

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd - Tlemcen -

Faculté de TECHNOLOGIE



## MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de Master**

En : Electrotechnique

Spécialité : Commande électrique

Par : IKHLEF Ferdaous

DJEDID Nor El Houda

### Sujet

# Commande par mode glissant appliquée à la machine asynchrone à double étoile

Soutenu publiquement, le 06 / 06 / 2024, devant le jury composé de :

Mme. BENREZZAK Nawel	MAA	Univ. Tlemcen	Présidente
Mr. LAZREG Mohamed Haithem	MCA	Univ. Tlemcen	Directeur de mémoire
Mr. MECHERNENE Abdelkader	MCA	Univ. Tlemcen	Examineur

Année universitaire : 2023 / 2024

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

*In the name of Allah, the Beneficent, the Merciful*

# Remerciement

On tient tout d'abord à remercier **ALLAH** le tout puissant qui nous a donné la santé, le courage et la force durant toutes ces longues années d'études.

On tient à exprimer également notre gratitude à notre encadrant **Mr. LAZREG Mohamed Haithem** qui a accepté de suivre et diriger ce travail, nous le remercions aussi pour ses conseils, ses orientations ainsi que pour l'énergie, la patience et le temps qu'il a consacré pour la réalisation de ce mémoire.

Nos remerciements vont également à **Mme. BENREZZAK Nawel** d'avoir accepté de présider ce mémoire et aussi **Mr. MECHERNENE Abdelkader** l'examineur du mémoire qui a honoré le jury par sa présence, qu'ils trouvent ici l'expression de notre reconnaissance et notre respect.

Enfin, un grand merci à tout l'ensemble des enseignants du département de **Génie électrique et électronique de la faculté de technologie de TLEMCEM** qui nous ont fourni les outils nécessaires à la réussite de nos études universitaires.

# Dédicace

Je dédie cet humble travail avec grand amour, sincérité et fierté...

- A mon grand-père **IKHLEF Boumedienne**, l'un des martyrs dans notre lutte pour la liberté, un symbole de courage et de sacrifice, Je suis fière de porter ton nom.
- A mes chers parents pour leurs sacrifices et pour m'avoir permis de réaliser mes études dans les meilleures conditions, Que Dieu vous protège.
- A ma chère grand-mère, merci pour tes prières qui ont toujours illuminé mon chemin.
- A mes chères sœurs qui m'avaient toujours soutenu et encouragé, Je vous aime très fort.
- A ma petite chère nièce Hind.
- A ma chère copine Yasmine.
- A toute ma famille et mes amis.

***IKHLEF Ferdaous***

# Dédicace

Avec tous mes sentiments de respect. Avec l'expérience de ma reconnaissance. Je dédie ma remise de diplôme :

A mes parents

A la source de ma joie et mon bonheur, ma chère maman, je te remercie pour tout le soutien et l'amour que tu me portes depuis mon enfance. Tu as été la lumière qui à éclairer mon chemin dans les moments sombres.

A mon support qui était toujours à mes côtés pour m'encourager et me soutenir, mon héros papa, je souhaiterai toujours être la fille que tu mérites.

A mes chères sœurs, et mon mari qui n'ont pas cessée de me conseiller, encourager et soutenir tout au long de mes études.

A tous mes amis et particulièrement à Assia, et ma famille qui m'ont toujours encouragé.

Que dieu les protège et leur offre la chance et le bonheur.

*DJEDID Nor El Houda*

---

## Liste des figures

Figure I.1. Représentation schématique de la MASDE .....	3
Figure I.2. Représentation des enroulements de la MASDE dans le repère $d, q$ . ....	8
Figure I.3. Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE ( $d, q$ ).....	10
Figure I.4. Structure générale de l'alimentation de la MASDE.....	17
Figure I.5. Structure d'un onduleur de tension à 2 niveaux. ....	17
Figure I.6. Modèle Simulink de la commande MLI Sinus-Triangle. ....	19
Figure I.7. Principe de la commande par M.L.I Sinus-Triangle. ....	20
Figure I.8. Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension commandés par MLI. ....	20
Figure I.9. Représentation de la MASDE – Onduleur MLI-ST. ....	20
Figure I.10. Résultats de simulation de l'association Onduleur+MASDE lors du fonctionnement en charge. ....	22
Figure II.1. Principe de la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique.....	25
Figure II.2. Commande vectorielle directe à flux orienté de la MASDE.....	26
Figure II.3. Schéma synoptique de la commande à flux orienté(OFR).....	26
Figure II.4. Commande vectorielle indirecte à flux orienté de la MASDE.....	27
Figure II.5. Schéma bloc de découplage par orientation de flux .....	28
Figure II.6. Représentation schématique du bloc de découplage OFR .....	32
Figure II.7. Schémas de régulation des courants.....	33
Figure II.8. Boucle de régulateurs de vitesse. ....	33
Figure II.9. Schéma fonctionnel de régulateur de flux rotorique. ....	34
Figure II.10. Schéma de défluxage.....	34
Figure II.11. Résultats de la commande vectorielle indirecte .....	35
Figure II.12. Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.....	37
Figure II.13. Résultats de la commande vectorielle directe. ....	38
Figure II.14. Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.....	40
Figure III.1. Différentes modes pour la trajectoire dans le plan de phase .....	42
Figure III.2. Commande équivalente et réelle .....	44
Figure III.3. Fonction sign.....	45
Figure III.4. Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande ....	46
Figure III.5. Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état ....	46
Figure III.6. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente .....	47
Figure III.7. Cas de mode glissant réel .....	47
Figure III.8. Commande par mode glissant appliqué sur la MASDE.....	51
Figure III.9. Résultats de simulations de commande par mode glissant.....	52
Figure III.10. Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique. ....	54
Figure III.11. Variation de vitesse suivant leur vitesse de référence par différentes stratégies de commande.....	54

## *Symboles*

<b>Symboles</b>	<b>Significations</b>
$\alpha$	Angle de déphasage entre les deux systèmes d'alimentation de stator
Q	Nombre de phase
$N_s$	Vitesse de synchronisme
$N_r, \Omega$	Vitesse de rotation
P	Puissance
P	Nombre de paires de pôles
G	Glissement de la vitesse de rotation
$s_1, s_2$	Indices correspondants au 1 <sup>er</sup> et 2 <sup>ème</sup> stator
R	Indices correspondants au rotor
a, b, c	Indices correspondants au trois phases
d, q	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
$\theta_s, \theta_r$	Angles électriques statoriques et rotoriques
$L_{s1}, L_{s2}, L_r$	Les inductances propres du stator et du rotor
$L_m$	L'inductance mutuelle entre le 1 <sup>er</sup> et le 2 <sup>ème</sup> stator et le rotor
$R_s, R_r$	Les résistances statoriques et rotoriques
J	Moment d'inertie
F	Coefficient de frottement
$C_{em}$	Couple électromagnétique
$C_r$	Couple résistant
$T_r$	Temps de réponse
M	L'indice de modulation
R	Taux de modulation
$U_d$	Tension continue
$\varphi_s, \varphi_r$	Flux statorique et rotorique
$\omega_s, \omega_r$	Pulsations électriques statorique et rotorique
$\omega_{gl}$	Pulsation électrique de glissement
$K_p$	Gain proportionnel
$K_i$	Gain intégrateur
$e(x)$	L'écart sur la variable x (l'erreur)
$U_{eq}$	La commande équivalente
$U_n$	La commande discontinue
$\xi$	Facteur d'amortissement
H	Paramètre qui contrôle le taux d'apprentissage
$i_{ds}, i_{qs}$	Courant statorique sur l'axe directe et quadrature
$i_{dr}, i_{qr}$	Courant rotorique sur l'axe directe et quadrature

## *Abréviations*

MASDE	Machine asynchrone double étoile.
MLI-ST	Modulation de la largeur d'impulsion sinus-triangle.
PI	Proportionnel-Intégral.
OFR	Orientation de flux rotorique.
MG	Mode glissant.

---

## *Table des matières*

Liste des figures .....	i
Symboles et abréviations.....	ii
<b>Introduction Générale</b> .....	<b>1</b>
<b><i>Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone à double étoile</i></b>	
I.1. Introduction .....	3
I.2. Description de la machine asynchrone à double étoile .....	3
I.2.1. Constitution de la machine .....	3
I.2.2. Principe de fonctionnement .....	4
I.2.3. Avantage de la MASDE .....	4
I.2.4. Inconvénient de la MASDE .....	4
I.3. Modélisation de la MASDE .....	5
I.3.1. Hypothèses simplificatrices .....	5
I.3.2. Modèle de la MASDE sur les axes réels .....	5
I.3.2.1. Equation électrique .....	5
I.3.2.2. Equation magnétique .....	6
I.3.2.3. Equation mécanique .....	7
I.3.3. Modèle biphasé de la MASDE .....	8
I.3.4. Choix de référentiel .....	8
I.3.4.1. Référentiel lié au stator .....	8
I.3.4.2. Référentiel lié au rotor .....	8
I.3.4.3. Référentiel au champ tournant .....	8
I.3.5. Modèle de la machine lié au champ tournant .....	9
I.3.6. Application de la transformation de PARK à la MASDE .....	9
I.3.6.1. Equations transformées.....	10
I.3.6.2. Equations des tensions .....	10
I.3.6.3. Equation de flux .....	12
I.3.6.4. Equation mécanique .....	13
I.3.7. Mise sous forme d'équation d'état.....	14
I.4. Alimentation de la machine asynchrone double étoile .....	16
I.4.1. Modélisation de l'onduleur.....	17
I.4.2. Stratégie de la commande de l'onduleur .....	18
I.4.2.1. Commande par modulation sinus-triangle.....	19
I.5. Simulation de l'association onduleur-MLI .....	20
I.5.1. Interprétation des résultats.....	22
I.6. Conclusion .....	23

---

---

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

II.1. Introduction.....	24
II.2. Principe de fonctionnement de la commande vectorielle .....	24
II.3. Choix de la commande vectorielle .....	25
II.4. Description de la commande vectorielle directe et indirecte.....	25
II.4.1. Commande vectorielle directe.....	25
II.4.1.1. Schéma bloc de la commande vectorielle directe.....	26
II.4.2. Commande vectorielle indirecte.....	26
II.4.2.1. Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte.....	27
II.5. Principe de la commande vectorielle indirecte .....	27
II.6. Principe de la commande vectorielle directe .....	30
II.6.1. Estimateur de flux.....	31
II.7. Découplage de compensation .....	31
II.8. Etude des boucles de régulateurs .....	32
II.8.1. Caractéristiques de régulateurs.....	32
II.8.1.1. Stabilité.....	32
II.8.1.2. Rapidité.....	32
II.8.1.3. Précision .....	32
II.8.2. Identification des paramètres de régulateur de courant .....	32
II.8.3. Identification des paramètres de régulateur de vitesse .....	33
II.8.4. Identification des paramètres de régulateur de flux.....	34
II.8.5. Défluxage .....	34
II.9. Résultats de simulation.....	35
II.9.1. Résultats de la méthode indirecte .....	35
II.9.1.1. Interprétation des résultats de la méthode indirecte.....	36
II.9.1.2. Test de robustesse .....	37
II.9.1.3. Interprétation des résultats.....	38
II.9.2. Résultats de la méthode directe .....	38
II.9.2.1. Interprétation des résultats de la méthode directe.....	39
II.9.2.2. Test de robustesse .....	39
II.9.2.3. Interprétation des résultats.....	40
II.10. Conclusion .....	40

---

---

## ***Chapitre III : Commande par mode glissant de la machine asynchrone à double étoile***

III.1. Introduction .....	41
III.2. Principe de la commande par mode glissant .....	41
III.2.1. Systèmes à structure variable .....	41
III.3. Conception de la commande par mode glissant .....	42
III.3.1. Choix de la surface de glissement .....	42
III.3.2. Condition de convergence et d'existence du régime glissant .....	43
III.3.3. Détermination de la loi de commande .....	44
III.4. Expression analytique de la commande .....	44
III.5. Type de commutation des systèmes à structure variable .....	45
III.5.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de la commande .....	46
III.5.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.....	46
III.5.3. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec commande équivalente .....	46
III.6. Régimes de glissement .....	47
III.6.1. Régime glissement réel.....	47
III.6.2 Régime glissement idéal .....	47
III.7. Différents régulateurs de la commande par mode glissant .....	47
III.7.1. Surface de régulateur de la vitesse .....	48
III.7.2. Surface de régulateur de flux rotorique .....	49
III.7.3. Surface de régulation des courants statoriques .....	49
III.8. Application de la commande par mode glissant à la MASDE .....	51
III.9. Résultats de simulation .....	51
III.9.1. Interprétation des résultats .....	52
III.9.2. Test de robustesse .....	53
III.9.3. Interprétation des résultats .....	54
III.10. Etude comparative .....	54
III.11. Conclusion .....	55
<b>Conclusion Générale</b> .....	<b>56</b>
<b>Annexe A</b> .....	<b>57</b>
<b>Bibliographie</b> .....	<b>58</b>

---

# Introduction Générale

En 1880, le premier moteur à courant alternatif a été créé par **Nikola Tesla**, ce qui a joué un rôle essentiel dans le développement de l'industrie électrique. En 1889 **Michael Dolivo-Dobrowolski**, un allemand, a réalisé la première machine asynchrone triphasée [1].

La conception des machines originellement couplées directement au réseau électrique est plus ancienne que les convertisseurs statiques, ces derniers ont été alors adaptés aux machines existantes. Actuellement, les machines électriques sont de plus en plus utilisées dans notre vie quotidienne, que ce soit pour des usages domestiques ou dans de nombreux procédés industriels [2].

Les machines électriques polyphasées (six phases) sont largement employées dans les applications spéciales en raison de leur caractéristique de souplesse et de confort, de faible maintenance, de leur flexibilité de commande et de leurs capacités d'évolution. Il existe plusieurs stratégies de commande qui peuvent résoudre le problème de couplage existant lors de l'association de la machine avec l'onduleur dont la commande vectorielle, la commande DTC, et la commande scalaire. Les recherches dans le domaine de la commande des machines électriques s'orientent vers l'utilisation des stratégies de la commande moderne avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance, ces stratégies connaissent une évolution spectaculaire, cela conduit à des processus industriels de haute performance on mentionne par exemple : la commande adaptative, commande floue, la commande par mode glissant etc. Cette dernière suit un intérêt récent principalement en raison de la disponibilité interruptrice à haute fréquence de commutation et des microprocesseurs de plus en plus performants [3][4].

Notre étude se compose de trois chapitres :

Le premier chapitre présente la modélisation de la machine asynchrone à double étoile et son alimentation, tout d'abord nous avons développé un modèle triphasé de la MASDE puis un modèle biphasé basé sur la transformation de Park ensuite nous avons présenté l'alimentation de la machine par deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par MLI-ST. Finalement, les résultats de simulations obtenus sont visualisés et commentés.

Le deuxième chapitre traite la théorie de la commande vectorielle par l'orientation de flux rotorique par ces deux méthodes directe et indirecte, avec application de ces dernières sur

la MASDE, en testant leur robustesse. Finalement, les résultats de simulations sont exposés et interprétés afin de caractériser les performances de chaque méthode.

Dans le dernier chapitre nous avons présenté la commande par mode glissant de la MASDE, en premier nous avons entamé à la théorie de cette technique des systèmes à structure variable, ensuite à sa conception de l'algorithme avec ces différentes étapes, puis nous avons appliqué cette commande sur la MASDE. Finalement, nous avons montré les avantages liés à cette technique basé sur le test de robustesse tout en suivant les résultats de simulations.

Notre étude sera clôturée par une conclusion générale où on présentera les principaux résultats obtenus en faisant une étude comparative entre les 3 techniques appliquées.

# **Chapitre I :**

*Modélisation de la machine  
asynchrone à double étoile*

## I.1. Introduction

La machine asynchrone offre des avantages indéniables en termes de robustesse, de coût et de simplicité de construction. Cependant, cette simplicité cache une complexité physique considérable, notamment due aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. En outre, dans le cadre de l'étude des machines électriques, l'objectif de l'électrotechnicien est de développer un modèle aussi détaillé que possible afin de refléter la réalité [3].

Le modèle électromagnétique de la machine asynchrone à double étoile se compose d'un système de dix équations différentielles. Les coefficients de ces équations sont des fonctions périodiques du temps, rendant ainsi la résolution de ce système très complexe. Cependant, l'utilisation d'une transformation appelée transformation de Park, qui consiste en un changement approprié des variables, permet de contourner cette difficulté et de fournir un modèle plus facile à exploiter.

Ce chapitre présentera la modélisation de la MASDE qui fonctionne en tant qu'un moteur avec les phases des deux stators alimentés par deux onduleurs de tension triphasés à deux niveaux commandés par MLI-ST[4].

## I.2. Description de la machine asynchrone à double étoile

### I.2.1. Constitution de la machine

La machine asynchrone à double étoile possède deux enroulements statoriques distincts déphasés d'un angle  $\alpha = 30^\circ$  chacun forme une étoile, l'un est connecté en étoile et l'autre en triangle, et un rotor qui est décalé avec le stator avec un angle  $\theta$ [5].

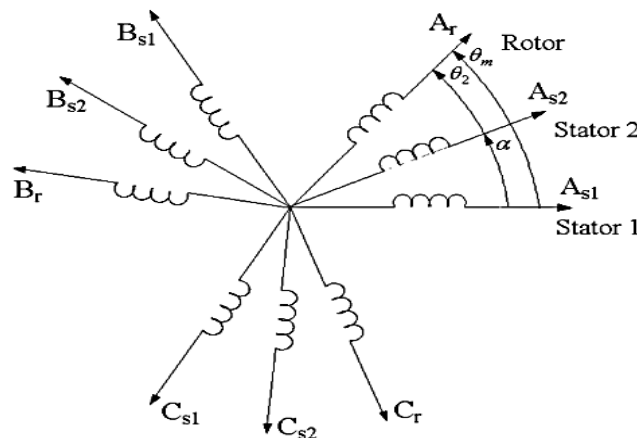


Figure I.1. Représentation schématique de la MASDE [6].

Tel que :

$A_{s1}, A_{s2}, B_{s1}, B_{s2}, C_{s1}, C_{s2}$  : Les trois phases de l'étoile du 1<sup>er</sup> et 2<sup>ème</sup> stator.

$A_r, B_r, C_r$  : Les trois phases du rotor.

$\theta_m$  : L'angle de décalage du rotor par rapport à l'étoile 1.

$\theta_2$  : L'angle de décalage du rotor par rapport à l'étoile 2.

### I.2.2 Principe de fonctionnement

La naissance d'un champ rotatif à la vitesse de synchronisme  $N_s$  vient à partir de l'alimentation du 1<sup>er</sup> enroulement du stator de la machine par les courants triphasés de  $f_s$ , tel que :

$$N_s = \frac{f_s}{p} (\text{tr/s}) \quad (\text{I.1})$$

Avec :

$f_s$  : La fréquence.

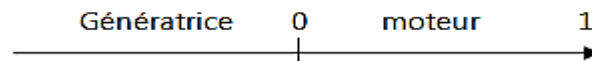
$p$  : Le nombre de paire de pôle.

L'alimentation de 2<sup>ème</sup> enroulement du stator se fait à partir des courants triphasés décalés avec l'angle  $\alpha$  donnent la naissance à un nouveau champ rotatif à la même vitesse de synchronisme.

Les deux champs tournants engendrés par les enroulements statoriques induiront des courants dans les conducteurs du rotor, créant ainsi des forces électromotrices qui entraîneront la rotation du rotor à une vitesse  $N$  tel que ( $N < N_s$ ), Les effets de l'induction statoriques sur les courants d'induits dans le rotor se traduisent par la création d'un couple de force électromagnétique agissant sur le rotor ce qui entraîne une diminution de l'écart des vitesses, on peut constater alors que les deux champs se décalent par rapport au rotor[6].

On appelle ça un glissement qui est défini par le rapport :  $g = \frac{N_s - N}{N_s}$

Le mode de fonctionnement d'une machine est déterminé par la valeur de glissement comme suit :



Dans le cadre de notre étude la machine fonctionne en tant qu'un moteur.

### I.2.3. Avantage de la MASDE

La MASDE présente les avantages suivants [7] :

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

### I.2.4. Inconvénients de la MASDE

La MASDE présente les inconvénients suivants [5]:

- Lors de l'alimentation par un onduleur de tension on a l'apparition des courants harmoniques de circulation.
- Le nombre croissant de phases entraîne une augmentation du nombre de semi-conducteurs, cela pourrait augmenter le coût global du convertisseur-machine.

### I.3. Modélisation de la MASDE

#### I.3.1. Hypothèses simplificatrices [3]

- La machine possède une structure symétrique.
- Nous considérons que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator ainsi qu'au rotor, et que la densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs élémentaires.
- La température n'affecte pas les valeurs de résistance des enroulements.
- On suppose que le circuit magnétique est non saturé, une condition indispensable pour envisager les flux comme des fonctions linéaires des courants.
- Il est supposé que la force magnétomotrice produite par chacune des phases statoriques et rotoriques suive une répartition sinusoïdale.
- L'entrefer présente une épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé. Les inductances propres et mutuelles entre les enroulements du stator ou du rotor restent constantes, tandis que les inductances mutuelles entre le stator et le rotor varient sinusoïdalement en fonction de l'angle entre leurs axes respectifs.

#### I.3.2. Modèle de la MASDE sur les axes réels

##### I.3.2.1. Equation électrique

Les équations des tensions de la machine asynchrone à double étoile représentent la somme de la chute de tension ohmique et de la chute inductive attribués au flux pour chaque enroulement. Les équations de la machine sont exprimées comme suit [4] :

$$[V_{abc,s1}] = [R_{s1}][i_{abc,s1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc,s1}] \quad (I.2)$$

$$[V_{abc,s2}] = [R_{s2}][i_{abc,s2}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc,s2}] \quad (I.3)$$

$$[V_{abc,r}] = [R_r][i_{abc,r}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc,r}] = 0 \quad (I.4)$$

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

$R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}$  ; Résistance de la phase du 1<sup>er</sup> stator.

$R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}$  ; Résistance de la phase du 2<sup>ème</sup> stator.

