

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



UNIVERSITE MOUHAMED BOUDIAF – M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE  
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

**SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES**

THEME

---

**COMMANDE PAR ORIENTATION DE FLUX ROTORIQUE DE LA  
MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE A BASE D'UN  
REGULATEUR GLISSANT**

---

Proposé et dirigé par :

**Dr. Leila BENALIA**

Présenté par :

**Mr. GUERARI Hossam Dris**

**ANNÉE UNIVERSITAIRE : 2015/2016**

N° d'ordre : CSE\_219

Je dédie le présent travail

A mes parents,

Mes frères et sœurs

Et à tous mes amis

# Remerciements

Je remercie Dieu, le tout puissant, je rende grâce pour  
M'avoir donné santé, patience, volonté et surtout raison.

Ainsi, je tiens également à exprimer mes vifs

Remerciements à mon encadreur, **Dr. Leila BENALIA** pour avoir  
d'abord proposé ce thème, et lui exprime ma gratitude, pour la  
disponibilité et la patience dont il a fait preuve et dont les  
précieux conseils et les remarques pertinentes et pour son suivi  
continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire dans les  
meilleures conditions.

Nous tenons également à remercier l'ensemble  
Des membres du jury qui ont fait l'honneur de juger ce travail.

*Sommaire*

*Liste des symboles*

*Notation*

*List des tableaux*

*Tables des figures*

***Introduction générale*** .....1

**Chapitre I État de l'art de la MASDE**

I.1.Introduction.....3  
I.2. Histoire des machines électriques.....3  
I.3 Classification des machines électriques .....3  
I.4. Caractéristique des machines multiphasées .....4  
    I.4.1. Machines multiphasées de type 1 .....4  
    I.4.2. Machines multiphasées de type 2.....5  
I.5. Application des machines multiphasées.....6  
I.6. Avantages des machines multiphasées.....7  
I.7. Inconvénients des machines multiphasées.....8  
I.8. Conclusion.....8

**Chapitre II Modélisation de la machine asynchrone**

**Double étoile (MASDE)**

II .1. Introduction.....9  
II.2. Description de la machines asynchrone double étoile.....9  
II.3.Hypothèse simplificatrices .....11  
II.4 Modèle triphasé de la MASDE.....11  
    II.4.1. Equations électriques de la machine.....11  
    II.4.2.Equations magnétiques.....13  
    I.4.3.Equations mécaniques.....14  
    I.4.4. Le couple électromagnétique.....14  
II.5.Modelisation biphasée de MASDE.....15  
    II.5.1 Transformation de PARK .....15  
    II.5.2 Application De La Transformation De Park.....17  
    II.5.2.1 Equations des tensions .....17  
    II.5.2.2 Equations des flux .....18  
    II.5.2.3 Equation mécanique.....19  
    II.5.2.4.le couple électromagnétique.....20

II.6. CHOIX DU REFERENTIEL.....	21
II.6.1. Référentiel lié au stator .....	21
II.6.2. Référentiel lié au rotor .....	21
II.6.3. Référentiel lié au champ tournant .....	22
II.7. MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT.....	22
II.8.SIMULATION NUMERIQUE.....	24
II.8.1 Premier cas : fonctionnement à vide.....	26
II.8.2 Deuxième cas : fonctionnement en charge.....	27
II.8.3 Interprétations des résultats .....	28
II.9. MODELISATION DE L'ONDULEUR A COMMANDE MLI.....	29
II.9.1. Fonction de connexion.....	30
II.9.2. Stratégie de commande.....	31
II.10. ASSOCIATION DE LA MASDE-ONDULEUR DE TENSION.....	32
II.10.1. Résultats de simulation .....	33
II.12.CONCLUSION.....	34

