless Induction Motor Drives. Part 1: Stability Analysis for the closed Loop Drive", *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 143, No. 02, pp. 113–122, 1996.

[27] E. Bounadja, "Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile", *Mémoire de Magister, UHBB, Chlef*, 2008.

- [28] J. Song, K. B. Lee, J. H. Song, I. Choy, K. B. Kim, "Sensorless vector control of induction motor using a novel reduced-order extended Luenberger observer", Proc. of the IEEE Ind. Appl., Vol. 03, pp. 1828–1834 Conf., 2000.
- [29] T. S. Kwon, M. H. Shin, D. S. Hyun, "Speed sensorless stator flux-oriented control of induction motor in the field weakening region using Luenberger observer", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 20, No. 04, pp. 864–869, 2005.
- [30] A. Aissa, "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants", Mémoire de Magister, Université de Batna, Batna, 2005.
- [31] F. Morand, "Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones", Thèse de doctorat, Institut national des sciences appliquées de Lyon, France, 2005.
- [32] I. Zein, "Application du filtre de Kalman et de l'observateur de Luenberger à la commande de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Compiègne, France, 2000.
- [33] I. Rouh, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy, France, 2004.
- [34] E. Bounadja, "Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile", Mémoire de Magister, UHBB, Chlef, 2008.
- [35] H. Tamrabet, "Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone", Mémoire de Magister, Université de Batna, Batna, 2006.
- [36] H. Kubota, K. Matsuse, "Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Machines using Flux Observer", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30, No. 05, pp. 1611–1616, 1994.
- [37] B. Nahid-Mobarekeh, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants et des machines asynchrones", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2001.
- [38] P. L. Alger, R. E. Arnold, "The history of induction motors in America" Proceedings of the IEEE, Vol. 64, No. 9, pp. 1380–1383, September 1976.
- [39] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, F. Betin, G.A. Capolino, "Sensorless field-oriented control for six-phase induction machines", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 71, pp. 999-1006, 2005
- [40] R. Kianinezhad, B. Nahid, F. Betin, G.A. Capolino, "Observer-Based Sensorless Field-Oriented Control of Induction Machines", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 71, pp. 1381-1385, 2004.
- [41] K. Dahmane, "Contribution à la modélisation et à la commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseur matricielle", Mémoire de Magister, ENP Alger, 2004.

### **Résumé:**

Les machines asynchrones à double stator constituent la plus grande partie des moteurs construits jusqu'à nos jours. Les lois de commande classique peut être insuffisante car elle est moins robuste et moins précision. Pour cela nous avons utilisé des autres méthodes de l'automatique moderne dans l'objectif d'améliorer les performances, pour avoir la robustesse, la précision et la stabilité. Parmi ces méthodes : la commande par le mode du glissant et la commande sans capteur de vitesse.

### **Mots clés :**

Machine asynchrone à double stator (MASDS), Commande par mode glissant, Commande sans capteur de vitesse.

### **Abstract:**

Double stator asynchronous machine constitute the largest part of the motors built up to the present day. Conventional control laws may be insufficient because it is less robust and less precise. For this we used other modern automatic methods in order to improve performance, to have robustness, precision and stability.

Among these methods: sliding mode control and sensorless speed control.

### **Keywords :**

Double stator asynchronous machine (DSASM), Sliding mode control, sensorless speed control.

### **ملخص :**

الماكنات الغير متزامنة مزدوجة الجزء الثابت تشكل الجزء الاكبر من المحركات المصنعة في أيامنا هذه ,إن قوانين التحكم الكلاسيكية يمكن أن تكون غير كافية لأنها أقل متانة ودقة ,ولذلك فإننا إستعملنا طرق أخرى أوتوماتيكية وحديثة تهدف إلى تحسين المهارات لضمان المتانة والدقة ومن بين هذه الطرق التحم بالنمط الإنزلاقي والتحكم بدون مستشعر السرعة.

### **كلمات مفتاحية :**

الماكنات الغير متزامنة مزدوجة الجزء الثابت ، التحكم في الوضع الانزلاقي ، التحكم في السرعة بدون مستشعر.