$R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$  ; Résistance de la phase du rotor.

$$[V_{s1}] = \begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix}; [V_{s2}] = \begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix}$$

$[V_{s1}]$  : Matrice de tension du 1<sup>er</sup> stator.

$[V_{s2}]$  : Matrice de tension du 2<sup>ème</sup> stator.

$$[i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} ; \quad [i_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix} ; \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

$[i_{s1}]$  : Matrice de courant du 1<sup>er</sup> stator.

$[i_{s2}]$  : Matrice de courant du 2<sup>ème</sup> stator.

$[i_r]$  : Matrice de courant du rotor.

$$[\varphi_{s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as1} \\ \varphi_{bs1} \\ \varphi_{cs1} \end{bmatrix} ; \quad [\varphi_{s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as2} \\ \varphi_{bs2} \\ \varphi_{cs2} \end{bmatrix} ; \quad [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}$$

$[\varphi_{s1}]$  : Matrice de flux du 1<sup>er</sup> stator.

$[\varphi_{s2}]$  : Matrice de flux du 2<sup>ème</sup> stator.

$[\varphi_r]$  : Matrice de flux du rotor.

### I.3.2.2. Equation magnétique

Les équations suivantes présentent les flux statoriques et rotorique en fonction des courants et des inductances propres et mutuelles.

$$\begin{bmatrix} [\varphi_{s1}] \\ [\varphi_{s2}] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$[L_{s1,s1}]$  : Matrice inductance du 1<sup>er</sup> stator.

$[L_{s2,s2}]$  : Matrice inductance du 2<sup>ème</sup> stator.

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

$[L_{s1,s2}]$  : Matrice inductance mutuelle entre le 1<sup>er</sup> et le 2<sup>ème</sup> stator.

$[L_{s2,s1}]$  : Matrice inductance mutuelle entre le 2<sup>ème</sup> et le 1<sup>er</sup> stator.

$[L_{s1r}]$  : Matrice inductance mutuelle entre le 1<sup>er</sup> stator et le rotor.

$[L_{s2r}]$  : Matrice inductance mutuelle entre le 2<sup>ème</sup> stator et le rotor.

$[L_{r,s1}]$  : Matrice inductance mutuelle entre le rotor et le 1<sup>er</sup> stator.

$[L_{r,s2}]$  : Matrice inductance mutuelle entre le rotor et 2<sup>ème</sup> stator.

On peut écrit l'équation magnétique de la MASDE comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa1} \\ \varphi_{sb1} \\ \varphi_{sc1} \\ \varphi_{sa2} \\ \varphi_{sb2} \\ \varphi_{sc2} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a} & M_{a1b} & M_{a1c} \\ L_{b1a1} & M_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c} \\ L_{c1a1} & M_{c1b1} & M_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c} \\ L_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & M_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c} \\ L_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & M_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c} \\ L_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & M_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c} \\ L_{aa1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & M_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ L_{ba1} & M_{bb1} & M_{bc1} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & M_{bb} & M_{bc} \\ L_{ca1} & M_{cb1} & M_{cc1} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & M_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \\ I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$M_{ij}$  : Inductance mutuelle relative aux deux stators ou relative à un stator et le rotor.

$L_{ij}$  : Inductance propre relative à un seul stator ou au rotor.

Avec:  $\begin{cases} i = a_1, b_1, c_1, a_2, b_2, c_2, a, b, c \\ j = a_1, b_1, c_1, a_2, b_2, c_2, a, b, c \end{cases}$

En prenant en considération les hypothèses simplificatrices, nous pouvons formuler le développement de la matrice inductance comme suit :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$$[L_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

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

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

$L_{s2}$  : Inductance propre du 2<sup>ème</sup> stator.

$L_r$  : Inductance propre du rotor.

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

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

$L_{sr}$  : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

### I.3.2.3. Equation mécanique

L'équation du couple électromagnétique s'écrit comme suit : [8]

$$C_{em} = \left(\frac{p}{2}\right) \cdot ([i_{abc,s1}]^t \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1r}] [i_{abc,r}] + [i_{abc,s2}]^t \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2r}] [i_{abc,r}]) \quad (I.13)$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (I.14)$$

Avec :  $f$ :Coefficient de frottement.  $C_r$ :Couple résistant (couple de charges).

$J$  : Moment d'inertie.  $\Omega$  : Vitesse angulaire de rotation.

Les équations précédentes, telles qu'elles sont formulées, présentent des coefficients variables qui compliquent la résolution du modèle de la MASDE pour la commande. Pour simplifier, nous pouvons effectuer un changement de base sur les grandeurs physiques telles que la tension, le courant et le flux. La transformation de PARK est la façon dont on désigne ce changement.

### I.3.3. Modèles biphasés de la MASDE

La transformation de Park implique de convertir les enroulements du stator ( $a, b, c$ ) en enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique, alignés le long de deux axes perpendiculaire ( $d, q$ ), comme montre comme illustré dans la figure I.2 [4][8].

Elle maintient aussi la conservation de la puissance lors du passage du système triphasé au système biphasé, et vice versa. La composante homopolaire ne contribue pas à ce processus, permettant ainsi de choisir l'axe homopolaire comme étant orthogonal au plan ( $d, q$ ) [4][9].

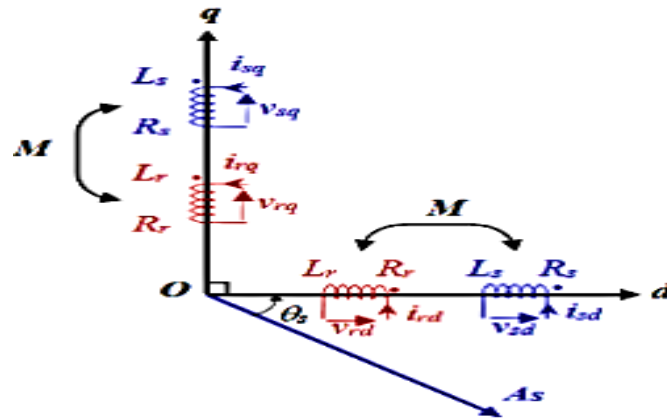


Figure I.2.Représentation des enroulements de la MASDE dans le repère  $d, q$ .

### I.3.4. Choix du référentiel

Pour les équations de la machine asynchrone à double étoile, il est possible de choisir différents référentiels en fonction de la vitesse assignée au repère ( $d, q$ ).

#### I.3.4.1. Référentiel lié au stator

En choisissant  $\theta_s = 0$  et  $\omega_s = 0$  ce référentiel est idéal pour manipuler les grandeurs instantanées, surtout lorsqu'il y a des variations importantes de la vitesse de rotation, comme dans le régime transitoire [6][4].

#### I.3.4.2. Référentiel lié au rotor

Dans les problématiques de régimes transitoires, ce référentiel peut présenter un intérêt particulier lorsque la vitesse de rotation est maintenue constante[10][11].

#### I.3.4.3. Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel se traduit par les conditions :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} ; \omega_{gl} = \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r \quad (I.15)$$

En générale ce référentiel est utilisé pour permettre l'application de commandes de vitesse et de couple... Après avoir choisi le référentiel (d, q) en relation avec le champ tournant qu'il s'adapte parfaitement à la commande vectorielle par orientation du flux nous appliquons la transformation de Park aux équations précédentes [4].

### I.3.5. Modèle de la MASDE lié au champ tournant

Ce modèle est construit en supposant que la MASDE est constituée de deux machines asynchrones partageant le même circuit magnétique ainsi que le même rotor. En utilisant la transformation de Park pour chaque étoile, nous pouvons élaborer un premier modèle adapté à la simulation et à la commande de la MASDE. Cependant, ce modèle ne permet pas de différencier les variables qui influent sur la conversion électromécanique de l'énergie de celles qui n'y contribuent pas [4][12].

On définit la matrice de Park pour le 1er stator est comme suit :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s1}) & \cos(\theta_{s1} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{s1} + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_{s1}) & -\sin(\theta_{s1} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{s1} + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

La matrice de Park pour le 2ème stator est comme suit :

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s2}) & \cos(\theta_{s2} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{s2} + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_{s2}) & -\sin(\theta_{s2} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{s2} + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$$\text{Où :} \quad \theta_{s2} = \theta_{s1} - \alpha \quad (I.18)$$

La matrice de Park pour le rotor est comme suit :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta_r + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

$[P(\theta_{s1})]$  : Matrice de transformation de 1<sup>er</sup> stator.

$[P(\theta_{s2})]$  : Matrice de transformation de 2<sup>ème</sup> stator.

$[P(\theta_r)]$  : Matrice de transformation du rotor.

### I.3.6. Application de la transformation de Park à la MASDE

Peu importe le type de machine ou la disposition des enroulements au rotor, les relations entre le flux et le courant dépendent de l'angle qui représente la position instantanée du rotor par rapport au stator. Selon les équations énoncées précédemment, les inductances varient en fonction de la vitesse de rotation, ce qui introduit un problème non-linéaire, principalement à cause des hypothèses simplificatrices. L'angle n'influe que par son premier harmonique [13]. Cependant, il serait envisageable de simplifier la formulation pour éviter cette complexité.

En appliquant une technique de changement de variables appelée transformation de Park, les enroulements réels sont exprimés dans un référentiel composé de deux axes perpendiculaires (d et q). L'axe d est déterminé par la variable angulaire  $\theta$  par rapport à l'axe de phase A, tandis que l'axe q est disposé en quadrature en arrière. Cette transformation est définie par la matrice de Park.

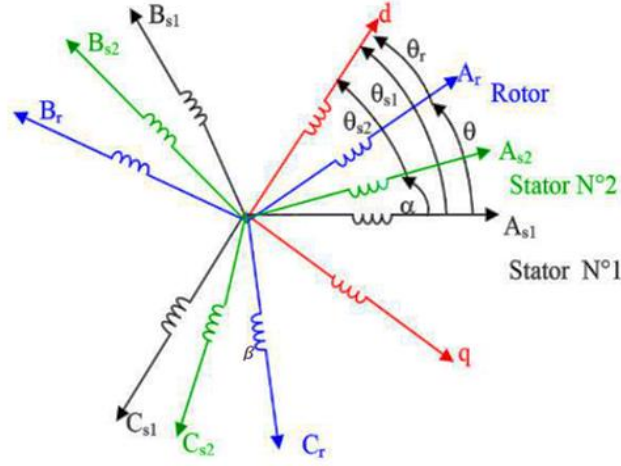


Figure I.3. Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE ( $d, q$ ).

### I.3.6.1. Equations transformées

En choisissant le référentiel ( $d, q$ ) en corrélation avec le champ rotatif, et en utilisant la transformation de Park sur les équations précédentes, on obtient le système d'équation suivant :

Transformation des équations des tensions :

$$[V_{s1}] = [P(\theta_{s1})][V_{ps1}] \quad (I.20)$$

$$[V_{s2}] = [P(\theta_{s2})][V_{ps2}] \quad (I.21)$$

Transformation des équations des courants :

$$\begin{cases} [i_{s1}] = [P(\theta_{s1})][i_{ps1}] \\ [i_{s2}] = [P(\theta_{s2})][i_{ps2}] \\ [i_r] = [P(\theta_r)][i_{pr}] \end{cases} \quad (I.22)$$

Transformation des équations des flux :

$$\begin{cases} [\varphi_{s1}] = [P(\theta_{s1})][\varphi_{ps1}] \\ [\varphi_{s2}] = [P(\theta_{s2})][\varphi_{ps2}] \\ [\varphi_r] = [P(\theta_r)][\varphi_{pr}] \end{cases} \quad (I.23)$$

Avec :

$$[V_{ps1}] = \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} ; [V_{ps2}] = \begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} ; [i_{ps1}] = \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} ; [i_{ps2}] = \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix}$$

$$[i_{pr}] = \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} ; [\varphi_{ps1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{os1} \end{bmatrix} ; [\varphi_{ps2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{os2} \end{bmatrix} ; [\varphi_{pr}] = \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix}$$

### I.3.6.2. Equation des tensions

Pour le 1<sup>er</sup> stator :

$$[v_{abc s1}] = [R_{s1}][i_{abc s1}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc s1}] \quad (I.24)$$

Après application de la transformation de Park on obtient :

$$[P(\theta_{s1})]^{-1}[v_{dqos1}] = [R_{s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[i_{dqos1}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})]^{-1}[\varphi_{dqos1}]) \quad (I.25)$$

$$[v_{dqos1}] = [R_{s1}][i_{dqos1}] + [P(\theta_{s1})] \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})]^{-1})[\varphi_{dqos1}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{dqos1}] \quad (I.26)$$

Par démonstration que :

$$[P(\theta_{s1})] \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})]^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s1}}{dt} \quad (I.27)$$

Alors :

$$[v_{dqos1}] = [R_{s1}][i_{dqos1}] + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s1}}{dt} [\varphi_{dqos1}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{dqos1}] \quad (I.28)$$

Après développement on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{os1} \end{bmatrix} + \omega_{s1} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{os1} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

En développant les matrices, avec la composante homopolaire nulle, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds1} - \omega_{s1}\varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs1} + \omega_{s1}\varphi_{ds1} \end{cases} \quad (I.30)$$

Avec la même méthode on obtient pour le 2<sup>ème</sup> stator :

$$\begin{cases} v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds2} - \omega_{s2}\varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs2} + \omega_{s2}\varphi_{ds2} \end{cases} \quad (I.31)$$

Avec la même méthode on obtient aussi pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\varphi_{dr} - \omega_{gl}\varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\varphi_{qr} + \omega_{gl}\varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.32)$$

En posant :  $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s$  et :  $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$

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

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$  : Pulsation rotorique.

On obtient finalement les équations de tensions suivantes :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds1} - \omega_{s1}\varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs1} + \omega_{s1}\varphi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds2} - \omega_{s2}\varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs2} + \omega_{s2}\varphi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\varphi_{dr} - \omega_{gl}\varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\varphi_{qr} + \omega_{gl}\varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

### I.3.6.3. Equation de flux

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

Pour le 1<sup>er</sup> stator :

$$[\varphi_{s1abc}] = [L_{s1s1}][i_{sabc1}] + [L_{s1s2}][i_{sabc2}] + [L_{s1r}][i_{rabc}] \quad (\text{I.35})$$

$$[\varphi_{dqos1}] = [P(\theta_{s1})][\varphi_{abc s1}] \quad (\text{I.36})$$

$$[\Phi_{dqos1}] = [P(\theta_{s1})][L_{s1s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[i_{dqos1}] + [P(\theta_{s1})][L_{s1s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[i_{dqos2}] + [P(\theta_{s1})][L_{rs1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[i_{dqor}] \quad (\text{I.37})$$

Pour le 2<sup>ème</sup> stator :

$$[\Phi_{dqos2}] = [P(\theta_{s2})][L_{s2s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[i_{dqos1}] + [P(\theta_{s1})][L_{s2s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[i_{dqos2}] + [P(\theta_{s1})][L_{rs2}][P(\theta_{s1})]^{-1}[i_{dqor}] \quad (\text{I.38})$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_{dqor}] = [P(\theta_r)][L_{rs1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[i_{dqos1}] + [P(\theta_r)][L_{rs2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[i_{dqos2}] + [P(\theta_r)][L_{rr}][P(\theta_r)]^{-1}[i_{dqor}] \quad (\text{I.39})$$

Les équations de flux sont comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds2} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

$$\text{On pose : } \frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m$$

$L_m$  : L'inductance mutuelle cyclique entre le 1<sup>er</sup> stator, 2<sup>ème</sup> stator et le rotor.

On peut alors écrire le système d'équation comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds2} + i_{ds1} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs2} + i_{qs1} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{dr} + i_{ds1} + i_{ds2}) \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qr} + i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (I.41)$$

La forme matricielle de ces équations s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{ds2} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{qs1} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs1} \\ i_{qs2} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.43)$$

Avec :

$L_{s1} + L_m$ : inductance propre cyclique du 1<sup>er</sup> stator.

$L_{s2} + L_m$ : inductance propre cyclique du 2<sup>ème</sup> stator.

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

#### I.3.6. 4. Equation mécanique

##### Puissance instantanée

Le calcul de l'expression du couple instantané nécessite la détermination de la puissance instantanée et elle est donnée comme suit :

$$P = [v_s]^t [i_s] = v_{as1}i_{as1} + v_{bs1}i_{bs1} + v_{cs1}i_{cs1} + v_{as2}i_{as2} + v_{bs2}i_{bs2} + v_{cs2}i_{cs2} \quad (I.44)$$

La transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on écrit alors :

$$P = v_{ds1}i_{ds1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{qs2}i_{qs2} \quad (I.45)$$

$$P = \left\{ \left[ (R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds1} - \omega_s\varphi_{qs1})(i_{ds1}) \right] + \left[ (R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds2} - \omega_s\varphi_{qs2})(i_{ds2}) \right] \right\} + \left\{ \left[ (R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs1} + \varphi_{ds1})(i_{qs1}) \right] + \left[ (R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs2} - \omega_s\varphi_{ds2})(i_{qs2}) \right] \right\} \quad (I.46)$$

$$P = [R_{s1}(i_{ds1})^2 + R_{s2}(i_{ds2})^2 + R_{s1}(i_{qs1})^2 + R_{s2}(i_{qs2})^2] + \left[ \frac{d}{dt}\varphi_{ds1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs2}i_{qs2} \right] + [\omega_s(\varphi_{ds1}i_{qs1} + \varphi_{ds2}i_{qs2} - \varphi_{qs1}i_{ds1} - \varphi_{qs2}i_{ds2})] \quad (I.47)$$

La puissance instantanée produite est constituée de trois composantes :

- Le premier terme concerne les pertes Joule dans le stator.
- Le deuxième terme est associé à la puissance électromagnétique stockée.
- Le troisième terme traduit la conversion de puissance électrique en puissance mécanique (en supposant que les pertes fer sont négligeables).

### Couple électromagnétique

La puissance électromagnétique s'écrit sous la forme :

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega_s \quad (I.48)$$

$$P_{em} = \omega_s [\varphi_{ds1} i_{qs1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} - \varphi_{qs1} i_{ds1} - \varphi_{qs2} i_{ds2}] \quad (I.49)$$

Le couple électromagnétique s'écrit sous la forme :

$$C_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega_s} [\varphi_{ds1} i_{qs1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} - \varphi_{qs1} i_{ds1} - \varphi_{qs2} i_{ds2}] \quad (I.50)$$

$$C_{em} = p [\varphi_{ds1} i_{qs1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} - \varphi_{qs1} i_{ds1} - \varphi_{qs2} i_{ds2}] \quad (I.51)$$

$p$  : nombre de paire de pôle.

En remplaçant les équations des flux dans l'équation de couple, on obtient :

$$C_{em} = p \left[ \{L_{s1} i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})\} i_{qs1} + \{L_{s2} i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})\} i_{qs2} \right] - p \left[ \{L_{s1} i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})\} i_{ds1} + \{L_{s2} i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})\} i_{ds2} \right] \quad (I.52)$$

$$C_{em} = p L_m [i_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - i_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (I.53)$$

Les flux rotoriques s'expriment par les équations suivantes :

$$\varphi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \quad (I.54)$$

$$\varphi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \quad (I.55)$$

On tire :

$$i_{dr} = \frac{\varphi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (I.56)$$

$$i_{qr} = \frac{\varphi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (I.57)$$

En remplaçant (I.59) et (I.60) dans (I.56) on obtient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\varphi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \varphi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (I.58)$$

Equation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (I.59)$$

### I.3.7. Mise sous forme d'équation d'état

Le modèle de la machine s'exprime sous la forme d'état comme suit :

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (I.60)$$

Tel que :

$A$  : matrice d'évolution du système.

$X$  : vecteur d'état.

$B$  : vecteur de commande.

$U$  : vecteur d'entrée.

On choisit comme vecteur d'état  $X = [\varphi_{ds1}, \varphi_{ds2}, \varphi_{qs1}, \varphi_{qs2}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}]$  :

On exprime les différentes équations de courants à partir de (I.44) comme suit :

$$\begin{cases} i_{ds1} = \frac{\varphi_{ds1} - \varphi_{md}}{L_{s1}} \\ i_{ds2} = \frac{\varphi_{ds2} - \varphi_{md}}{L_{s2}} \\ i_{qs1} = \frac{\varphi_{qs1} - \varphi_{mq}}{L_{s1}} \\ i_{qs2} = \frac{\varphi_{qs2} - \varphi_{mq}}{L_{s2}} \\ i_{dr} = \frac{\varphi_{dr} - \varphi_{md}}{L_r} \\ i_{qr} = \frac{\varphi_{qr} - \varphi_{mq}}{L_r} \end{cases} \quad (I.61)$$

Tel que :

$$\varphi_{md} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \quad (I.62)$$

$$\varphi_{mq} = L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \quad (I.63)$$

Sachant que :

$$\varphi_m = \sqrt{\varphi_{md}^2 + \varphi_{mq}^2} \quad (I.64)$$

Avec :  $\varphi_m$  Flux magnétisant.

$$\varphi_{md} = \left( \frac{\varphi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{dr}}{L_r} \right) L_a \quad (I.65)$$

$$\varphi_{mq} = \left( \frac{\varphi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{qr}}{L_r} \right) L_a \quad (I.66)$$

Avec :

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}} \quad (I.67)$$

On remplace (I.70) dans le système d'équations (I.45), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} = v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\varphi_{ds1} - \varphi_{md}) + \omega_s \varphi_{qs1} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} = v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\varphi_{ds2} - \varphi_{md}) + \omega_s \varphi_{qs2} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} = v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\varphi_{qs1} - \varphi_{mq}) - \omega_s \varphi_{ds1} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} = v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\varphi_{qs2} - \varphi_{mq}) - \omega_s \varphi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} (\varphi_{dr} - \varphi_{md}) + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = -\frac{R_r}{L_r} (\varphi_{qr} - \varphi_{mq}) - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.68)$$

On remplace la valeur de (I.65) et (I.66) dans le système d'équations (I.68), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} = v_{ds1} - \left( \frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \varphi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \varphi_{ds2} + \omega_s \varphi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \varphi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} = v_{ds2} - \left( \frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \varphi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_{s1}} \varphi_{ds1} + \omega_s \varphi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} = v_{qs1} - \left( \frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \varphi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \varphi_{qs2} - \omega_s \varphi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} = v_{qs2} - \left( \frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \varphi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_{s1}} \varphi_{qs1} - \omega_s \varphi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = - \left( \frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \varphi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \varphi_{ds1} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = - \left( \frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \varphi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \varphi_{qs1} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{qs2} \end{cases} \quad (I.69)$$

En mettant le système (I.72) sous forme d'état, on obtient :

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (I.70)$$

$$\text{Avec : } X = [\varphi_{ds1}, \varphi_{ds2}, \varphi_{qs1}, \varphi_{qs2}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}]^t \quad (I.71)$$

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

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

$$X = \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs1} \\ v_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 00 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 00 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 00 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 00 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

#### I.4. Alimentation de la machine asynchrone à double étoile

Pour créer la tension triphasée nécessaire à l'alimentation de la machine, on utilise un convertisseur statique qui génère des tensions à amplitude et fréquences réglables à partir d'un réseau 220/380-50Hz. La présence des deux enroulements statoriques implique que deux onduleurs de tension sont requis, avec une modulation de largeur d'impulsion (MLI) déphasée d'un angle  $\alpha$ . Ces deux onduleurs sont alimentés par un seul pont à diodes, et la tension de sortie est ensuite filtrée à travers un filtre passe-bas LC.