**Chapitre III La commande vectorielle de la machine  
asynchrone double étoile(MASDE)**

III.1 Introduction.....	35
III.2 Principe de la commande.....	35
III.3. Procède d'orientation du flux.....	36
III.4. METHODES DE LA COMMANDE VECTORIELLE .....	37
III.4.1. Méthode Directe .....	37
III.4.2. Méthode Indirecte .....	37
III.5. REGULATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE DIRECTE :.....	37
III.5.1. Synthèse des régulateurs PI.....	40
III.5.1.1. Calcul des paramètres du régulateur des courants.....	40
III.5.1.2 Régulateur de vitesse.....	41
III.5.1.3 Bloc De Défluxage.....	42
III.5.1.4 Estimateur du flux.....	43
III.5.1.5. Régulateur de flux.....	43
III.5.6. Simulation et interprétation des résultats.....	44
III.5.7. Test de Robustesse.. ..	47
III.6.CONCLUSION .....	48

**Chapitre IV La commande par mode glissant de la machine asynchrone**  
**double étoile**

IV.1. INTRODUCTION.....	49
IV.2.LES MODES DE LA TRAJECTOIRE DANS LE PLAN DE PHASE.....	49
IV.3. Conception de l'algorithme de commande par le mode glissant.....	50
IV.3.1. Le choix de surface de glissement.....	50
IV.3.2. Conditions de convergence .....	51
IV.3.3. Détermination de la loi de commande .....	51
VI.4. Élimination Du Phénomène De Broutement (Chattering) :.....	53
VI.5. Réglage en cascade de la vitesse et de flux rotorique par mode glissant.....	54
VI.5.1. surface de régulation de la vitesse.....	55
IV.5.2. Surface de régulation de flux rotorique :.....	56
IV.5.3. Les surface de régulation des courantes statoriques :.....	57
IV.6. Application De Réglage De La Vitesse Par Mode Glissant Sur LaMASDE.....	60
IV.7 .Simulation Et Interprétations Des Résultats :.....	62
IV.8.Test de Robustesse.....	64
IV.8.1.Interprétation des résultats.....	66
IV.9.CONCLUSION.....	67

**Chapitre V Etude Comparative Entre la Commande Vectorielle et la**  
**Commande Par mode glissant**

V.1. INTRODUCTION.....	68
V.2.Teste de robustesse à l'application d'une charge .....	68
V.3. Test de robustesse a l'inversement de la vitesse .....	70
V.4 .Test de robustesse a la variation de la résistance rotorique :.....	72
V.5.CONCLUSION.....	73
<b>Conclusion générale</b> .....	74
<b>Annexe</b> .....	75
<b>Bibliographie</b> .....	76



### Liste des symboles

$n_{ph}$	Nombres de phases.
$i$	Le courant.
$V$	La tension.
$s1, s2, r$	Les indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor.
$as1, bs1, cs1.$	Les indices correspondants aux trois phases du stator 1
$as2, bs2, cs2$	Les indices correspondants aux trois phases du stator 2.
$ar, br, cr$	Les indices correspondants aux trois phases du rotor.
$R_{s1}, R_{s2}, R_r$	Les résistances statoriques et rotorique.
$L_{s1}, L_{s2}, L_r$	inductance propres des étoiles statoriques et du rotorique.
$L_{ms}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
$L_{mr}$	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$M_{sr}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
$C_{em}$	Le couple électromagnétique.
$C_r$	Le couple résistant.
$K_f$	Le coefficient de frottement.
$J$	Le moment d'inertie.
$d, q$	Les axes directs et quadratiques du repère de Park
$\theta_m, \Omega_m$	La position et la vitesse mécanique du rotor.
$\omega_r$	La pulsation électrique rotorique.
$\omega_s$	La pulsation électrique statorique.
$\omega_{coord}$	La vitesse angulaire des axes (d, q).
$\omega_{gl}$	La pulsation électrique de glissement.
$k_p, k_i$	Le régulateur Proportionnel-Intégral.
$\varphi_r$	Le flux rotorique.
$\varphi_{rest}$	Le flux rotorique estimé.
$S(i_{d1}), S(i_{1q})$	surface de glissement des courants de l'étoile 1 suivant (d,q)
$S(i_{d2}), S(i_{q2})$	surface de glissement des courants de l'étoile 2 suivant (d,q)
$S(x)$	surface de glissement de la variable x
$S(\varphi_r)$	surface de glissement du flux rotorique
$S(\omega_r)$	surface de glissement de la vitesse
$U$	commande globale
$[U]$	vecteur de commande
$U_{eq}$	commande équivalente (linéarisation exacte)
$U_n$	commande non linéaire (stabilisante)
$V(x)$	fonction candidate de Lyapunov
$e$	L'erreur.
$e(x)$	L'écart de la variable x.
$m$	indice de modulation
$N$	vitesse de rotation de la machine (tr/mn)