La forme générale de l'alimentation de la MASDE est représentée dans la figure ci-dessous :

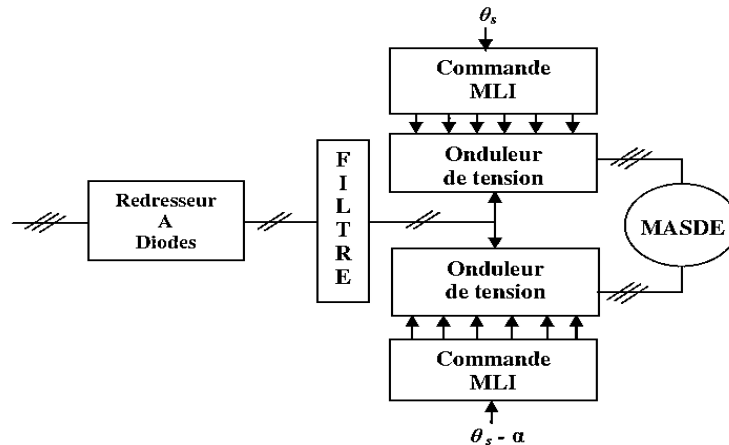


Figure I.4. Structure générale de l'alimentation de la MASDE.

#### I.4.1. Modélisation de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur dispositif électronique statique qui transforme de manière continue une source d'énergie en courant alternatif en modifiant périodiquement les connexions entre l'entrée et la sortie, afin de produire une tension et un courant alternatif à la sortie [14].

Ce convertisseur triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras, chacune a deux interrupteurs bidirectionnels. Ces interrupteurs fonctionnent de manière complémentaire pour prévenir les courts-circuits au niveau de la source de tension continue à l'entrée de l'onduleur.

Pour l'alimentation de la MASDE deux onduleurs triphasés symétriques sont utilisés. Ces convertisseurs assurent le transfert d'énergie entre une source alternative et la machine asynchrone à double étoile.

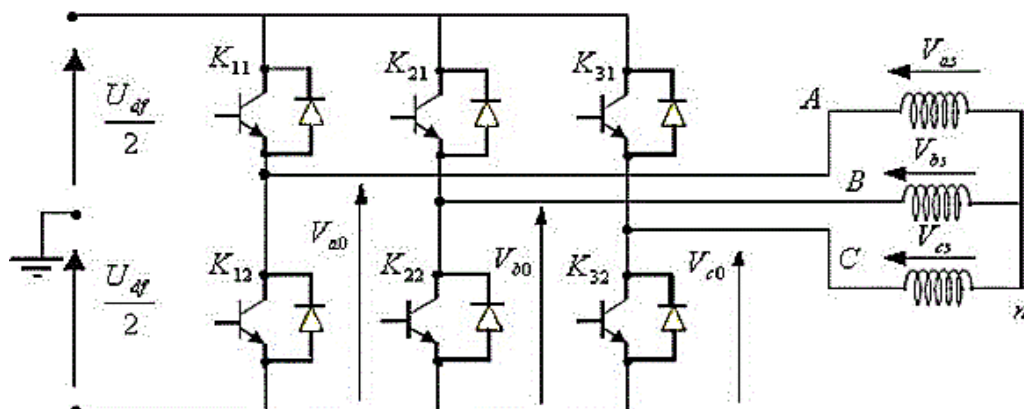


Figure I.5. Structure d'un onduleur de tension à 2 niveaux.

L'étude des lois de commande MLI sont basés sur les hypothèses suivantes :

- Les interrupteurs supposés parfaits.
- La source de chaque branche imposant un courant positif ou négatif non nul.

Les tensions aux bornes de l'onduleur sont comme suit :

$$\begin{cases} v_{AB} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{BC} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{CA} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (I.72)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{as} = v_{ao} + v_{os} \\ v_{bs} = v_{bo} + v_{os} \\ v_{cs} = v_{co} + v_{os} \end{cases} \quad (I.73)$$

Sachant que :

$$v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = 0 \quad (I.74)$$

En faisant la somme des équations du système, on obtient :

$$v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3.v_{os} = 0 \quad (I.75)$$

Où :

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3.v_{os} \quad (I.76)$$

Donc :

$$v_{os} = -(1/3).(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (I.77)$$

On remplace les trois équations de tensions dans cette dernière, ça devient alors :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (I.78)$$

Selon la condition des interrupteurs statique « $S_k$ », dans une branche d'onduleur commandé par MLI, on constate que :

$$\begin{cases} v_{1ref} \geq v_p \Rightarrow s_a = 1 \text{ sinon } s_a = 0 \\ v_{2ref} \geq v_p \Rightarrow s_b = 1 \text{ sinon } s_b = 0 \\ v_{3ref} \geq v_p \Rightarrow s_c = 1 \text{ sinon } s_c = 0 \end{cases} \quad (I.79)$$

On remplace  $V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$  dans la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (I.80)$$

Avec  $E=U_{df}$

Ce système présente le modèle mathématique de l'onduleur à MLI.

#### I.4.2. Stratégie de la commande de l'onduleur

La modulation par largeur d'impulsion (MLI) de l'onduleur permet de générer des tensions alternatives de différentes amplitudes et fréquences à partir d'une source de fréquence et de tension, fixes tout en minimisant les harmoniques.

### I.4.2.1. Commande par modulation sinus-triangle

Pour déterminer les moments où les interrupteurs doivent être ouverts et fermés, on utilise la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Cette méthode implique le calcul des points d'intersection entre une tension de référence sinusoïdale de basse fréquence (la modulation) et une onde porteuse de forme triangulaire de haute fréquence. Le schéma de base de cette technique est illustré dans la figure ci-dessous.

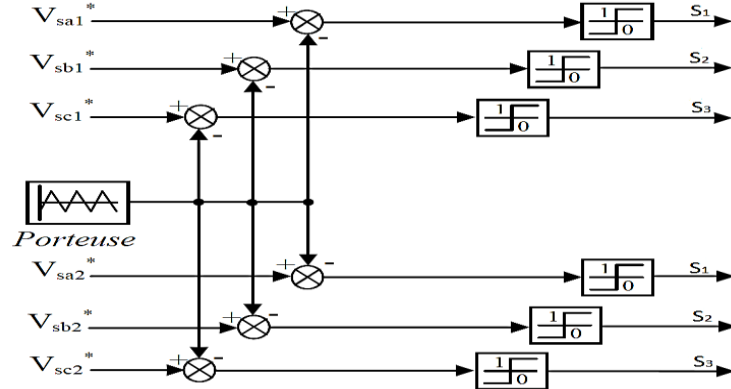


Figure I.6. Modèle Simulink de la commande MLI Sinus-Triangle.

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

Pour le 1<sup>er</sup> stator :

$$\begin{cases} v_{as1}^* = v_m \sin(\omega t) \\ v_{bs1}^* = v_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cs1}^* = v_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Pour le 2<sup>ème</sup> stator, on doit remplacer dans le système d'équations, l'indice 1 par 2, et  $(\omega t)$  par  $(\omega t - \alpha)$  dont  $\alpha = \pi/6$ .

L'équation de la porteuse triangulaire est donnée comme suit :

$$v_p(t) = \begin{cases} x_1(t) = v_{pm}(-1 + 4\frac{1}{T_p}t) & t \in [0, \frac{T_p}{2}] \\ x_2(t) = v_{pm}(3 - 4\frac{1}{T_p}t) & t \in [\frac{T_p}{2}, T_p] \end{cases} \quad (\text{I.82})$$

La figure ci-dessous représente le principe de la commande par MLI sinus-triangle :

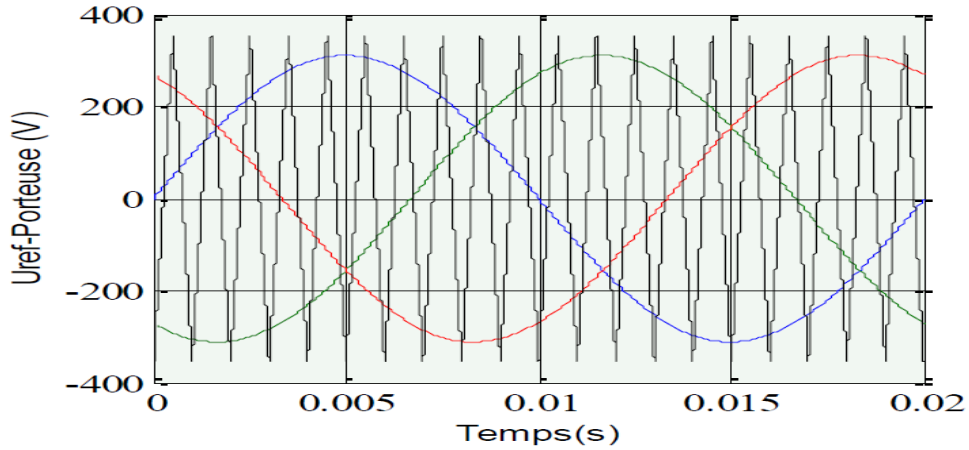


Figure I.7.Principe de la commande par MLI Sinus-Triangle.

La figure ci-dessous présente le schéma de l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension à commande MLI sinus-triangle :

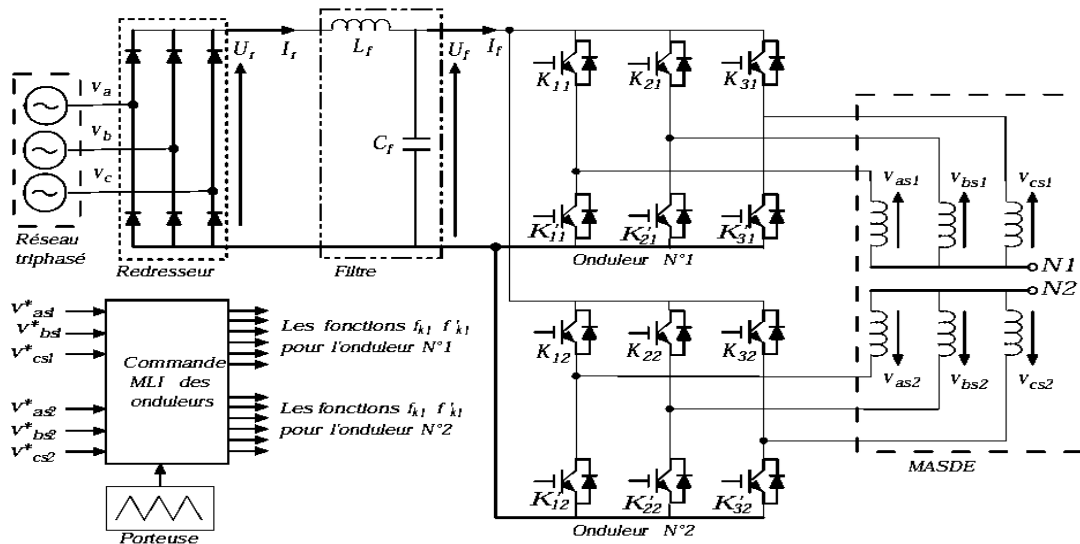


Figure I.8.Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension commandés par MLI.

### I.5. Simulation de l'association onduleur-MASDE

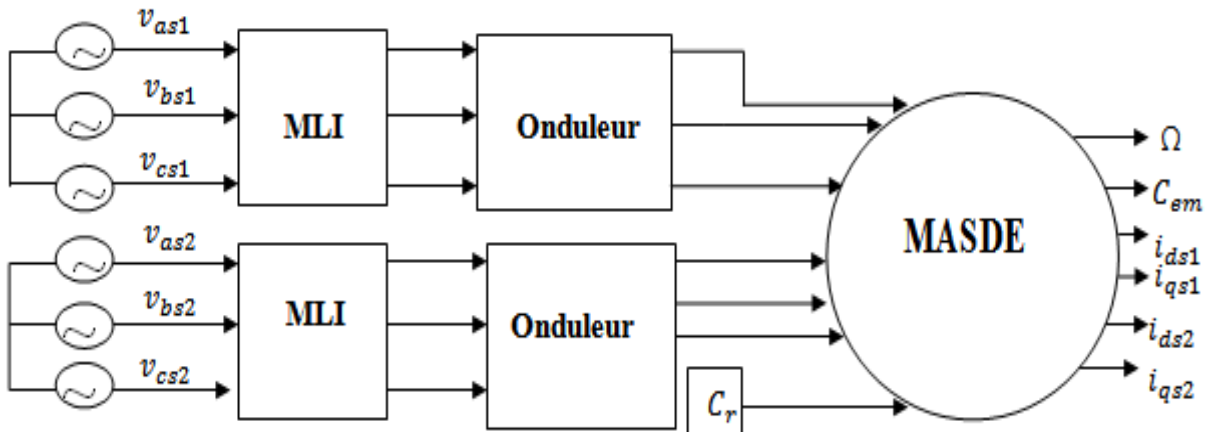
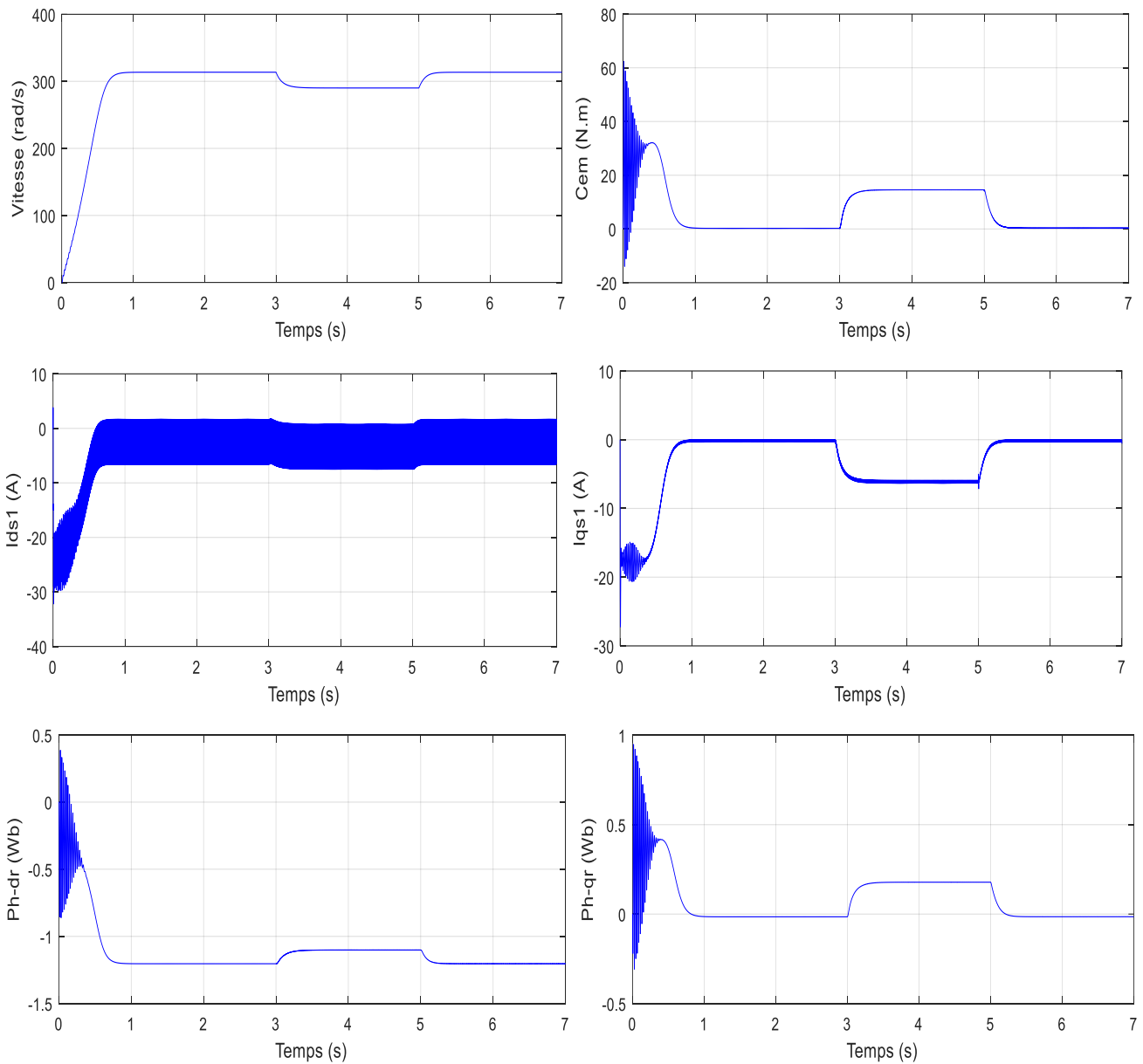


Figure I.9.Représentation de la MASDE – Onduleur MLI-ST.

Les résultats de simulation présentent l'ensemble (MASDE+Onduleur) qui analyse le comportement de la machine (vitesse rotorique, courants statoriques, couple électromagnétique, flux rotorique sur l'axe direct et quadrature) lorsqu'elle est alimentée directement à un onduleur de tension commandée par MLI-ST (modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle), avec une application d'une charge de 14N.m dans l'intervalle de temps  $t = [3 ; 5]$  s et cela permet une chute de vitesse.



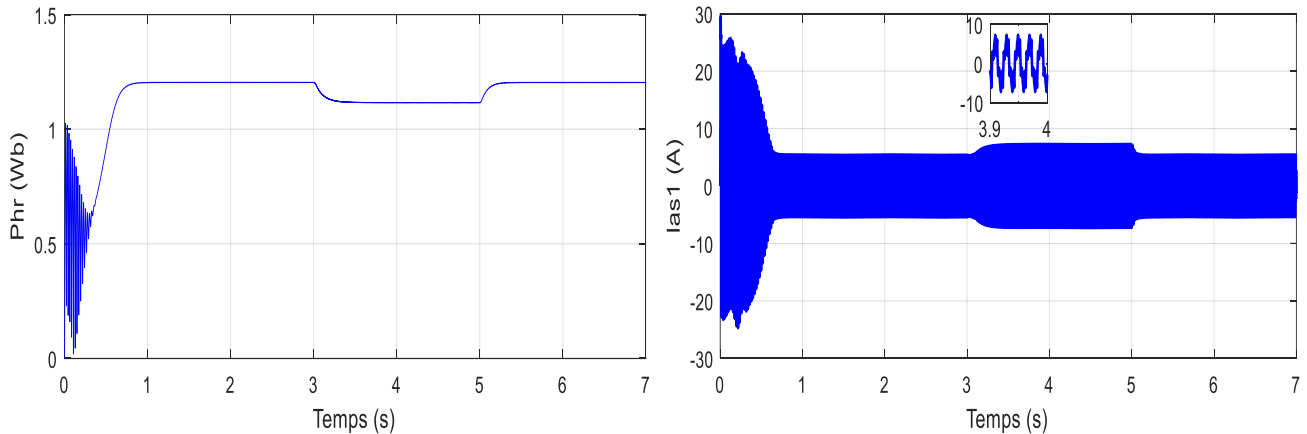


Figure I.10. Résultats de simulation de l'association Onduleur+MASDE lors du fonctionnement en charge.

### I.5.1. Interprétation des résultats

D'après la figure I.10, lorsque le moteur fonctionne à vide on constate que :

- La courbe de vitesse au premier instant de démarrage est croissante d'une manière presque linéaire, au régime permanent la vitesse se stabilise après un temps de réponse  $t=1.1s$  à une valeur de (313.68 rad/s).
- Pour le courant statorique ( $i_{as1}$ ) au premier instant de démarrage la courbe présente une oscillation de 25A (courant de démarrage)  $I_d=4 \times I_n$ , après elle diminue à une valeur de 5A à vide.
- Les deux courants statoriques de l'axe direct ( $i_{ds1}$  et  $i_{ds2}$ ) prennent la même forme, ils sont de signes négatifs et en régime permanent ils se stabilisent à la valeur de -1.6A. Sur l'axe quadrature, ( $i_{qs1}$  et  $i_{qs2}$ ) prend aussi la même forme et ils s'annulent en régime permanent.
- Pour le couple électromagnétique ( $C_{em}$ )

L'accroissement de vitesse au démarrage à vide permet la présence d'une oscillation de couple avec une valeur très importante jusqu'à 58N.m avant qu'il se stabilise à une valeur proche de zéro au régime permanent à vide.

- Au régime transitoire  $\varphi_{dr}$ ,  $\varphi_{qr}$  passent par des oscillations, puis en régime permanent à vide  $\varphi_{dr} = -1.2Wb$  et  $\varphi_{qr}$  est proche de 0. Ils possèdent la même évolution que le  $C_{em}$  ce qui montre le couplage entre ces dernières grandeurs.