$P$	nombre de paires de pôles
$T_p$	période de la porteuse (s)
$t$	temps (s)
$t$ ( <i>exposant</i> )	transpose d'une matrice
$*$ ( <i>exposant</i> )	grandeur de référence
$V_{pm}$	valeur crête de l'onde de modulation (V)
$V_{ref}$	tension de référence (V)
$V_m$	amplitude de la tension de référence (V)
$\xi$	gain positif
$f$	fréquence de la tension de référence (Hz)
$f_p$	fréquence de la porteuse (Hz)
$f_s$	fréquence du réseau (Hz)
$I_a$	courant d'induit de la MCC (A)
$I_f$	courant d'excitation de la MCC (A)

### Notations

MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile
FOC	Field Oriented Control.
DFOC	Direct Field Oriented Control.
MG	Mode Glissant.
MLI	La Modulation de la Largeur d'Impulsion.
PI	Proportionnel - Intégrale.
MCC	Machine à Courant Continu.
CMG	Commande par mode glissant.

## Liste des tableaux

I.1.Machines multiphasées de Type 1

I.2.Machines multiphasées de Type 2

IV.1 Paramètres des régulateurs par mode glissant

Table des figures

**Chapitre I**

**Figure. I.1** Exemple d'application d'une machine synchrone de 15 phases.

**Figure. I.2** Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases

**Chapitre II**

**Figure.II.1** Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double étoile.

**Figure .II.2** : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).

**Figure.II.3** : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

**Figure.II.4** : Schéma de simulation de MASDE alimentée par la tension sinusoïdale

**Figure.II.7** : Représentation de l'onduleur de tension MLI.

**Figure. II.5** : Performances de la MASDE à vide.

**Figure.II.6** : Performances de la MASDE en charge.

**Figure.II.8** : Association de la MASDS avec les deux onduleurs MLI.

**Figure.II.8** : Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge.

**Chapitre III**

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

**Figure.III.2** : L'orientation du flux rotorique sur l'axe d

**Figure .III.3** : Le bloc de commande à flux Orienté.

**Figure .III.4** : Le schéma de régulation des courants.

**Figure. III.5.** Schéma d'un régulateur de vitesse

**Figure .III.6** : Schéma de défluxage

**Figure. III.7** : Schéma bloc de découplage (DFOC)

**Figure .III.8:** Commande vectorielle directe de la MSDE.

**Figure III.9** : Régulateur de flux

**Figure. III.10** : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe en charge.

**Figure .III.11** : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec inversion de vitesse

**Figure .III.12** : Performances de la MASDE vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique ( $R_r = 2R_r$  à partir de  $t = 2s$ ) en charge.

**Chapitre IV**

**Figure IV.1** : Les modes de trajectoire dans le plan de phase

**Figure IV.2.** Fonction sign (toute ou rein)

**Figure IV.3.** Phénomène de broutement

**Figure IV.4.** Fonction de saturation

**Figure IV.5.** Fonction de smooth

**Figure IV.6.** Schéma de réglage en cascade de vitesse et de flux rotorique par mode glissant

**Figure IV.8.** Schéma bloc de FOC(MG)

**Figure IV.9.** Réglage de la vitesse par mode glissant avec application d'une charge de 14N.m à  $t = 2s$

**Figure IV.10.** Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode glissement avec l'inversion de vitesse à  $t = 2s$

**Figure IV.11.** Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique  $R_r$  de 100%  $R_r$  nominale à partir de  $t = 1$ s, avec l'application d'une charge  $C_r = 14$  N.m à  $t = 2$

**Figure IV.12.** Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement avec variation de la charge  $C_r = [0 \ 0 \ 10 \ 10 \ -10 \ -10 \ 5 \ 5]$  (N.m) à l'instant  $T = [0 \ 1 \ 1 \ 2 \ 2 \ 2.5 \ 2.5 \ 3]$

**Figure IV.13.** Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement avec variation de la vitesse  $W_{rref} = [0 \ 3000 \ 3000 \ -2000 \ -2000 \ 1000]$  (tr/min) à l'instant  $T = [0 \ 0.5 \ 1.5 \ 2.5 \ 3 \ 4]$

## *Chapitre V*

**Figure V.1** Comparaison au niveau d'application d'une charge.

**Figure V.2.** Comparaison au niveau de l'inversement de la vitesse

**Figure V.3** Comparaison au niveau de variation de la résistance rotorique

## **Introduction générale :**

Les machines électriques sont de plus en plus présentes tant dans notre quotidien en terme d'utilisation domestique que dans un très grand nombre de procédés industriels ; mais également la manutention, les services de tractions électriques (trains, tramways, véhicules électriques, navires, etc. ...), génération d'énergie (les éoliennes) ainsi qu'à tous les domaines de l'industrie et de l'aérospatiale. Les machines électriques polyphasées (six phases) sont très utilisées au niveau des applications spéciales pour leurs caractéristiques de souplesse et de confort, la faible maintenance, la robustesse, la flexibilité de la commande et leurs capacités d'évolution.

Les avancées technologiques de l'électronique de puissance et de la microélectronique ont rendu les machines électriques faciles à commander et ont encore élargi leur champ d'utilisation. De façon générale, H.Toliat confirme dans [TOL91] que les machines polyphasées peuvent présenter un meilleur couple massique que celui des machines triphasées à forces électromotrices sinusoïdales. Les machines multi-phasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels, les compresseurs, les moulins du ciment, etc. [MAZ04], [ABD97a], [MER08], [LAA08]

La machine asynchrone double étoile (MASDE), qui possède deux enroulements triphasés identiques. Les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de  $30^\circ$ . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée ; il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotorique.[BEN10]

Cependant, l'alimentation de la MASDE par onduleurs de tension provoque l'apparition de courants harmoniques de circulation d'amplitude importante au stator, impliquant des pertes statoriques supplémentaires et un surdimensionnement des semi-conducteurs. Cela constitue une contradiction avec le concept de segmentation de puissance, lui faisant perdre beaucoup de son intérêt. [HAD01]

Les techniques de commandes modernes conduisent à une commande des machines asynchrones comparable à celle de la machine à courant continu. Parmi ces techniques, on trouve la commande directe du couple, la commande par retour d'état, la commande vectorielle et la commande par mode glissant. Ces techniques utilisent des régulateurs aussi bien classiques que modernes qui rendent les commandes citées précédemment robustes.

**Organisation du mémoire :** L'objectif principal de ce travail est l'étude de la commande vectorielle par orientation du flux et la de commande par mode glissant de la machine asynchrone double étoile (MASDE).

Ce mémoire est reparti en quatre chapitres comme suit :

**Dans le premier chapitre,** on présente un état de l'art de MASDE. Les avantages et les inconvénients de cette machine, ainsi les domaines d'utilisation sont présentés.