L'application d'une charge de 14 N.m à la machine à l'instant  $t=3s$  provoque une diminution de vitesse qui vaut 288rad/s et une augmentation de couple ce qui compense approximativement le couple de charge avec l'effet de frottement. Aussi une augmentation de courant statorique jusqu'à la valeur de 7A ( $I_{ch}=I_n$ ). Le courant  $i_{ds1}$  prend la valeur -2.5A et le courant  $i_{qs1}$  prend une valeur proche de 0, le flux sur l'axe direct passe de -1.2Wb à -1.1Wb et le flux sur l'axe en quadrature passe de 0Wb à 0.18Wb à une valeur presque nul, et cela

montre le fort couplage d'une part entre le flux et le couple et d'autre part entre les axes direct et quadrature.

### **I.6. Conclusion :**

Ce chapitre présente la modélisation de la MASDE et son alimentation par deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par *MLI-ST* à vide et en charge, en utilisant la transformation de Park pour simplifier les équations différentielles de la machine, cette dernière permet le changement du système triphasé au système biphasé ce qui facilite la résolution et la simulation de cette machine. Les résultats de simulation montrent la validité de modèle mathématique de la **MASDE** en fonctionnement moteur et montre le fort couplage existant entre le couple et le flux et entre l'axe direct et quadrature ce qui implique un contrôle séparé très difficile. Pour cela on propose dans le chapitre suivant la technique de la commande par orientation de flux rotorique qui est actuellement la technique la plus utilisée dans les applications des systèmes d'entraînement à vitesse variable.

# **Chapitre II :**

*Commande vectorielle de la  
machine asynchrone à double  
étoile*

## II.1. Introduction

Dans une machine asynchrone, l'angle entre le stator et le rotor tourne en fonction de la charge, cela entraîne des échanges complexes et des réponses afin de résoudre ces problèmes, ce chapitre a pour objectif d'étudier en détail la commande vectorielle directe et indirecte par orientation de flux rotoriques. L'évolution des systèmes numériques et cette méthode de contrôle permettent de remplacer de nombreux entraînements à courant continu par des machines à courant alternatif, ce qui signifie qu'il est possible d'améliorer la vitesse en termes de rapidité, stabilité et précision [15].

Le flux et le couple, sont les deux variables cruciales de réglage, ils sont séparés et contrôlés d'une manière autonome dans ce contrôle, une idée introduite par BLASCHKE en 1971 sous le nom de « commande vectorielle », et encouragée par les avancées remarquables de la micro-informatique et de l'électronique de puissance [16].

Toute fois dans notre étude, nous commencerons par rappeler au principe et aux différentes méthodes de cette technique de commande, puis nous appliquerons ces dernières sur la MASDE, et enfin nous examinerons les performances obtenues par ce type de réglage après avoir obtenu et illustré les résultats de simulation.

## II.2. Principe de fonctionnement de la commande vectorielle

La commande d'une MASDE pose un problème en raison de l'interconnexion complexe entre les variables internes de la machine, comme le flux, le couple, la vitesse et la position de la machine. Dans le repère tournant, la commande vectorielle ou découplée permet de résoudre le problème du découplage en divisant le vecteur courant statorique en deux parties distinctes. L'une est située sur l'axe directe pour contrôler le flux orienté de la machine, tandis que l'autre est sur l'axe en quadrature[16].

Le choix d'un repère de référence ( $d,q$ ) lié au champ tournant est essentiel pour la commande vectorielle, Lorsque le courant statorique est divisé en ses composants  $i_{ds}$  en fonction du flux rotorique et  $i_{qs}$  en quadrature, on peut observer une commande découplée de flux et de couple[3] [21].

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone, il existe deux méthodes différentes, la commande vectorielle directe et celle indirecte. Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise de la position et du module de flux.

La formule de couple est donnée par :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r + L_m} [(i_{q1} + i_{q2})\varphi_r] \quad (II.1)$$

Dans le cas d'une machine asynchrone à double étoile, la commande vectorielle implique de découper les grandeurs qui génèrent le couple électromagnétique et le flux rotorique. De ce fait, il est nécessaire de sélectionner une loi de commande et un système d'axes qui garantit le découplage du flux et du couple[17].

### II.3. Choix de la commande vectorielle

La modélisation MASDE est basée sur l'alimentation en tension et le repère est lié au champ tournant ( $d q$ ), les axes d'orientation peuvent être choisis en fonction de la direction du flux de la machine, qu'il s'agisse d'un flux rotorique, statorique ou entrefer[18].

$$\begin{aligned} \varphi_{ds} &= \varphi_s & \text{et } \varphi_{qs} &= 0 \text{ (c'est le flux statorique qui orienté)} \\ \varphi_{qr} &= 0 & \text{et } \varphi_{dr} &= \varphi_r \text{ (c'est le flux rotorique qui orienté)} \\ \varphi_{dg} &= \varphi_g & \text{et } \varphi_{qg} &= 0 \text{ (c'est le flux d'entrefer qui orienté)} \end{aligned}$$

Nous avons choisi l'orientation du flux rotorique car cela permet de créer un variateur de vitesse où les courants statoriques commandent indépendamment le flux et le couple électromagnétique.

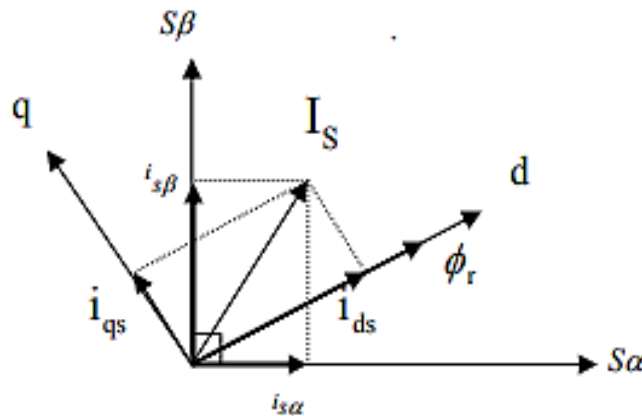


Figure II.1. Principe de la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique.

### II.4. Description de la commande vectorielle directe et indirecte

Deux types de modèles sont couramment employés dans les travaux de recherche :

- La méthode directe, développée par F.Blaschke.
- La méthode indirecte, développée par K.Hasse.

#### II.4.1. Commande vectorielle directe

Une connaissance approfondie du vecteur flux est requis pour cette méthode, et elle doit être vérifiée, quel que soit le régime transitoire, grâce à la mesure directe ou à l'estimation du flux, il est possible d'identifier de manière précise la position du flux. La méthode est utilisée pour évaluer ou mesurer les variables couple et flux [19].

**II.4.1.1 Schéma bloc de la commande vectorielle directe**

La figure II.2 représente le schéma bloc de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone à double étoile [4].

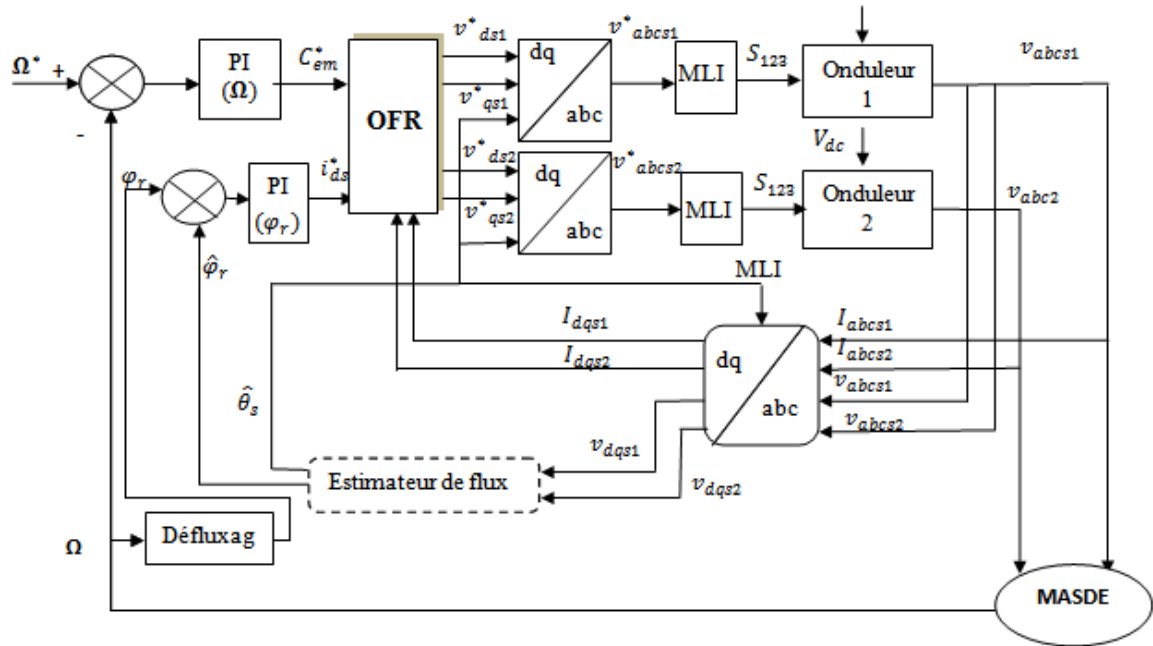


Figure II.2. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la MASDE.

**II.4.2. Commande vectorielle indirecte**

Le principe de cette technique de commande consiste à utiliser la position de flux rotorique et non pas son amplitude [16][18]

Les équations de la MASDE liées au champ tournant et à l'orientation du flux rotoriques sont utilisées pour obtenir les lois de commande, le schéma bloc de figure II.3. Représente une simplification de la commande à flux orienté sans réglage de vitesse[16].

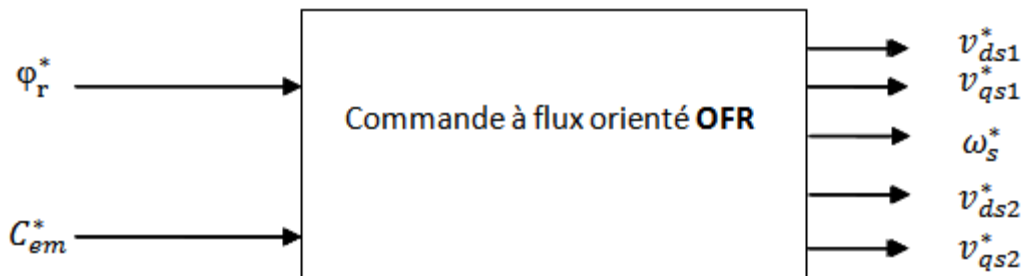


Figure II.3. Schéma synoptique de la commande à flux orienté (OFR) [16].

### II.4.2.1 Schéma bloc de la commande indirecte

La figure II.4 représente le schéma bloc de réglage de vitesse de la machine asynchrone double étoile commandée par la commande vectorielle indirecte.

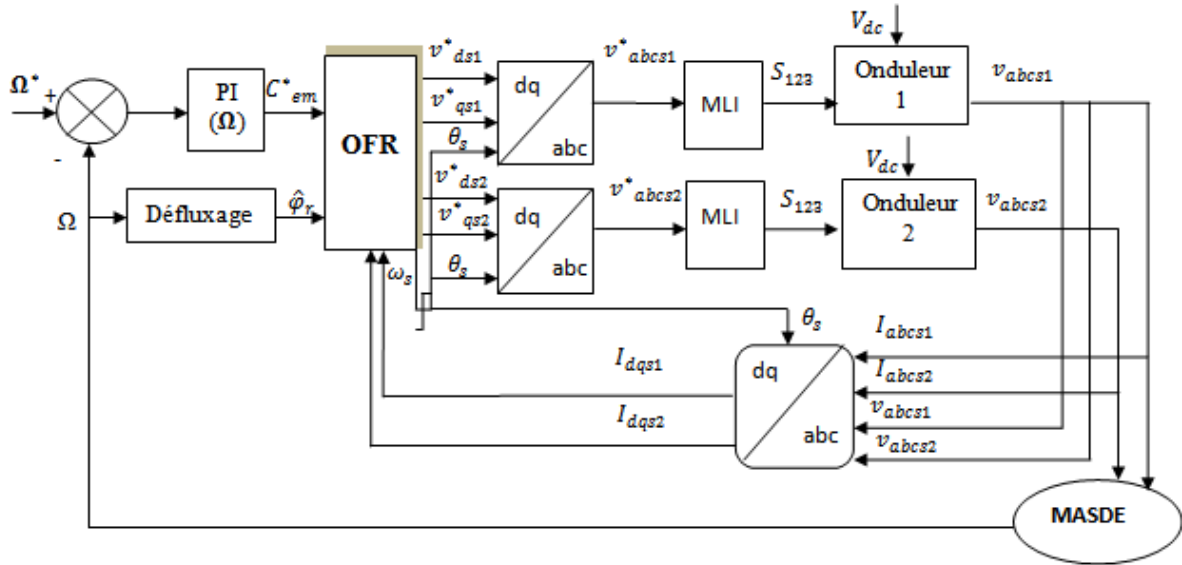


Figure II.4. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE.

## II.5. Principe de la commande vectorielle indirecte

Dans cette méthode, il n'est pas nécessaire d'utiliser un capteur de flux mais requiert l'utilisation d'un capteur de position (vitesse) du rotor. Elle offre la possibilité de réguler la vitesse en utilisant la contre-réaction et de contrôler le module de flux en utilisant la réaction. Les équations de la machine dans le repère rotor sont fournies par le système d'équations approprié [3][4] :

$$C_{ref} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_r (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (II.2)$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r + \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} \phi_r (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (II.3)$$

Si le fonctionnement est en régime permanent, on peut négliger la variation de  $\phi_r$ .

Alors, on peut écrire :

$$\phi_r = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (II.4)$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \phi_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (II.5)$$

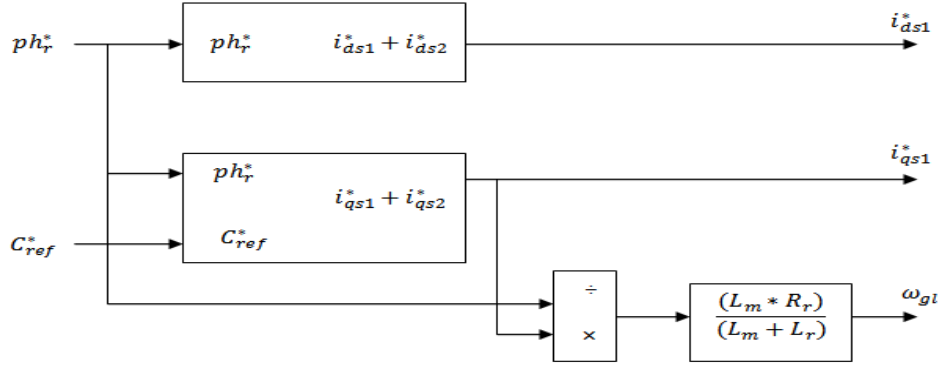


Figure II. 5. Schéma bloc de découplage par orientation de flux.

En partant du modèle de la MASDE [16][4] :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_s\phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_s\phi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_s\phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_s\phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl}\phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl}\phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

En posant  $\phi_{qr} = 0$  et  $\phi_{dr} = \phi_r$ , on a

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_s\phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_s\phi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_s\phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_s\phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_r}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_{gl}\phi_r \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Et les équations de flux :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) = \phi_r \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Les courants rotoriques sont créés en modifiant l'orientation du flux rotorique sur le système d'équation :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r + L_m} [\varphi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

En remplaçant (II.9) sur (II.8) alors on a :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m[i_{ds1} + i_{ds2} + \frac{1}{L_r + L_m}(\varphi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2}))] \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m[i_{qs1} + i_{qs2} - \frac{L_m}{L_r + L_m}(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m[i_{ds1} + i_{ds2} + \frac{1}{L_r + L_m}(\varphi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2}))] \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m[i_{qs1} + i_{qs2} - \frac{L_m}{L_r + L_m}(i_{ds1} + i_{ds2})] \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

On pose :  $\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}$  et  $\lambda_1 = L_{s1} + \eta L_r$ ,  $\lambda_2 = L_{s2} + \eta L_r$

Donc :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \varphi_r^* \\ \varphi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \varphi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \varphi_r^* \\ \varphi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Si  $\varphi_r^* = \text{constant}$  de (II.7) :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_r^*}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_{gl} \varphi_r^* \end{cases} \rightarrow \begin{cases} i_{dr} = 0 \\ i_{qr} = \frac{\omega_{gl} \varphi_r^*}{R_r} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

D'autre part on a :

$$\begin{cases} \varphi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \\ i_{qr} = \frac{\omega_{gl} \varphi_r^*}{R_r} = -\frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

En remplaçant les équations (II.9), (II.11) et (II.13) dans le système (II.7) on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1}i_{qs1} + T_r \omega_{gl}^* \varphi_r^*) \\ v_{qs1}^* = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ v_{ds2}^* = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2}i_{qs2} + T_r \omega_{gl}^* \varphi_r^*) \\ v_{qs2}^* = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Avec :  $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$  et  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

D'autre part dans les équations (II.13) en remplaçant par (II.9) on trouve :

$$\begin{cases} i_{qs1}^* + i_{qs2}^* = \frac{(L_m + L_r)}{p L_m \varphi_r^*} C_{em}^* \\ \omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \varphi_r^*} (i_{qs1}^* + i_{qs2}^*) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

A partir d'un couple électromagnétique de référence  $C_{em}^*$  et du flux de référence  $\varphi_r^*$  :

$$\begin{cases} C_{em}^* = \frac{pL_m}{L_m+L_r}(i_{qs1} + i_{qs2})\varphi_r^* \\ \varphi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Donc l'expression du couple et du flux nous donne :

$$\begin{cases} i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{(L_m+L_r) C_{em}^*}{pL_m\varphi_r^*} \\ i_{ds1} + i_{ds2} = \frac{\varphi_r^*}{L_m} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

$$\begin{cases} i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2} \\ i_{ds} = i_{ds1} + i_{ds2} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

$$\begin{cases} i_{qs1} = i_{qs2} = \frac{(L_m+L_r) C_{em}^*}{2 pL_m\varphi_r^*} \\ i_{ds1} = i_{ds2} = \frac{\varphi_r^*}{2 L_m} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Pour réaliser un découplage parfait les premières parties linéaires sont précises dans les systèmes d'équations et les boucles de régulation des courants statoriques sont ajoutées :

$$\begin{cases} v_{ds1l} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} \\ v_{qs1l} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} \\ v_{ds2l} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} \\ v_{qs2l} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Selon le système (II.20) les courants statorique ( $i_{ds1}, i_{ds2}, i_{qs1}, i_{qs2}$ ) sont directement liés aux tensions statorique ( $v_{ds1}, v_{ds2}, v_{qs1}, v_{qs2}$ ), les tensions statoriques de références ( $v_{ds1}^*, v_{ds2}^*, v_{qs1}^*, v_{qs2}^*$ ) à flux constant sont données pour compenser l'erreur introduite lors du découplage :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = v_{ds1l} - v_{ds1c} \\ v_{ds2}^* = v_{qs1l} + v_{qs1c} \\ v_{qs1}^* = v_{ds2l} - v_{ds2c} \\ v_{qs2}^* = v_{qs2l} + v_{qs2c} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Et :

$$\begin{cases} v_{ds1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r\omega_{gl}^* \varphi_r^*) \\ v_{qs1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ v_{ds2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r\omega_{gl}^* \varphi_r^*) \\ v_{qs2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

## II.6. Principe de la commande vectorielle directe

A partir des courants statoriques et la pulsation des courants rotoriques de la machine le flux est estimé et il est régulé par une contre réaction [4].

### II.6.1. Estimateur du flux

L'estimation du flux rotorique est exprimée par les équations des tensions du rotor tel que [4][21]:

( $V_{dr} = 0$ ) et ( $V_{qr} = 0$ ), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{drest} = -r_r i_{dr} + \omega_{gl} \varphi_{qrest} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qrest} = -r_r i_{qr} + \omega_{gl} \varphi_{drest} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Les équations des flux rotoriques ( $\varphi_{dr}$  et  $\varphi_{qr}$ ) sont obtenues à partir de :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r + L_m} [\varphi_{drest} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r + L_m} [\varphi_{qrest} - L_m (i_{qs1} + i_{qs2})] \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

En remplace (II.24) dans (II.23), on obtient l'équation (II.25)

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{drest} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{ds1} + i_{ds2}) - \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_{drest} + \omega_{sr} \varphi_{qrest} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qrest} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_{qrest} - \omega_{sr} \varphi_{drest} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Ainsi, l'estimation du module du flux rotorique est :

$$\varphi_{rest} = \sqrt{\varphi_{drest}^2 + \varphi_{qrest}^2} \quad (\text{II.26})$$

### II.7. Découplage par compensation

Le but de cette méthode est de réguler les courants en négligeant les termes de couplages qui seront ajoutés à la sortie des correcteurs de courant afin d'obtenir les tensions de référence requises pour le réglage.

En conséquence, il est nécessaire de définir de nouvelles variables  $v_{ds1l}$ ,  $v_{qs1l}$ ,  $v_{ds2l}$ ,  $v_{qs2l}$  ne sont affectées que par :  $i_{ds1}$ ,  $i_{qs1}$ ,  $i_{ds2}$ ,  $i_{qs2}$ , respectivement :

$$\begin{cases} v_{ds1l} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} \\ v_{qs1l} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} \\ v_{ds2l} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} \\ v_{qs2l} = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

$v_{ds1l}$ ,  $v_{qs1l}$ ,  $v_{ds2l}$ ,  $v_{qs2l}$  sont les termes de régulation.

L'expression (II.14) se transforme en :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = v_{ds1l} - v_{ds1c} \\ v_{ds2}^* = v_{qs1l} + v_{qs1c} \\ v_{qs1}^* = v_{ds2l} - v_{ds2c} \\ v_{qs2}^* = v_{qs2l} + v_{qs2c} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{ds1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r\omega_{gl} \varphi_r^*) \\ v_{qs1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ v_{ds2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r\omega_{gl} \varphi_r^*) \\ v_{qs2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (II.29)$$

Le schéma du bloc de découplage en tension **OFR** est obtenu à partir des équations (II.13), (II.19), (II.20) et (II.22) :

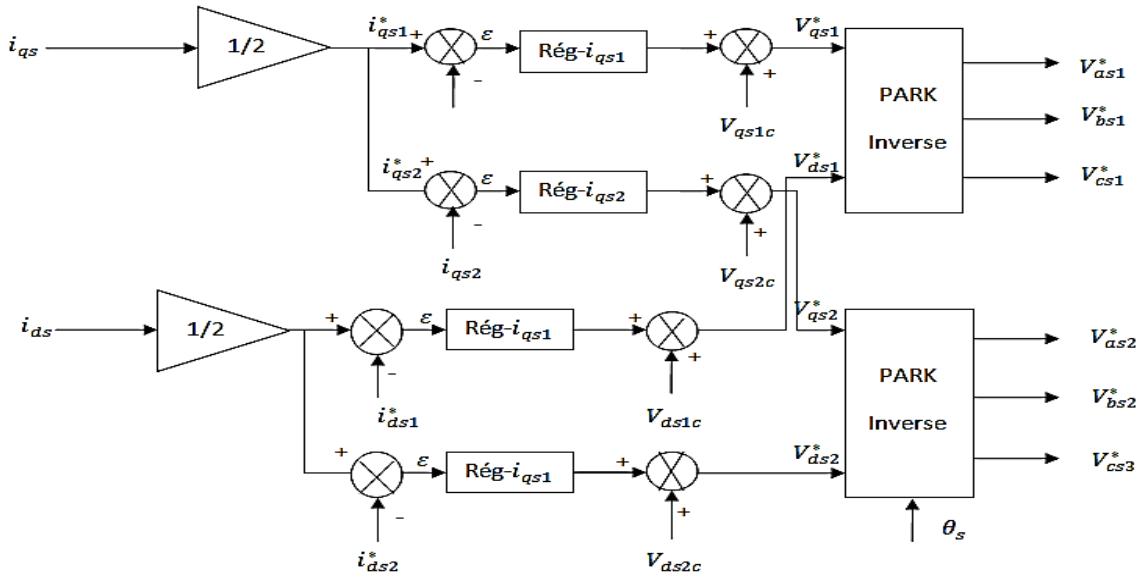


Figure II.6. Représentation schématique du bloc de découplage OFR.

## II.8. Etude des boucles de régulateur

Les lois de commande sont dérivées à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et à l'orientation du flux rotoriques. Le schéma bloc simplifié de la commande "a flux orienté" est représenté à la figure II.2. [16].

### II.8.1. Caractéristiques de régulateurs [7]

#### II.8.1.1. Stabilité

Si une entrée est bornée et que la sortie reste bornée, quelle que soit la perturbation, on dit que le système est stable. La stabilité peut également désigner la capacité d'un système à tendre ou à revenir à un état d'équilibre

#### II.8.1.2. Rapidité

Le temps de réaction d'un système à une variation de consigne est défini par sa rapidité. Le temps de réponse à 5 % la caractérise.

#### II.8.1.3. Précision :

L'écart en régime permanent est un indicateur de la précision d'un système.

### II.8.2. Identification des paramètres de Régulateur de courant

La fonction de transfert d'un régulateur PI se fait généralement de la manière suivante :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (II.30)$$

Dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs, la perturbation est ignorée.

Le système asservi utilise la fonction de transfert en boucle ouverte suivante :

$$G(s) = C(s) \cdot H(s) = \frac{K_{pi}S + K_{ii}}{s} * \frac{1/R_s}{\tau_s s + 1} = \frac{(K_{pi}S + K_{ii})/R_s}{(\tau_s S^2 + S)} \quad (II.31)$$

En boucle fermée on obtient :

$$F(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{\frac{(K_{pi}S + K_{ii})/R_s}{(\tau_s S^2 + S)}}{1 + \frac{(K_{pi}S + K_{ii})/R_s}{(\tau_s S^2 + S)}} = \frac{(K_{pi}S + K_{ii})/R_s}{S^2 + \left(\frac{K_{pi} + R_s}{R_s \tau_s}\right)S + \frac{K_{ii}}{R_s \tau_s}} \quad (II.32)$$

Par identification avec équation différentielle du 2<sup>ème</sup> ordre :

$$\frac{(K_{pi}S + K_{ii})/R_s}{S^2 + \left(\frac{K_{pi} + R_s}{R_s \tau_s}\right)S + \frac{K_{ii}}{R_s \tau_s}} = \frac{K}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (II.33)$$

Nous avons :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_n = \frac{K_{pi} + R_s}{R_s \tau_s} \\ \omega_n^2 = \frac{K_{ii}}{R_s \tau_s} \end{cases} \quad (II.34)$$

Donc :

$$\begin{cases} K_{pi} = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot R_s \cdot \tau_s - R_s \\ K_{ii} = \omega_n^2 \cdot R_s \cdot \tau_s \end{cases} \quad (II.35)$$

La figure II.7 représente un schéma de la boucle de régulation des courants statorique:

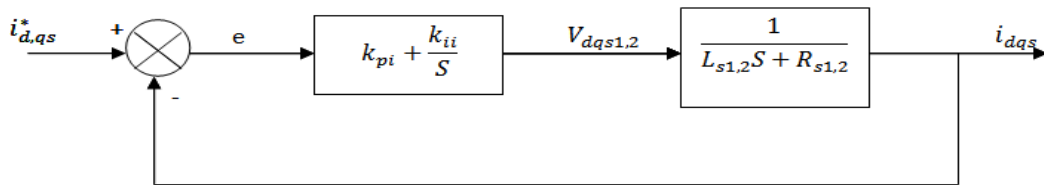


Figure II.7. Schéma de régulation des courants [4].

On prend :  $\tau = \frac{\pi}{6}$  : La constante de temps électrique (rotorique) du système doit être égale à

$\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$  pour avoir une dynamique du processus rapide

### II.8.3. Identification des paramètres de régulateurs de vitesse

Le schéma suivant présentée la boucle de régulateur de vitesse figure II.8.

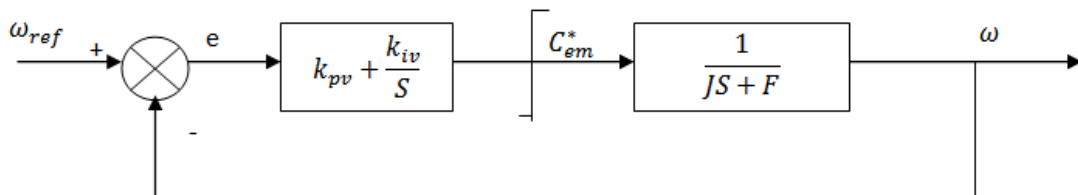


Figure II.8. Boucle de régulateurs de vitesse.

Le régulateur PI-classique est déterminé en utilisant l'équation mécanique du moteur, qui présente la forme suivante dans le plan de la place [3][23].

L'identification de ce système est donnée par :

$$\begin{cases} k_{pv} = J/\tau \\ k_{iv} = F/\tau \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

#### II.8.4. Identification des paramètres de régulateurs de flux

Le système de régulateurs de flux rotorique est représenté par les schéma fonctionnel suivant Figure II.9. :

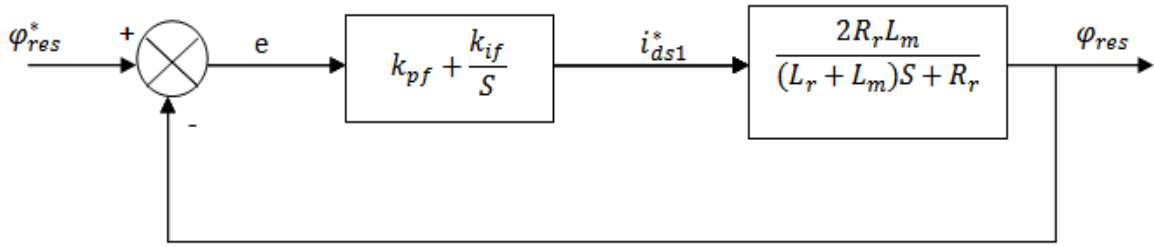


Figure II.9. Schéma fonctionnel de régulateur de flux rotorique.

Cette identification nous donne [10] :

$$\begin{cases} k_{pf} = \frac{(L_r + L_m)}{2R_r L_m \tau} \\ k_{if} = \frac{1}{2L_m \tau} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

#### II.8.5. Défluxage

Le bloc de défluxage consiste à la détermination de la composante de flux rotorique à partir de la vitesse de rotation en utilisant un capteur de vitesse. Cependant, le bloc de défluxage est défini par la fonction non linéaire mentionnée si dessous, car le flux ne peut pas être directement mesuré et contrôlé[17].

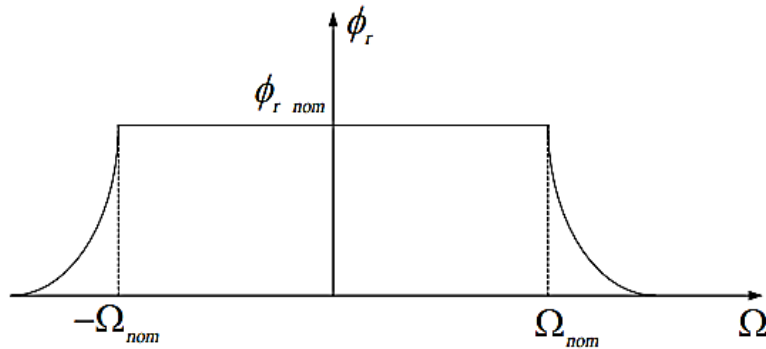


Figure II.10. Schéma fonctionnel de régulateur de flux rotorique [6].

$$\begin{cases} \phi_r = \phi_{nom} & \text{pour } |\Omega| \leq |\Omega_{nom}| \\ \phi_r = \frac{|\Omega_{nom}|}{|\Omega|} & \text{pour } |\Omega| \geq |\Omega_{nom}| \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

## II.9. Résultats de simulation

Dans ce chapitre on a simulé la MASDE alimenté par un onduleur de tension à MLI sinus-triangle équipée une fois à une commande vectorielle indirecte et autre fois à une commande vectorielle direct.

Les résultats de simulation sont obtenus pour les différents méthodes de la commande vectorielle, ils sont exposés respectivement ci-dessous :

### II.9.1. Résultats de la méthode indirecte

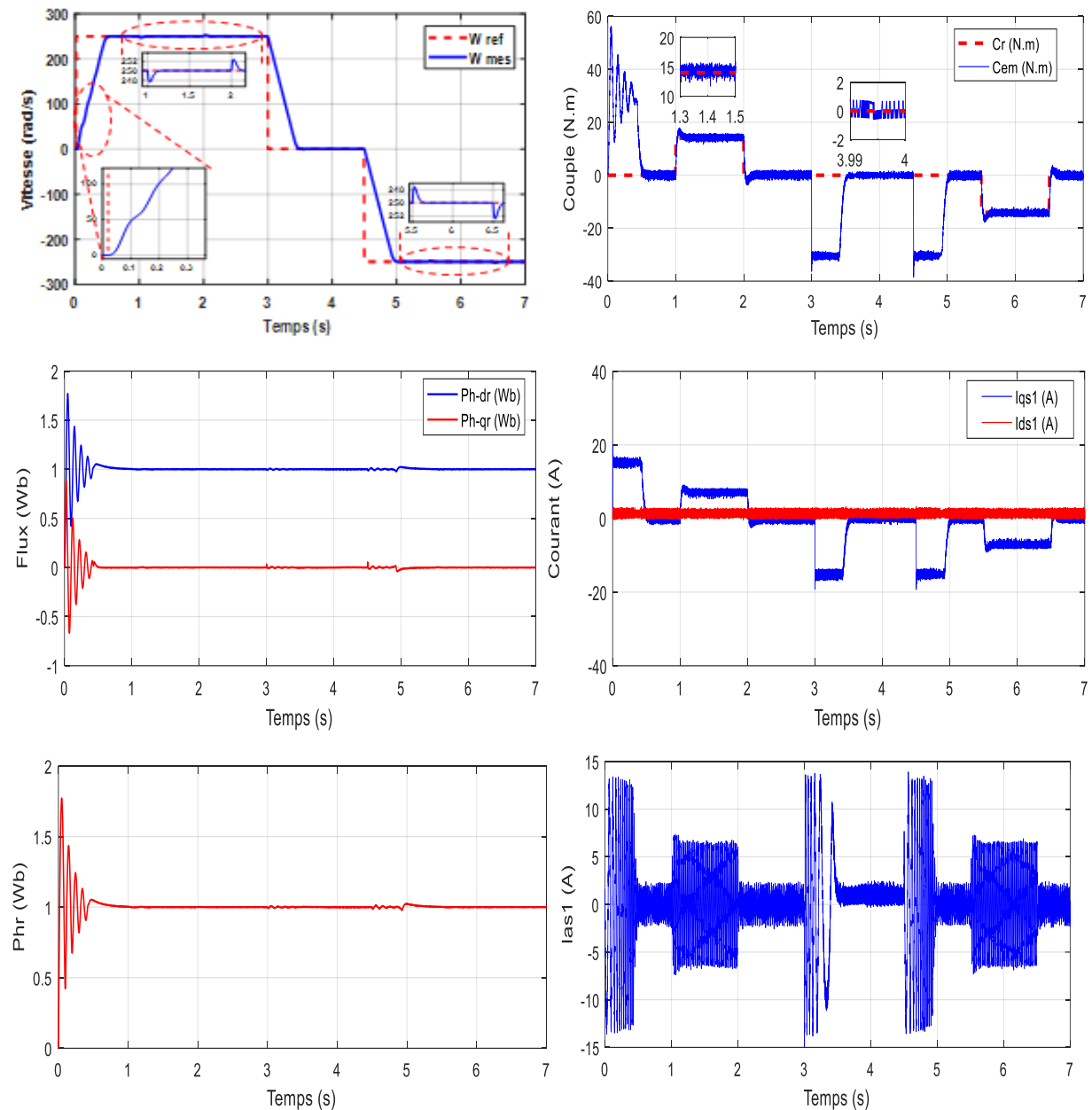


Figure II.11. Résultats de la commande vectorielle indirecte.

### II.9.1.1. Interprétation des résultats de la méthode indirecte

La méthode indirecte de commande vectorielle de la MASDE a été visualisée par un échelon d'une vitesse de référence qui vaut 250 rad/s. Pour cette dernière on applique un couple de charge égale à 14N.m dans l'intervalle de temps  $t = [1 ; 2]$ s. Ensuite le moteur freine dans l'intervalle de temps  $[3; 4.5]$ s. Puis, dans  $t = [4.5 ; 7]$ s on a inversées le sens de rotation de vitesse à -250rad/s, et à l'instant  $t = 5.5$ s on applique une charge de -14N.m pour que la machine fonctionne en moteur.

- Au démarrage lors du fonctionnement à vide la vitesse atteint la valeur de consigne après un temps de réponse de 0.54s avec une erreur statique nulle et sans dépassement, au freinage la vitesse diminue à une valeur nulle.
- La valeur max de couple électromagnétique vaut 56(N.m) à  $t = 0.05$ s ensuite, il se stabilise approximativement à 0N.m à cause des frottements.
- Le courant du stator  $i_{as1}$  prend une forme sinusoïdale avec un pic de courant de 13A au démarrage.
- Au régime transitoire le courant du stator  $i_{qs1}$  se stabilise à une valeur oscille autour de 0 A, lorsqu'on applique la charge il prend une valeur de 7A.
- Le courant  $i_{ds1}$  est approximativement égal à 1.4A dont on voit des ondulations autour de sa valeur.

$$C_{em} = (\varphi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \varphi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2}))$$

$$\text{Avec : } \varphi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2}) = 0 \text{ et } i_{qs1} = i_{qs2}$$

$$\text{Donc : } C_{em} = \varphi_r(i_{qs1} + i_{qs2})$$

$$\text{On tire : } i_{qs1} = \frac{1}{2} \left( \frac{C_{em}}{\varphi_r} \right) = \frac{C_{em}}{2} = \frac{14.9}{2} = 7.45A$$

Alors que le courant  $i_{qs1}$  suit le couple  $C_{em}$  selon la relation  $C_{em} = K \cdot i_{qs1}$  (avec :  $K=2$ ).

- Au démarrage  $\varphi_{dr}$  et  $\varphi_{qr}$  prends une forme oscillatoire, et en régime permanent ils se stabilisent selon les conditions d'orientation de flux rotorique ( $\varphi_{dr} = \varphi_r = 1$  et  $\varphi_{qr} = 0$ ). Les valeurs des flux sur les deux axes direct et quadrature, sont strictement établies, peu importe la charge appliquée.
- Suivant les conditions d'orientation de flux rotorique  $\varphi_r$  s'établi à une valeur de 1(N.m).
- Lors de l'inversement de la vitesse cette dernière suit la vitesse de référence et atteint la valeur de -250rad/s en 0.54s, à l'instant  $t = 5.5$ s on applique une charge de -14N.m pour que la machine fonctionne en moteur, on voit alors une légère augmentation après 0.05s la vitesse reprend sa valeur, à l'instant 6.5s on enlève la charge appliquée et on voit une légère diminution de 0.05s avant qu'elle rejoint à nouveau sa valeur.

II.9.1.2. Test de robustesse

Pour tester la robustesse de la méthode indirecte, nous avons procédé à une variation de la résistance rotorique de 25% allant jusqu'à 100%. Dans cet essai le moteur fonctionne à vide et nous avons imposé une vitesse de référence de 250 rad/s.

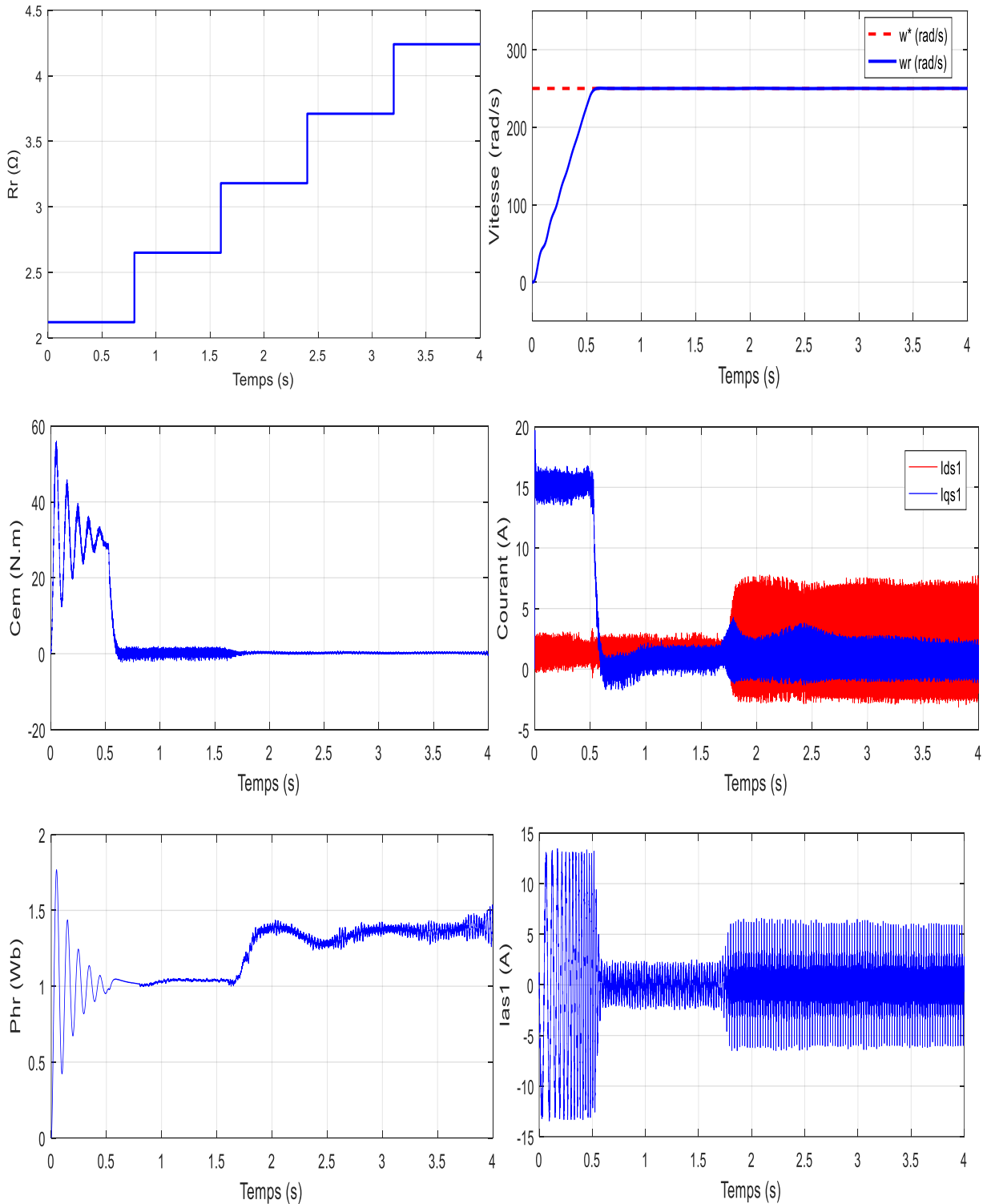


Figure II.12. Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.

### II.9.1.3. Interprétation des résultats

La figure ci-dessus présente les caractéristiques de la MASDE testé par la variation de la résistance rotorique, tel que la vitesse rotorique suit sa référence avec des ondulations, le couple et les deux courants des axes directe et quadrature prennent une forme oscillatoire autour de zéro en régime permanent, tandis que le flux rotorique perde sa stabilité et il oscille autour de 1.5Wb et cela montre que cette variation affecte sur les conditions d'orientation de flux rotorique.

### II.9.2. Résultats de la méthode directe

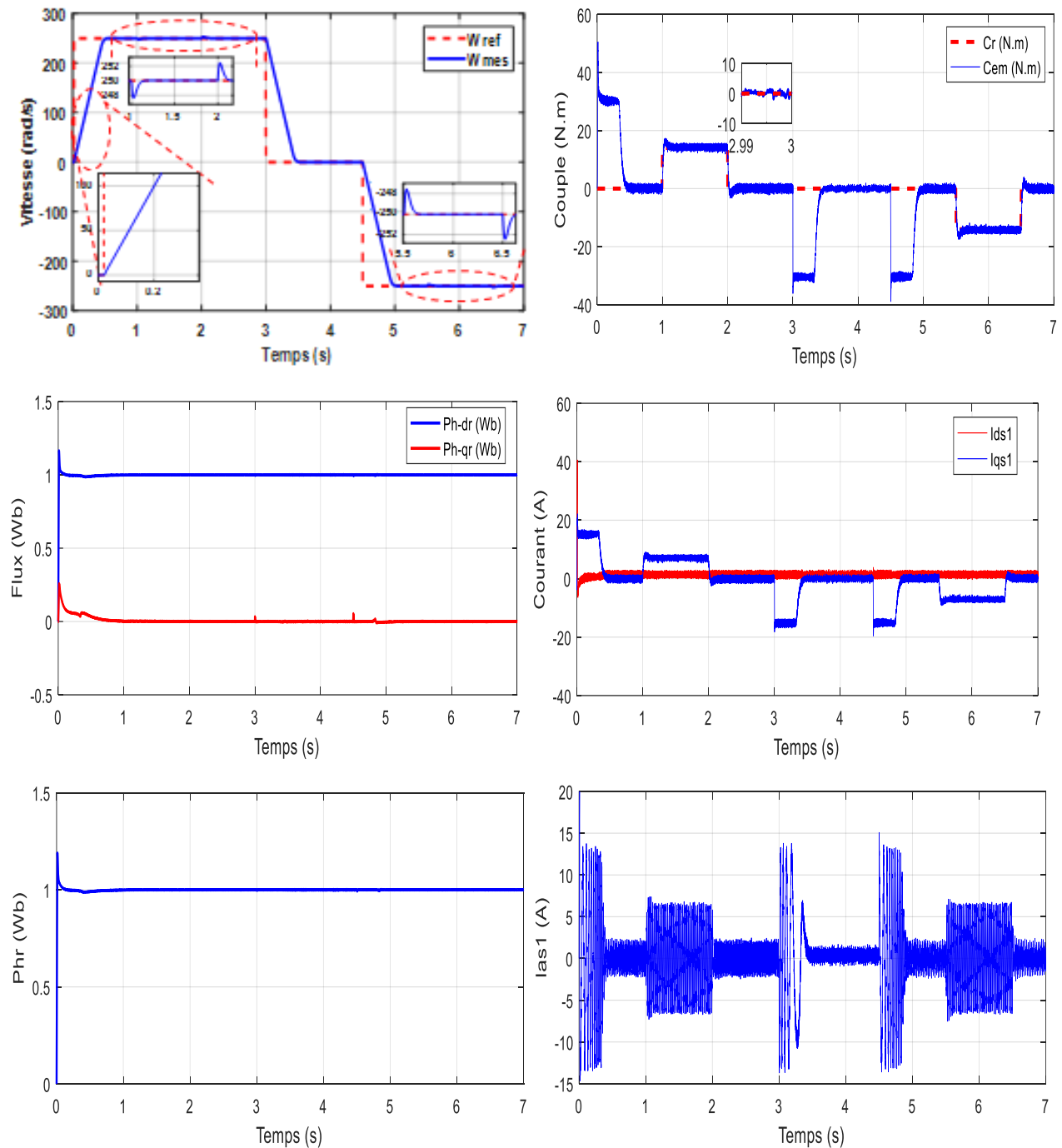


Figure II.13. Résultats de la commande vectorielle directe.

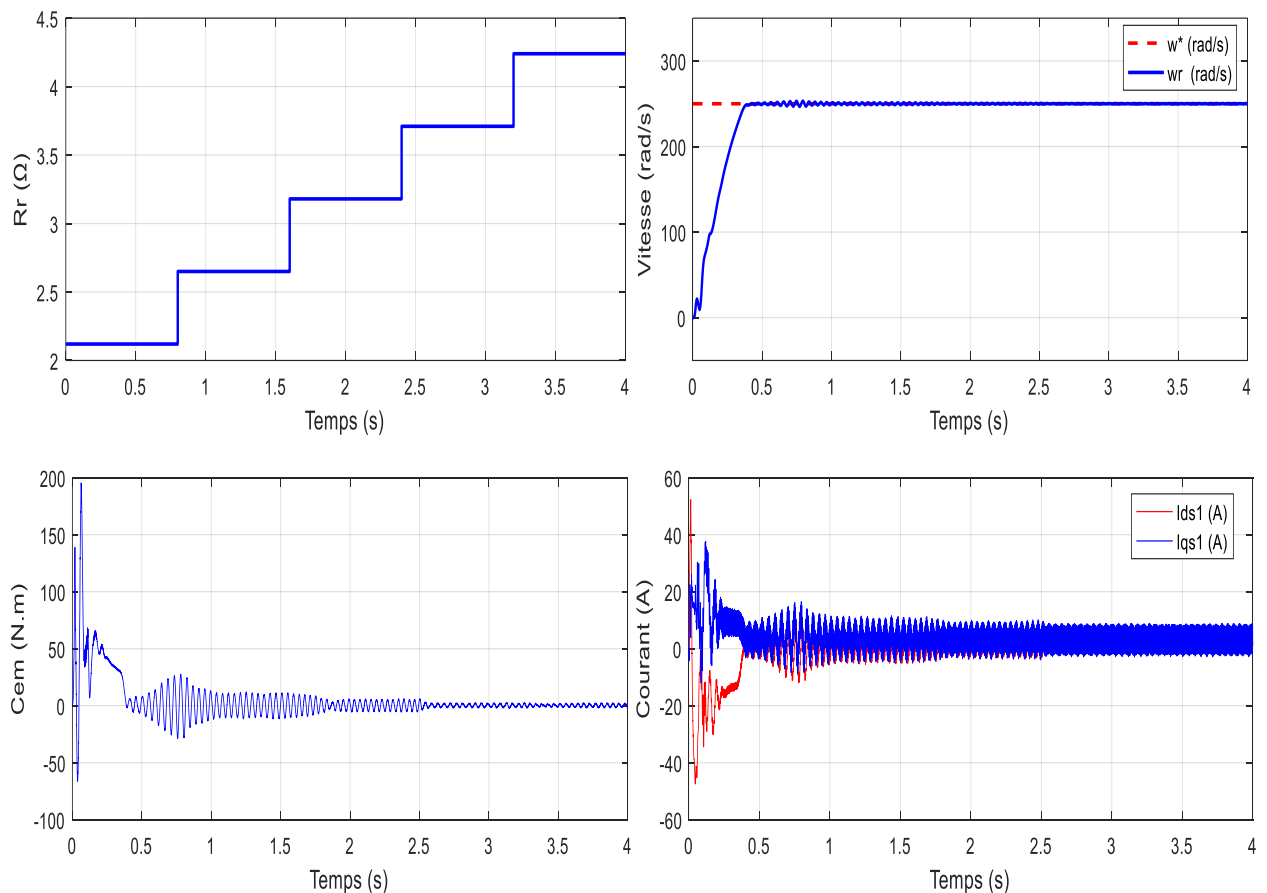
### II.9.2.1. Interprétation des résultats de la méthode directe

Les résultats de la méthode directe de la MASDE ont été visualisés sous le même scénario que la méthode indirecte.

- Pour le sens direct de rotation, la vitesse atteint aussi sa valeur de référence après 0.5s et sans dépassement, le couple atteint au démarrage 51N.m puis il se stabilise en régime permanent, le courant statorique  $i_{as1}$  prend une forme sinusoïdale avec une valeur de courant de démarrage égal 13.4A. Le courant  $i_{qs1}$  prend la même forme que le couple électromagnétique. Le flux  $\varphi_{dr}$  et  $\varphi_{qr}$  ont aussi la même forme, tel que  $\varphi_{dr}$  oscille puis il se stabilise au tour de 1Wb, et  $\varphi_{qr}$  oscille et se stabilise au tour de 0Wb.
- Pour le sens inverse, la vitesse suit sa référence (-250rad/s), le couple dans ce cas égale à -38N.m puis il oscille au tour de zéro en régime permanent. Les flux rotoriques se stabilisent selon les consignes de leur orientation. Le courant  $i_{as1}$  garde sa forme sinusoïdale.

### II.9.2.2. Test de robustesse

Le teste de robustesse a été effectué dans la méthode directe suivant le même scénario que la méthode indirecte.



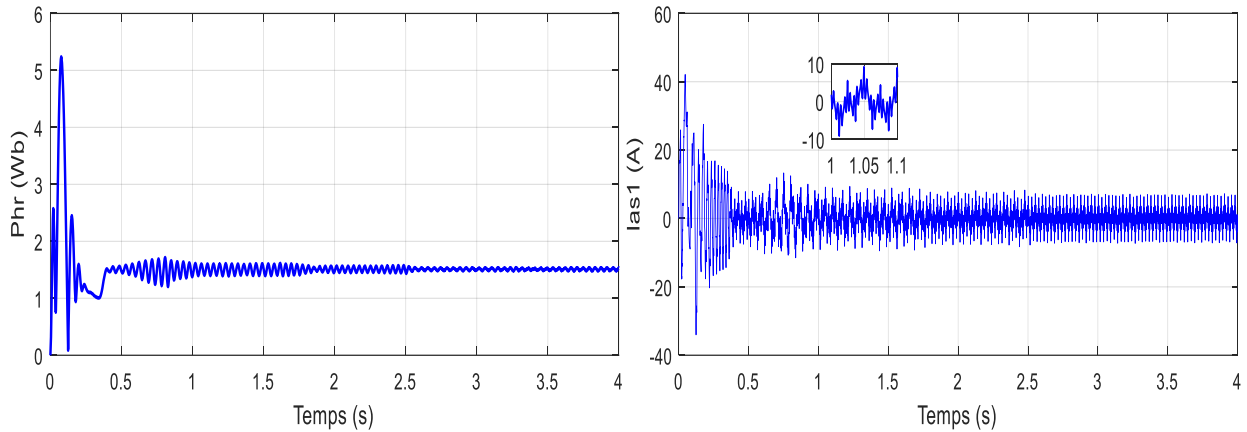


Figure II.14. Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.

### II.9.2.3. Interprétation des résultats

La figure ci-dessus présente les caractéristiques de la MASDE testé par la variation de la résistance rotorique, tel que la vitesse rotorique suit sa référence avec des ondulations, le couple et les deux courants des axes directe et quadrature prennent une forme oscillatoire autour de zéro en régime permanent, tandis que le flux rotorique perde sa stabilité et il oscille autour de 1.5Wb et cela montre que cette variation affecte sur les conditions d'orientation de flux rotorique.

## II.10. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présentés les deux méthodes direct et indirect de la commande par orientation de flux rotorique de la MASDE, cette technique de commande permet la séparation de la commande de flux et celle de couple en orientant le flux sur l'axe directe et cela nous permet de réduire le problème du fort couplage existant entre ces deux dernières grandeurs et donc l'assurances du découplage.

Les résultats de simulations montrent la validité de cette commande et la rapidité de la méthode directe en la comparant avec la méthode indirecte, elle apporte un peu d'amélioration en régime transitoire par rapport à la méthode indirecte. Le teste de robustesse montre que la commande vectorielle n'est pas robuste, pour cela on propose dans le prochain chapitre d'appliquer la technique de la commande par mode glissant et tester sa robustesse.

# **Chapitre III :**

*Commande par mode glissant  
de la machine asynchrone à  
double étoile*

### III.1. Introduction

Dans ce chapitre nous avons présenté la structure variable par mode glissant de moteur asynchrone double étoile dans le but d'obtenir de bonnes performances même en présence des perturbations, le domaine de la commande des machines électriques est développé de plus en plus vers l'utilisation des méthodes des commandes robustes. Ces méthodes évoluent avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Cela permet des processus industriels de grande qualité, Pour améliorer les performances du système à commander, on a appliqué des techniques de réglage par exemple nous pouvons mentionner la commande floue, la commande adaptative, la commande par mode de glissement...etc[4][24].

A partir des années 1980, les systèmes à structure variable sont devenus intéressants et attractifs grâce à la commande par mode de glissement. C'est l'une des méthodes de contrôle des systèmes non linéaires et des systèmes avec des modèles imprécis. La conception en mode glissant consiste essentiellement à établir trois étapes [1][25] :

- Le choix de la surface de commutation.
- Élément de convergence.
- Calcul de la commande.

En règle générale, la commande classique à régime glissant à structure variable est constituée de deux éléments : une commande équivalente et une composante discontinue.

On présente aussi dans ce chapitre quelque notion fondamentale de la commande à structure variable et concept de base de la théorie de mode glissant et donnée une application à la machine, Finalement on présente les résultats de simulation [3][24].

### III.2. Principe de la commande par mode glissant

Le mode de contrôle par glissement implique de diriger la trajectoire d'état d'un système vers la surface Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface, et d'effectuer une commutation autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, ce qui entraîne le phénomène de glissement [24][26].

#### III.2.1. Systèmes à structures variables

Un système variable est un système dont la structure varie pendant son activité. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Dans le plan de phase, la trajectoire est composée de trois parties distinctes [24]:

- **Mode de glissement (MG) :**Le mode où la variable d'état atteint la surface de glissement et se dirige vers l'origine du plan de phase est connu. Le fonctionnement de ce mode se distingue par la mesure de la surface de glissement  $S(x_1, x_2)$ .

- **Mode de convergence (MC) :** C'est le processus pendant lequel la variable à ajuster se déplace depuis n'importe quel point initial dans le plan de phase et se dirige vers la surface de commutation  $S(x_1, x_2) = 0$ . La loi de commande et le critère de convergence caractérisent ce mode.
- **Mode du régime permanent (MRP) :** Ce mode est ajouté pour étudier la réponse du système autour de son point d'équilibre et est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

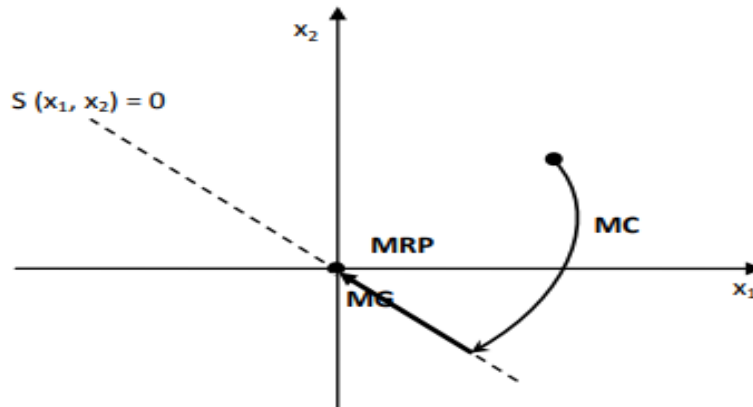


Figure III.1. Les différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase [24].

### III.3. Conception de la commande par mode glissant

Les avantages de la commande par mode glissant sont importants et multiples, la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, la robustesse... etc. Cela lui offre une grande adaptabilité pour les systèmes avec un modèle imprécis, dans ce cas la structure de contrôle comporte deux parties : la première partie continue représentant la dynamique du système pendant le mode glissant et la deuxième partie discontinue représentant la dynamique du système pendant le mode de convergence[26].

La synthèse d'une loi de commande par modes glissants comprend trois phases :

#### III.3.1. Choix de la surface de glissement

On considère le modèle d'état suivante [1]:

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

Où :  $[X] \in \mathbb{R}^n$  le vecteur d'état,  $[U] \in \mathbb{R}^m$  le vecteur de commande avec  $n > m$  généralement. Le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande  $[U]$ .

L'équation générale pour la surface de glissement, qui assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, est représentée par [24] :

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

$x$ : la variable à réguler.

$e(x)$ : L'écart concernant les variables à régler  $e(x) = y - y_d$

$\lambda$  : Le vecteur constant positif qui représente la bande passante du contrôle souhaité.

$r$  : degré relatif, il s'agit du plus petit entier positif qui indique le nombre de fois qu'il faut dériver pour permettre l'apparition de la commande.

Cette expression présente l'avantage de pouvoir déterminer l'état du système en utilisant des filtres passe-bas de premier ordre. Effectivement, en utilisant «  $p = \frac{d}{dt}$  » opérateur de Laplace », nous obtiendrons « $r$ » des éléments de filtres qui créent l'écart entre l'état du système et l'état désiré [27].

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

Dans le plan de phase, les conditions de convergence permettent à la dynamique du système de se diriger vers la surface de glissement. Nous mentionnons deux conditions [26][27]:

- **Condition directe de commutation**

C'est la condition de convergence la plus ancienne et la première, proposée par Emilyanov et Utkin, Il l'exprime de cette manière :

$$\begin{cases} \dot{S}(x) < 0 \text{ lorsque } S(x) > 0 \\ \dot{S}(x) > 0 \text{ lorsque } S(x) < 0 \end{cases} \quad \text{(III.3)}$$

Nous avons :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad \text{(III.4)}$$

- **Fonction de LYAPUNOV**

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$ , Dans le cas des variables d'état du système, il est nécessaire de sélectionner une loi de commande qui diminuera cette fonction  $\dot{V}(x) < 0$ . On utilise cette méthode afin d'améliorer les performances de la commande, d'étudier la robustesse et la stabilité des systèmes non linéaires [1][27].

La fonction de LYAPUNOV est définie de la manière suivante :

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

La dérivation de (III.5) donne :

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

Afin de faire décroître la fonction  $V(x)$ , il faut simplement que sa dérivée soit négative  $S(x)\dot{S}(x) < 0$ . Cela ne peut être vérifié que si la condition(III.3) est effectivement vérifiée [24][1].

### III.3.3. Détermination la loi de la commande

Quand on choisit la surface de glissement et le critère de convergence, on doit déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à régler vers la surface, puis vers son point d'équilibre, en préservant la condition d'existence du mode glissant.

La structure de la commande comporte deux parties, une concernant la linéarisation exacte ( $U_{eq}$ ) et l'autre la stabilité, on accorde une grande importance à cette dernière dans le domaine de la commande par mode de glissant. Car elle sert à l'élimination des effets d'imprécision du modèle et à éviter les perturbations extérieures, donc la commande totale est donnée par [24][26] :

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

$U_{eq}$  : Cette commande est proposée par Filipov. Elle a pour fonction de maintenir la variable à contrôler à la surface de glissement  $S(x) = 0$ .

$U_n$  : Est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système.

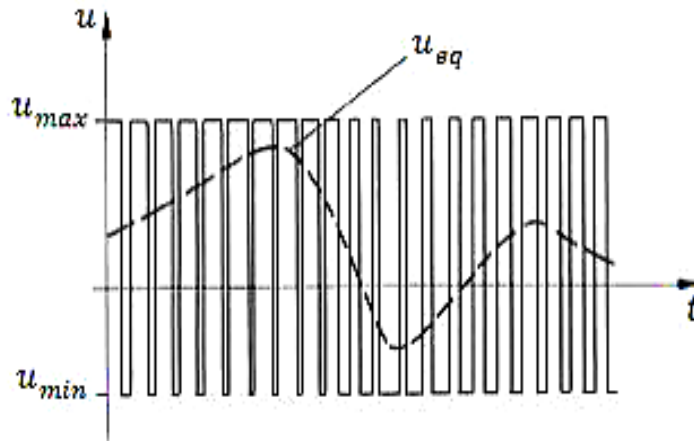


Figure III.2. Commande équivalente et réelle [17].

### III.4. Expression analytique de la commande

On s'intéresse à déterminer l'expression analytique de la commande équivalente pour les systèmes définie dans l'espace d'état

L'expression analogique de la commande U est recherchée.

La surface  $S(x)$  est dérivée de :

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

En remplace l'équation (III.1) et (III.3) dans cette dernière (III.8), on trouve :

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

La dérivée de la surface est nulle en mode de glissement et en régime permanent car la surface est égale à zéro, nous obtenons :

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

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

$$\frac{\partial s}{\partial x} [B] \neq 0 \quad (III.11)$$

Pendant la convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.10), on obtient :

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

D'après la condition d'attractivités on obtient :

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

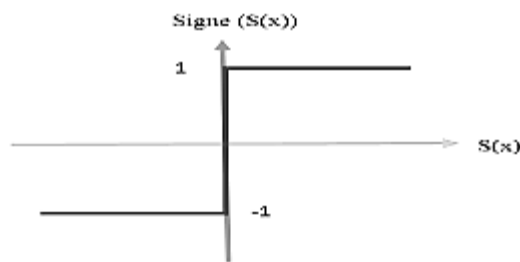
Pour répondre à cette condition, le signe de ' $U_n$ ' doit être inversé à celui de  $S(x) \frac{\partial s}{\partial x} [B]$ . La commande discontinue peut prendre la forme la plus simple en utilisant une fonction *sign* (Figure III.3.).

$$U_n = K_x \text{sign } S(x) \quad (III.14)$$

$K_x$  est différent par rapport  $\frac{\partial s}{\partial x} [B]$ .

La fonction *sign* ( $S(x)$ ) présenté par :

$$\text{Sign } (S(x)) = \begin{cases} 1 & \text{si } S(x) > 0 \\ -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (III.15)$$



**Figure III.3.** Fonction *sign*[1].

### **III.5. Types de commutation des systèmes à structure variable**

Dans les systèmes à structure variable il existe trois configurations de base pour synthétiser les différentes lois de commande. La première est la structure la plus simple, appelée la structure par commutation au niveau de l'organe de commande et la deuxième la structure de la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état, puis la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

### III.5.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Cette structure est la plus utilisée, elle correspond à fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance qui sont utilisés dans la plupart d'applications pour les variateurs de vitesse. Et elle a été employée pour la commande des moteurs pas à pas. La figure III.4 est représenté le schéma de cette structure.

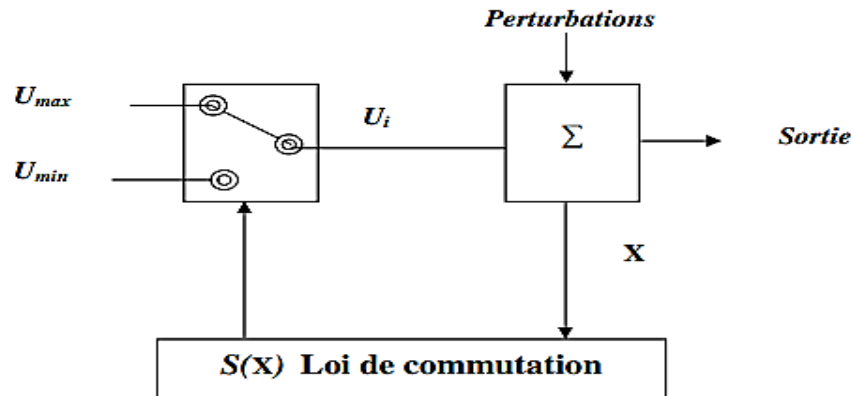


Figure III.4. Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande [26].

### III.5.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

La figure III.5 est représenté un système de réglage à structure variable de changement d'une telle structure se fait par commutation d'une contre réaction d'état variable, elle est réalisée par les gains de réglage. Cette structure est la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande [26].

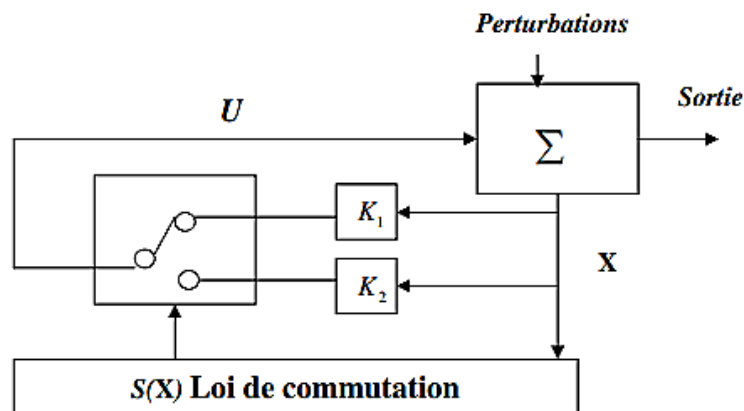


Figure III.5. Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état [26].

### III.5.3. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec commande équivalente

Le principe de ce dernier est montré sur la figure III.6 qui représente le changement de la structure se fait par commutation au niveau de l'organe de commande avec la commande équivalente. L'organe de cette commande est beaucoup moins sollicité, l'expression de cette commande est indépendante de la variation paramétrique [26][4].

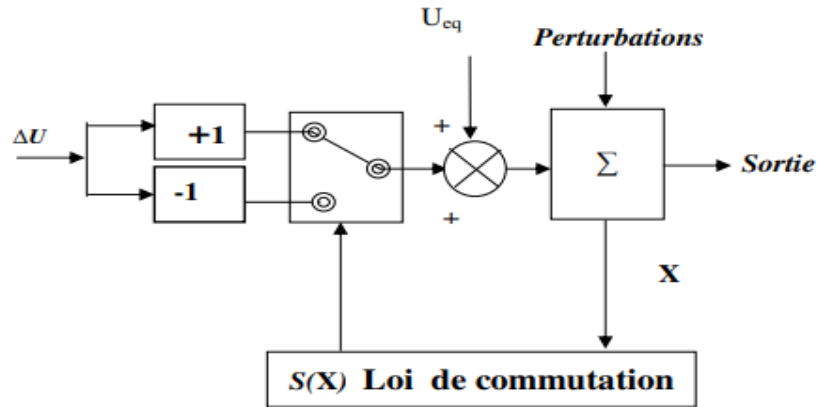


Figure III.6. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente [26].

### III.6. Régimes de glissement

En théorie, la trajectoire de mode glissant correspond parfaitement à l'équation  $s(x)=0$ , et l'organe de commutation est considéré comme insensible aux bruits, il est possible de distinguer deux modes [27] :

#### III.6.1. Régime glissement réel

La plupart de temps l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des défauts tels que les retards de commutation, Le régime glissant maintient sa trajectoire de phase près de la surface de commutation ce qui donne des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et cependant sa stabilité. La figure III.7 est représenté le cas de mode glissant réel [1][27].

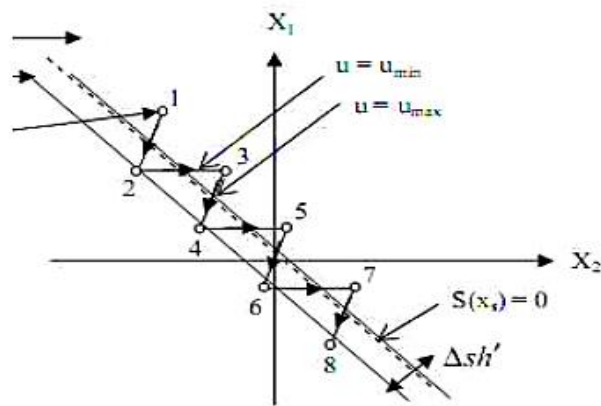


Figure III.7. Cas de mode glissant réel [27].

#### III.6.2. Régime glissement idéal

Le régime glissant idéal est caractérisé par une oscillation de fréquence infinie et une amplitude nulle.

### III.7. Différents régulateurs de la commande par mode de glissement

Pour appliquer cette stratégie de commande, tout d'abord il est nécessaire de déterminer la surface et le degré relatif de la variable à réguler. Cette variable c'est la vitesse [4].

### III.7.1. Surface de régulation de la vitesse

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

$$S(w_r) = w_r^* - w_r \quad (III.16)$$

$$\text{On a: } \Omega = \frac{w_r}{p} \quad (III.17)$$

La surface dérivée est représentée par :

$$\dot{S}(w_r) = \dot{w}_r^* - \dot{w}_r \quad (III.18)$$

La vitesse dans le système d'équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds1}^* = \frac{1}{L_{s1}} (V_{ds1}^* - L_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*)) \\ i_{qs1}^* = \frac{1}{L_{s1}} (V_{qs1}^* - L_{s1} i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*)) \\ i_{ds2}^* = \frac{1}{L_{s2}} (V_{ds2}^* - L_{s2} i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*)) \\ i_{qs2}^* = \frac{1}{L_{s2}} (V_{qs2}^* - L_{s2} i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*)) \\ \dot{\Omega} = \frac{1}{J} (P \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_r^* - f \cdot \Omega - C_r) \\ \dot{\phi} = -\frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r + \frac{R_r \cdot L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \end{array} \right. \quad (III.19)$$

Devient :

$$\dot{w}_r = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_r^* - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{p}{J} C_r \quad (III.20)$$

En posant  $(i_{qs1} + i_{qs2}) = i_{qs}$ , donc on a :

$$\dot{w}_r = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} i_{qs} \phi_r^* - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{p}{J} C_r \quad (III.21)$$

En remplaçant le courant de commande  $i_{qs}^* = i_{qseq} + i_{qsn}$  au courant  $i_{qs}$  :

$$\dot{S}(w_r) = \dot{w}_r^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} i_{qseq} \phi_r^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} i_{qsn} \phi_r^* - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{p}{J} C_r \quad (III.22)$$

Pendant le mode de glissant et le régime de permanent nous avons :

$$S(\omega_r) = 0 \text{ et donc } \dot{S}(\omega_r) = 0 \text{ } i_{qsn} = 0, \text{ on a :}$$

$$i_{qseq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \cdot \phi_r^*} [\dot{w}_r^* + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{p}{J} C_r] \quad (III.23)$$

Pendant le mode de convergence, la condition  $S(x)\dot{S}(x) < 0$  doit être vérifié, on a :

$$\dot{S}(w_r) = -\frac{p^2}{J} \frac{L_m \phi_r^*}{L_m + L_r} \cdot i_{qsn} \quad (III.24)$$

$$\text{Avec : } i_{qsn} = K_{wr} \frac{s(w_r)}{|s(w_r)| + \xi_{wr}} \quad (III.25)$$

### III.7.2. Surface de régulateur de flux rotorique

En prenant la même surface de la vitesse :

$$S(\varphi_r) = \varphi_r^* - \varphi_r \quad (III.26)$$

La dérive de la surface :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* - \dot{\varphi}_r \quad (III.27)$$

En utilisant la formule  $i_{ds} = i_{ds1} + i_{ds2}$ , et En remplaçant l'équation de  $\varphi_r$  dans l'équation (III.28) :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r \cdot L_m}{L_m + L_r} i_{ds} \quad (III.28)$$

En remplaçant le courant de commande  $i_{ds}^* = i_{dseq} + i_{dsn}$  au courant  $i_{ds}$  :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r \cdot L_m}{L_m + L_r} i_{dseq} - \frac{R_r \cdot L_m}{L_m + L_r} i_{dsn} \quad (III.29)$$

Pendant le mode de glissant et le régime de permanent nous avons :

$S(\varphi_r) = 0$  et donc  $\dot{S}(\varphi_r) = 0$   $i_{dsn} = 0$ , on a :

$$i_{dseq} = \frac{L_m + L_r}{L_m \cdot R_r} \left[ \dot{\varphi}_r^* + \frac{L_m \varphi_r}{L_m + L_r} \right] \quad (III.30)$$

Pendant le mode de convergence, la condition  $S(x)\dot{S}(x) < 0$  doit être vérifié, on a :

$$\dot{S}(\varphi_r) = - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} \cdot i_{dsn} \quad (III.31)$$

$$\text{Avec : } i_{dsn} = K_{\varphi_r} \frac{s(\varphi_r)}{|s(\varphi_r)| + \xi_{\varphi_r}} \quad (III.32)$$

### III.7.3. Surface de régulation des courants statoriques

Les surfaces suivantes sont prises :

$$\begin{cases} s(i_{ds1}) = i_{ds1}^* - i_{ds1} \\ s(i_{qs1}) = i_{qs1}^* - i_{qs1} \\ s(i_{ds2}) = i_{ds2}^* - i_{ds2} \\ s(i_{qs2}) = i_{qs2}^* - i_{qs2} \end{cases} \quad (III.33)$$

Et leurs dérivés :

$$\begin{cases} \dot{s}(i_{ds1}) = \dot{i}_{ds1}^* - \dot{i}_{ds1} \\ \dot{s}(i_{qs1}) = \dot{i}_{qs1}^* - \dot{i}_{qs1} \\ \dot{s}(i_{ds2}) = \dot{i}_{ds2}^* - \dot{i}_{ds2} \\ \dot{s}(i_{qs2}) = \dot{i}_{qs2}^* - \dot{i}_{qs2} \end{cases} \quad (III.34)$$

On remplace (III.20) dans (III.35), on obtient

$$\begin{cases} \dot{s}(i_{ds1}) = i_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}}(v_{ds1} - R_{s1}i_{ds1} + \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*)) \\ \dot{s}(i_{qs1}) = i_{qs1}^* - \frac{1}{L_{s1}}(v_{qs1} - R_{s1}i_{qs1} - \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*)) \\ \dot{s}(i_{ds2}) = i_{ds2}^* - \frac{1}{L_{s2}}(v_{ds2} - R_{s2}i_{ds2} + \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*)) \\ \dot{s}(i_{qs2}) = i_{qs2}^* - \frac{1}{L_{s2}}(v_{qs2} - R_{s2}i_{qs2} - \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*)) \end{cases} \quad (III.35)$$

En remplaçant les tensions par les tensions de commande :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = v_{ds1eq} + v_{ds1n} \\ v_{qs1}^* = v_{qs1eq} + v_{qs1n} \\ v_{ds2}^* = v_{ds2eq} + v_{ds2n} \\ v_{qs2}^* = v_{qs2eq} + v_{qs2n} \end{cases} \quad (III.36)$$

On aura :

$$\begin{cases} \dot{s}(i_{ds1}) = i_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}}(-R_{s1}i_{ds1} + \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) + v_{ds1eq} + v_{ds1n}) \\ \dot{s}(i_{qs1}) = i_{qs1}^* - \frac{1}{L_{s1}}(-R_{s1}i_{qs1} - \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) + v_{qs1eq} + v_{qs1n}) \\ \dot{s}(i_{ds2}) = i_{ds2}^* - \frac{1}{L_{s2}}(-R_{s2}i_{ds2} + \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) + v_{ds2eq} + v_{ds2n}) \\ \dot{s}(i_{qs2}) = i_{qs2}^* - \frac{1}{L_{s2}}(-R_{s2}i_{qs2} - \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*) + v_{qs2eq} + v_{qs2n}) \end{cases} \quad (III.37)$$

Lorsque le mode de glissant et le régime permanent sont utilisés, on a :

$$s(i_{ds1}) = 0, s(i_{qs1}) = 0,$$

$$s(i_{ds2}) = 0, s(i_{qs2}) = 0,$$

$$\text{Par suit } \dot{s}(i_{ds1}) = 0, v_{ds1n} = 0, \dot{s}(i_{qs1}) = 0, v_{qs1n} = 0, \dot{s}(i_{ds2}) = 0, v_{ds2n} = 0,$$

$$\dot{s}(i_{qs2}) = 0, v_{qs2n} = 0 \text{ on a alors :}$$

$$\begin{cases} v_{ds1eq} = L_{s1}\dot{i}_{ds1}^* - R_{s1}i_{ds1} + \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) \\ v_{qs1eq} = L_{s1}\dot{i}_{qs1}^* - R_{s1}i_{qs1} - \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ v_{ds2eq} = L_{s2}\dot{i}_{ds2}^* - R_{s2}i_{ds2} + \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) \\ v_{qs2eq} = L_{s2}\dot{i}_{qs2}^* - R_{s2}i_{qs2} - \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (III.38)$$

Lorsque le mode de convergence doit être vérifié on a :

$$\begin{cases} \dot{s}(i_{ds1}) = -\frac{1}{L_1}v_{ds1n} \\ \dot{s}(i_{qs1}) = -\frac{1}{L_1}v_{qs1n} \\ \dot{s}(i_{ds2}) = -\frac{1}{L_2}v_{ds2n} \\ \dot{s}(i_{qs2}) = -\frac{1}{L_2}v_{qs2n} \end{cases} \quad (III.39)$$

On prend à la fois

$$\begin{cases} v_{ds1n} = K_{d1} \frac{s(i_{ds1})}{|s(i_{ds1})| + \xi_{ds1}} \\ v_{qs1n} = K_{q1} \frac{s(i_{qs1})}{|s(i_{qs1})| + \xi_{qs1}} \\ v_{ds2n} = K_{d2} \frac{s(i_{ds2})}{|s(i_{ds2})| + \xi_{ds2}} \\ v_{qs2n} = K_{q2} \frac{s(i_{qs2})}{|s(i_{qs2})| + \xi_{qs2}} \end{cases} \quad (III.40)$$

### III.8. Applications de la commande par mode glissant à la MASDE

La figure III.8 représente le schéma bloc de réglage de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant :

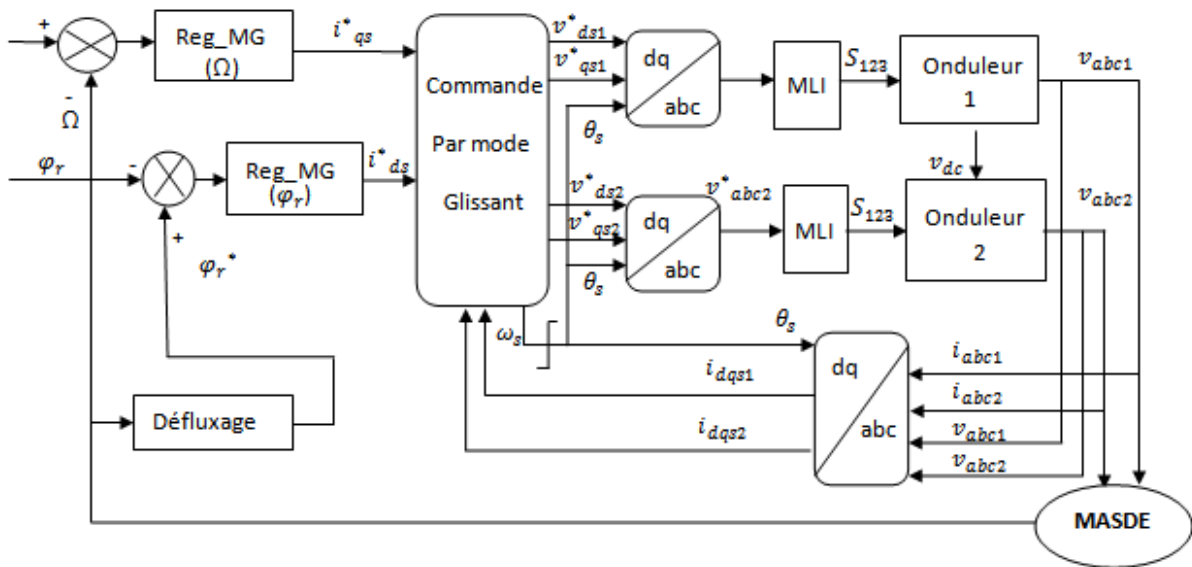


Figure III.8. Commande par mode glissant appliquée sur la MASDE.

### III.9. Résultats de simulation

Ce chapitre présente la simulation globale de la MASDE commandé par le contrôle mode glissant dont le réglage de vitesse, de flux et de courant statorique.

La figure III.9 représente les différents résultats de vitesse, couple électromagnétique, flux rotorique, et les courants statoriques ( $i_{as}, i_{ds}, i_{qs}$ ).

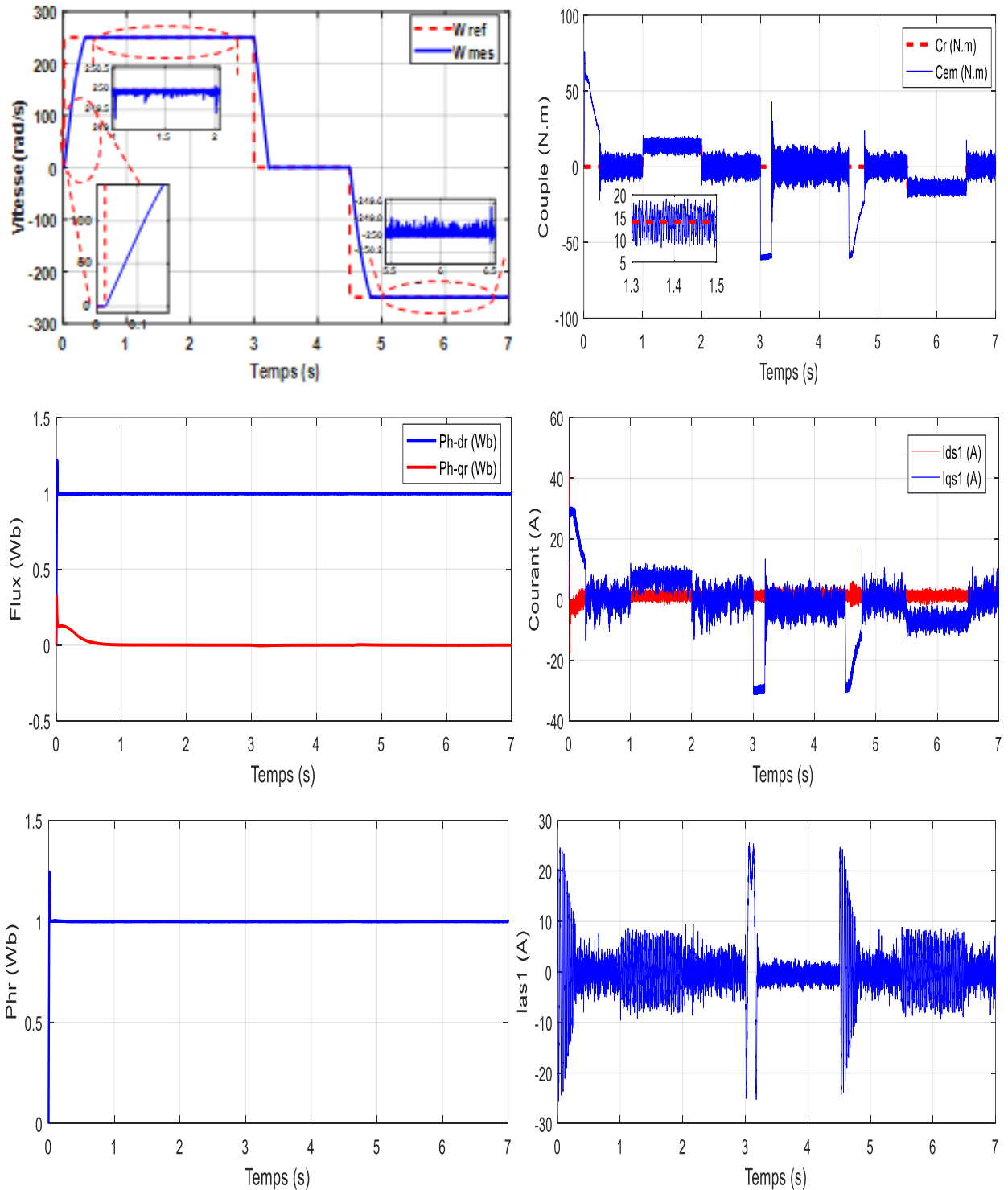


Figure III.9. Résultats de simulations de commande par mode glissant.

### III.9.1. Interprétation des résultats

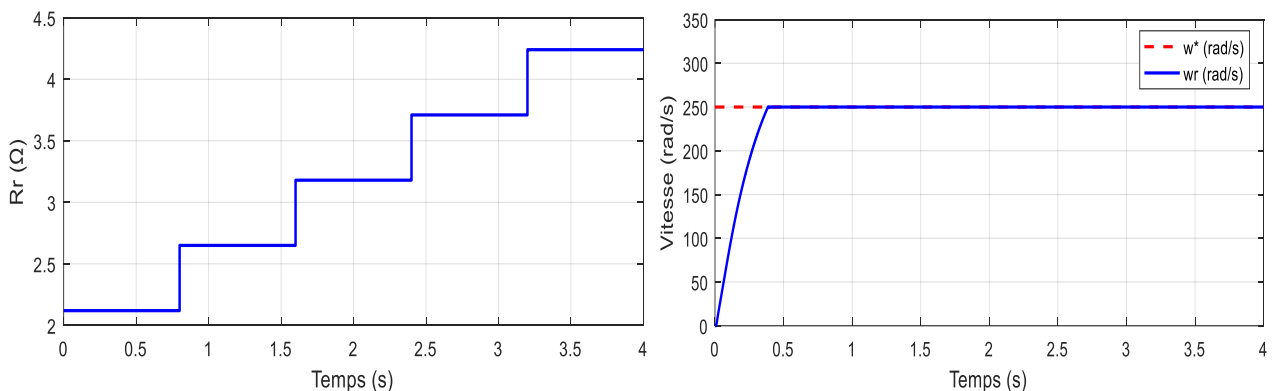
La commande par mode glissant a été visualisée aussi par un échelon de vitesse de référence de 250rad/s dans l'intervalle  $t= [0 ; 3]$ s, avec une application d'une charge de 14N.m à  $t=[1 ; 2]$ s, ensuite nous avons diminué la vitesse à 0rad/s ce qui provoque un freinage

du moteur dans l'intervalle  $t = [3 ; 4.5]$ s et finalement nous avons inversé le sens de rotation de vitesse à  $t = [4.5 ; 7]$ s avec application d'une charge de  $-14\text{N.m}$  à  $t = [5.5 ; 6.5]$ s.

- Au démarrage et en régime transitoire la vitesse rotorique suit la vitesse de référence dans ces trois cas de fonctionnement après un temps de réponse de 0.3s et sans dépassement.
- La valeur maximale de couple électromagnétique au démarrage est  $75\text{N.m}$ , puis il se stabilise en régime permanent et suit la valeur de couple de charge.
- Le flux rotorique dans l'axe direct oscille en régime transitoire puis il se stabilise en régime permanent à  $1\text{Wb}$ , tandis que le flux dans l'axe quadrature passe aussi par des oscillations au démarrage et il s'annule en régime permanent.
- Le flux rotorique  $\varphi_r$  prend la même forme que  $\varphi_{dr}$  après il se stabilise à sa valeur de référence  $\varphi_r = 1\text{Wb}$ .
- Le courant  $I_{as1}$  marque un pic de  $24\text{A}$  au démarrage. Puis, en régime permanent lorsque la machine fonctionne à vide il prend une forme sinusoïdale qui oscille entre  $5\text{A}$  et  $-5\text{A}$ , et après l'application de la charge il garde sa forme mais sa valeur augmente à  $8\text{A}$ .
- Le courant  $i_{ds1}$  oscille autour de zéro tandis que le courant  $i_{qs1}$  marque un pic de  $30\text{A}$  puis il prend la même forme que le couple électromagnétique.
- La commande par mode glissant présente des avantages dont la précision la stabilité et la robustesse, tandis que leur inconvénient majeur est la fluctuation du couple qui est nommé par l'effet de chattering, ce dernier présente des bruits lors du fonctionnement de la machine.

### III.9.2. Test de robustesse

Le teste de robustesse a été effectué en variant la résistance rotorique. La figure ci-dessous présente les caractéristiques de la MASDE de commande par mode glissant avec augmentation de la résistance rotorique de 25% allant jusqu'à 100% avec un fonctionnement à vide et en imposant une vitesse de référence égal à  $250\text{rad/s}$ .



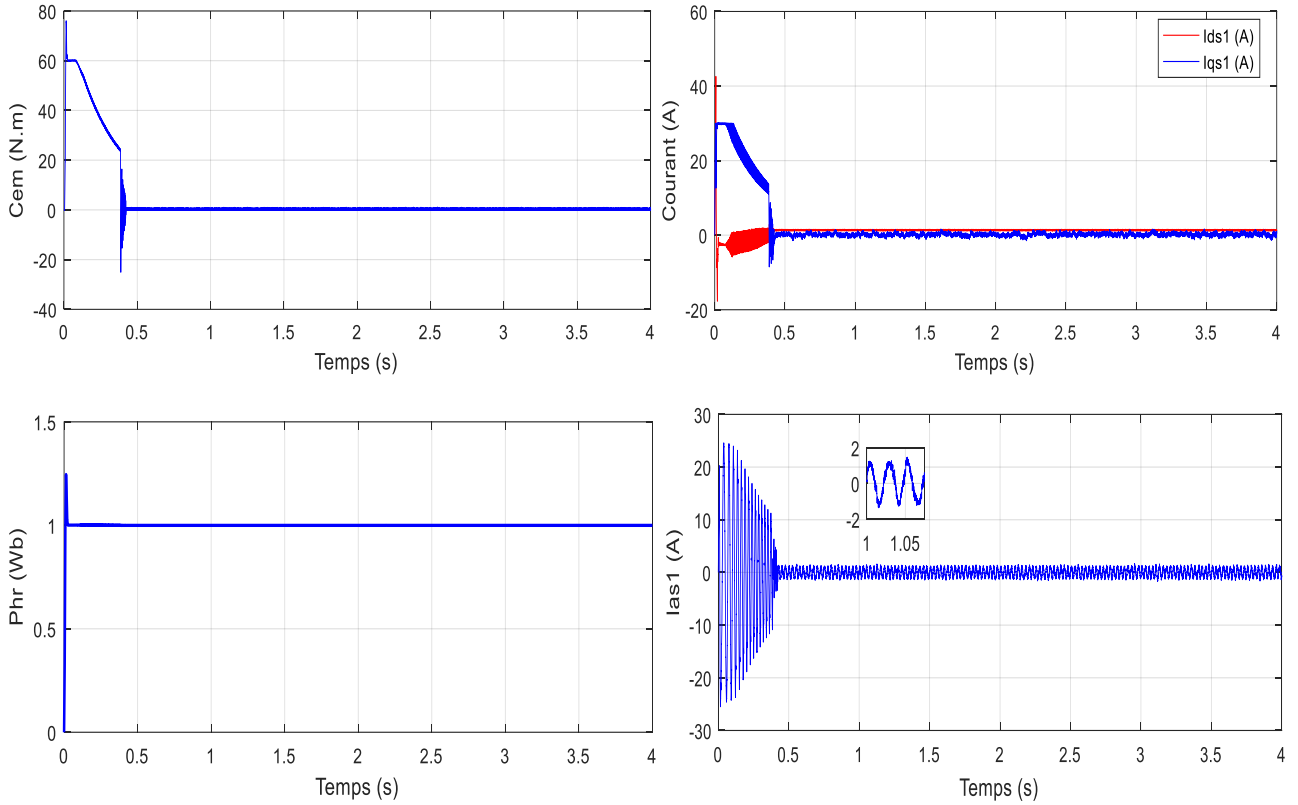


Figure III.10. Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.

### III.9.3. Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent que la variation de  $R_r$  n'affecte pas l'orientation de la commande par mode glissant, tel que la vitesse suit sa vitesse de référence ainsi que le flux rotorique se stabilise à la valeur de 1Wb tout suivant les conditions de l'orientation, et donc on constate que cette commande garde sa robustesse.

### III.10. Etude comparative

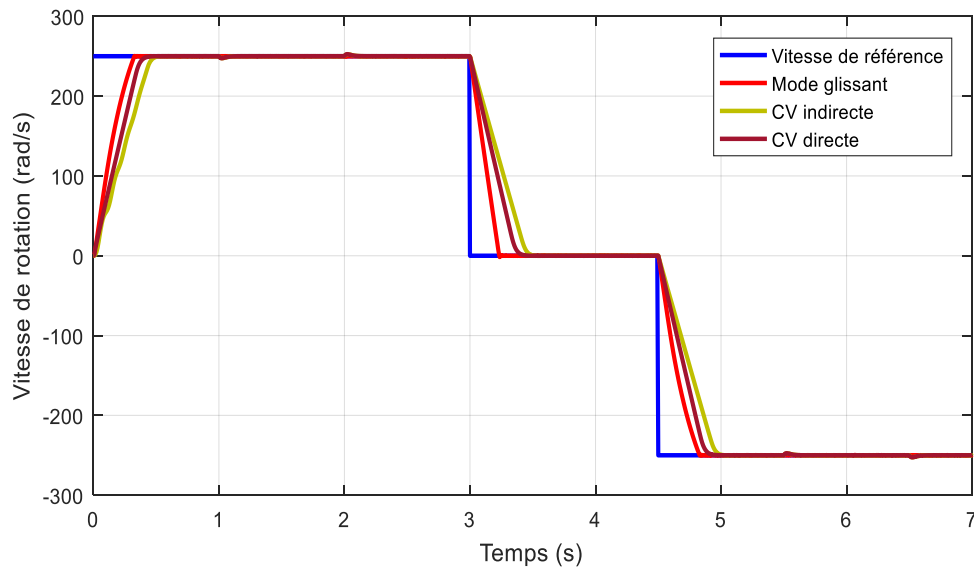


Figure III.11. Variation de vitesse suivant leur vitesse de référence par différentes stratégies de commande.

Les différentes techniques mentionnées précédemment, dont la commande vectorielle avec ses deux méthodes, directe et indirecte, ainsi que la commande par mode glissant, ont été simulées pour évaluer leur performance dans la régulation de la vitesse. Pour une comparaison approfondie, les résultats de ces techniques de commande sont discutés dans le tableau ci-dessous :

	<i>Commande vectorielle indirecte</i>	<i>Commande vectorielle directe</i>	<i>Commande par mode glissant</i>
<b>Rapidité</b>	0.53s	0.47s	0.33s
<b>Dépassement</b>	0.1%	0.03%	0%
<b>Poursuite de la référence</b>	Bonne poursuite	Bonne poursuite	Très bonne poursuite
<b>Ondulation de couple et de courant</b>	Faible ondulation	Faible ondulation	Forte ondulation
<b>Réponses du flux</b>	Assez bonne	Bonne	Très bonne
<b>Robustesse</b>	Non robuste	Non robuste	Robuste

Les critères de l'étude comparative entre les deux techniques de commandes présentent la différence de la rapidité de la vitesse pour qu'elle suit sa valeur de référence ainsi que la poursuite du couple par rapport au couple de charge et aussi les ondulations des courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  et la transition de flux rotorique et finalement nous avons conclu que la commande vectorielle avec ses deux méthodes n'est pas robuste, par contre la commande par mode glissant est robuste.

### **III.11. Conclusion**

Ce chapitre présente la commande de la MASDE par mode glissant, les résultats de simulation montrent la validité de cette stratégie de commande

On constate alors qu'elle permet une poursuite de vitesse de consigne sans perturbation, selon le profil de trajectoire proposé. Cette méthode présente l'avantage d'offrir de meilleures performances statiques et dynamiques (stabilité, rapidité, précision). De plus, cette technique de commande assure la robustesse lors de la variation paramétrique interne et externe. Cette méthode est meilleure par rapport à la commande vectorielle mais son problème est lors de variation de la résistance rotorique ce qui produit une perturbation dans le découplage qui est la base de cette méthode.

Malgré les avantages de cette commande elle présente un majeur inconvénient appelé le phénomène de broutement (Phénomène de CHATTERING), ce dernier nous présente des perturbations par la MASDE.

## Conclusion Générale

Dans ce travail, nous avons vu les principes fondamentaux ainsi que les étapes pour l'élaboration des différentes stratégies de commande appliquer sur la machine asynchrone double étoile, toutes nos stratégies de commande sont basées sur l'orientation de flux rotorique. Ce qui produit des harmoniques dans le couple, les résultats de simulation de premier chapitre ou la machine est associé directement à l'onduleur montre le fort couplage entre le flux et le couple ainsi qu'entre l'axe direct et quadrature. Ceci nous introduit à appliquer une stratégie de commande ce qui annule le problème du couplage dans ce cadre nous avons décidé d'appliquer la commande vectorielle par deux méthodes ; la première est la méthode vectorielle indirect la seconde celle de la commande vectorielle direct, l'étude de la méthode direct présente un degré de rapidité meilleur que celui de l'indirecte, malgré les simplifications cette stratégie offre des performances acceptables, tandis que lors de la variation paramétrique nous avons observé une faible robustesse.

L'objectif principal de notre travail est d'appliqué une stratégie de commande robuste pour cela nous introduisons des variations paramétriques sur la résistante rotorique et nous remarquons que cette dernière est insensible aux variations paramétriques, aux perturbations et aux non linéarité pour remédier les problèmes liés au régulateurs classiques, pour cela la stratégie de commande par mode glissant à été appliquer dans ce chapitre.

Du point de vue des résultats de simulation on peut conclure que cette stratégie de commande nous donne de bonnes performances satisfaisantes et robustes.

D'après les résultats obtenus et des observations enregistrées, des perspectives de recherche et de réalisations pratiques intéressantes pouvant contribuer à mieux exploiter la machine sont envisageables :

- Utilisation des onduleurs multi-niveaux ;
- Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la logique floue, la commande adaptative, les réseaux de neurones, les algorithmes génétiques, commande par la méthode du backstepping, le feedback linéarisation ;
- Substituer la commande rapprochée (MLI Sinus-triangle, MLI vectorielle).
- Enfin, la validation expérimentale des méthodes étudiées en simulation numérique lors d'une implémentation matérielle en temps réel, celle-ci étant la seule alternative permettant de mettre en évidence les lacunes de la modélisation mathématique de la machine considérée.

*Paramètres de la MASDE*

• Puissance nominale	$P = 4,5 \text{ KW}$
• Tension nominale	$V_n = 220/380 \text{ V}$
• Courant nominale	$I_n = 6.5\text{A}$
• Vitesse nominale	$N_n = 3000 \text{ tr/min}$
• Résistance de premier enroulement statorique	$R_{s1} = 3.72 \Omega$
• Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3.72 \Omega$
• Résistance rotorique	$R_r = 2.12\Omega$
• Inductance de premier enroulement statorique	$L_{s1} = 0.022\text{H}$
• Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2} = 0.022\text{H}$
• Inductance rotorique	$L_r = 0.006\text{H}$
• Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672\text{H}$
• Moment d'inertie	$J = 0.055 \text{ kg.m}^2$
• Coefficient de frottement	$F = 0.001\text{Nms/rad}$
• Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
• Nombre de paires de pôles	$P = 1$
• Gain proportionnel de vitesse	$K_{pv} = 4$
• Gain intégral de vitesse	$K_{iv} = 92$
• Gain proportionnel de courant	$K_{pi} = 300$
• Gain intégral de courant	$K_{ii} = 100000$

# Bibliographies

- [1] M. H. LAZREG, A. BENTAALLAH, “*Different Techniques for double star induction machine drive under GUI / Matlab,*” IEEE International Conference on Applied Smart Systems (ICASS'2018), Medea, Algeria, 24-25 November 2018.
- [2] BECHIM amine et BENBELKHIR Assala, “*Contrôle d’un moteur à deux étoiles au stator en présence d’un défaut,*” Mémoire de Master, université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj, 2022.
- [3] LAAMAYAD, T. “*Modélisation et Commande des Machines Asynchrones Polyphasées: Modèle Mathématique, Synthèse de Stabilité, Conception,*”. Éditions universitaires européennes, 2015.
- [4] LAZREG, M. H. “*Elaboration de différentes stratégies d’observation pour la commande de la machine asynchrone double étoile,*” Thèse de doctorat, université de sidi Bel Abbes, 2019.
- [5] B. MELIANI, “*Application des techniques intelligentes à la commande d’une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel,*” Thèse de Doctorat de l’université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2014.
- [6] A. YAHDYOU, “*Commande et observation par modes glissants d’une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique,*” Mémoire de Magister de l’université de Chlef, Algérie, Avril 2011.
- [7] E. BOUNADJA, “*Commande vectorielle sans capteur de vitesse d’une machine asynchrone double étoile,*” Mémoire de Magister de l’université de Chlef, Algérie, 2008.
- [8] R. ABDESSEMED, “*Modélisation et simulation des machines électrique,*” Editions Ellipses, 2011.
- [9] A. MEROUFEL, “*Commande découplée d’une machine asynchrone sans capteur mécanique,*” Thèse de Doctorat, université de Sidi Bel-Abbes, Algérie, 2004.
- [10] M. HEHELEF, “*Commande directe du couple d’une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l’intelligence artificielle,*” Thèse de Doctorat de l’université de Sidi Bel Abbes, Algérie, Octobre 2017.
- [11] M. Moussa, “*Identification des paramètres et commande vectorielle adaptative à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à cage,*” Thèse de doctorat, université du Québec, 2008.

- [12] E. MERABET, “*Amélioration des performances de régulation d’une machine asynchrone double étoile par les techniques de l’intelligence artificielle,*” Thèse de Doctorat de l’université de Batna, Algérie, Janvier 2013.
- [13] K. DAHMANE, “*Contribution à la modélisation et à la commande d’une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels,*” Mémoire de Magister de l’école nationale polytechnique d’Alger, Algérie, novembre 2004.
- [14] B. GHALEM, “*Contribution à la commande des convertisseurs directs à topologies matricielles pour l’alimentation des machines asynchrones,*” Thèse de Doctorat de l’université d’Oran, Algérie, 2009.
- [15] Sadouni R, “*Commande par Mode Glissant Flou d’une Machine asynchrone à Double Étoile,*” Mémoire de Magister en Électrotechnique, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [16] Ismail GUEZEI “*Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile par deux onduleurs à trois Niveaux,*” Mémoire de Master en Electrotechniques, Ecole Nationale Polytechnique 2017.
- [17] Ismail azzi et belkacemazzi “*Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile : Application à la Traction Electrique,*” Mémoire de master en génie électrique, université mouloud mammeri de tizi-ouzou, 2014.
- [18] OTHMANI Ahmed Mehdi “*Commande vectorielle d’une machine asynchrone associée à un observateur adaptatif,*” Mémoire de Master Électromécanique, université BADJI MOKHTAR- ANNABA 2019
- [19] CHOUAL Mouloud et M. Hamidani Asma “*Commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur de vitesse,*” Mémoire pour l’obtention du diplôme d’ingénieurs d’état en électronique option contrôle, université SAAD DAHLAB de Blida, 2012.
- [20] Kadri Dia Elhaq et Melouah Youcef Abd Rahman, “*Commande par mode glissant d’un moteur synchrone double étoile alimentée par onduleur hexaphasé,*” Mémoire de Master en Électrotechnique, Université de ouargla, 2016.
- [21] M. H. LAZREG, A. BENTAALLAH, “*Sensorless fuzzy sliding-mode control of the double-star induction motor using a sliding-mode observer,*” ELEKTROTEHNIŠKI VESTNIK, vol. 85, no. 4, pp. 169-176, 2018.
- [22] DIEDHIOE Tidjini “*Estimation de la Vitesse et des Résistances statorique et rotorique pour la Commande par Orientation du Flux d’une Machine Asynchrone,*” mémoire fin d’étude, Electromécanique, université Badji Mokhtar Annaba, 2018.

- [23]Zouaoui Yamina, “*Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone,*” Mémoire de Magister en Électrotechnique, Université de Ferhat Abbas-SETIF-1, 2010.
- [24]Y. YUNTAO, L. YAN, “*A Novel Sensorless Fuzzy Sliding-Mode Control of Induction Motor,*” International Journal of Control and Automation, vol. 8, no. 9, pp. 1-10, 2015.
- [25]Oukaci Assia, “*Commande par mode glissement des paramètres électriques de la machine asynchrone,*” Mémoire de Magister en Électrotechnique Université de SÉTIF, 2011.
- [26]A. AYADI, S. HAJJI, M. SMAOUI, A. CHAARI, M. FARZA, “*Experimental sensorless control for electropneumatic system based on high gain observer and adaptive sliding mode control,*” International Journal of Advanced Manufacturing Technology, Springer, pp.1-14, 2017.
- [27]A. Massoum, A. Meroufel, A. Bentaallah, “*Commande par modes glissants d'une machine asynchrone double étoile,*” PrzeglądElektrotechniczny, V. 88, pp.205-209, 2012.

---

## Commande par mode glissant appliquée à la machine asynchrone à double étoile

### Résumé

La modélisation de la machine asynchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs de tension présente l'inconvénient du couplage entre le flux et le couple.

La commande vectorielle de la MASDE présente l'avantage d'offrir de bonne performance, tandis qu'elle présente l'inconvénient de la sensibilité devant les variations paramétriques

Au niveau des techniques de commande par mode glissant, cette dernière offre de très bonne.

Tous les résultats sont obtenus par l'utilisation de MATLAB/Simulink.

**Mots clé** \_ Machine asynchrone double étoile, Onduleurs de tension, Couplage, Commande vectorielle, Robustesse, Commande par mode glissant, Stabilité, Précision.

### Sliding mode control applied to double star induction machine

#### Abstract:

Modeling of double star induction machine powered by two voltage inverters has the disadvantage of coupling between flow and torque.

The vector control of the machine has the advantage of good performance, but the disadvantage of sensitivity to parametric variations. In terms of sliding mode control techniques, this offers very good performance in terms of speed, stability and precision. All results obtained aspects discussed in this study using by: MATLAB/Simulink.

**Keywords**\_ double star induction machine, Inverters, Coupling, Flow, Torque, Vector control, Sensitivity, Parametric variations, sliding mode control, Speed, Stability, Precision.

### التحكم المنزلق في الآلة الغير متزامنة ثنائية النجم

#### ملخص:

نموذج الآلة الغير متزامنة ثنائية النجم بعاكسين للجهد له عيوب اقتران التدفق وعزم الدوران. إن التحكم في ناقلات الآلة له ميزة تقديم أداء جيدة، بينما له عيب الحساسية للترددات وتغيرات متغيرات الآلة الباراميتريّة، على مستوى تقنيات التحكم القوية تم تطبيق التحكم عن طريق وضع الانزلاق حيث يقدم هذا الأخير أداءً جيداً بما في ذلك: السرعة والثبات والدقة. تم

الحصول على نتائج جميع الجوانب التي تمت مناقشتها في هذه الدراسة باستخدام برنامج MATLAB/Simulink. **الكلمات المفتاحية**\_ الآلة الغير متزامنة ثنائية النجم، التدفق، عزم الدوران، التحكم في ناقلات الآلة، الترددات، التحكم عن طريق الوضع المنزلق، السرعة، الثبات، الدقة.

---