**Le deuxième chapitre,** sera consacré à la modélisation de la MASDE alimentée par onduleurs de tension, en utilisant la transformation de Park linéarisé (passage triphasé-biphasé). La simulation du ce modèle sera effectuée.

**Le troisième chapitre,** présentera le principe et l'application de la commande vectorielle par orientation du flux (FOC: Field Oriented Control) à la MASDE, cette technique de commande permet la linéarisation du modèle de la MASDE avec un découplage entre le flux et le couple. Les résultats de simulation avec des régulateurs classiques seront présentés.

**Le quatrième chapitre,** traite la théorie de la technique du réglage par mode glissant à dynamique imposée appliquée au système linéaire. Cela étant pour pouvoir présenter les relations générales permettant le dimensionnement de la surface de glissement. L'application de ce type de régulateur au la machine asynchrone double étoile MASDE sera effectuée.

**Finalement,** une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce travail et ouvrira une perspective afin de guider les initiatives futures d'évolution et de recherche.

# *Chapitre I*

## *État de l'art de la MASDE*

## I.1 Introduction

Ce chapitre permettra d'une part de présenter l'histoire des machines électriques, les caractéristiques intrinsèques des machines multi-phasées, ses avantages et inconvénients et d'autre part d'introduire la machine asynchrone double étoile et de la situer dans l'ensemble des machines multi-phases.

## I.2. Histoire des machines électriques

En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique. L'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée.

En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. Dans la même période, le Russe Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.

En 1832 Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixii, ont réalisé la génératrice à courant continu.

En 1836 l'Anglais Hyde Clarke réalisait une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixii/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur.

En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable.

En 1848 apparaissaient les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m. Ces moteurs furent probablement les premiers à être utilisés pour les applications industrielles.

En 1860 la compagnie "l'Alliance" fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes. En 1865 l'Italien Antonio Pacinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré.

En 1888 Nikola Tesla déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (transformateurs, générateurs moteur synchrones et asynchrones, etc.). Dans ces années, une lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique [TER09].

## I.3. Classification des machines électriques

La classification des machines peut se faire de plusieurs manières :

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

### Par leur type d'alimentation

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

**Par leur construction.**

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

De plus, les machines multiphasées (dont le nombre de phases est supérieurs à trois) sont apparues dans les années 1920 pour la segmentation de puissances des alternateurs, dont les caractéristiques sont présentées ci-dessous [HAD06]

**I.4. Caractéristiques des machines multiphasées**

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statoriques), on discerne deux types de machines multiphasées ; celles dont le nombre de phases est multiple de trois et l'autre type.[KLI83][SIN02].

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

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

**I.4.1. Machines multiphasées de type 1**

Les machines multi-étoiles sont des machines dont le nombre de phases est un multiple de trois (Tableau. I.1).

$$nph = 3\eta \quad (\eta = 1, 2, 3, \dots)$$

Nombre de Phases ( q )	Nombre équivalent de phase ( $q_\alpha$ )	Décalage angulaire ( $\alpha$ ) degré	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	

Tableau.I.1 – Machines multi-phasées de type 1, [Kli83]

### I.4.2 Machines multiphasées de type 2

Toutes les machines dont le nombre de phases statoriques ( $nph$ ) est un nombre impair sont groupées dans les machines multiphasées de type 2, voir le tableau (Tableu.I.2).  $\alpha$  Représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, alors les phases sont régulièrement décalées de  $2\pi/nph = 2\alpha$ . Donc on a toujours :

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

Nombre de phases $n_{ph}$	Nombre de phase $n_{pha}$	Décalage angulaire ( $\alpha$ degré)	Représentation des axes des bobine
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

Tableau.I.1– Machines multiphasées de type 2, [KLI83] [HAD01].

### I.5.Applications Des Machines Multiphasees

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de fortes puissances. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels,etc...

La figure suivante (I1) illustre un exemple d'application de la machine multiphasée (15 phases) :

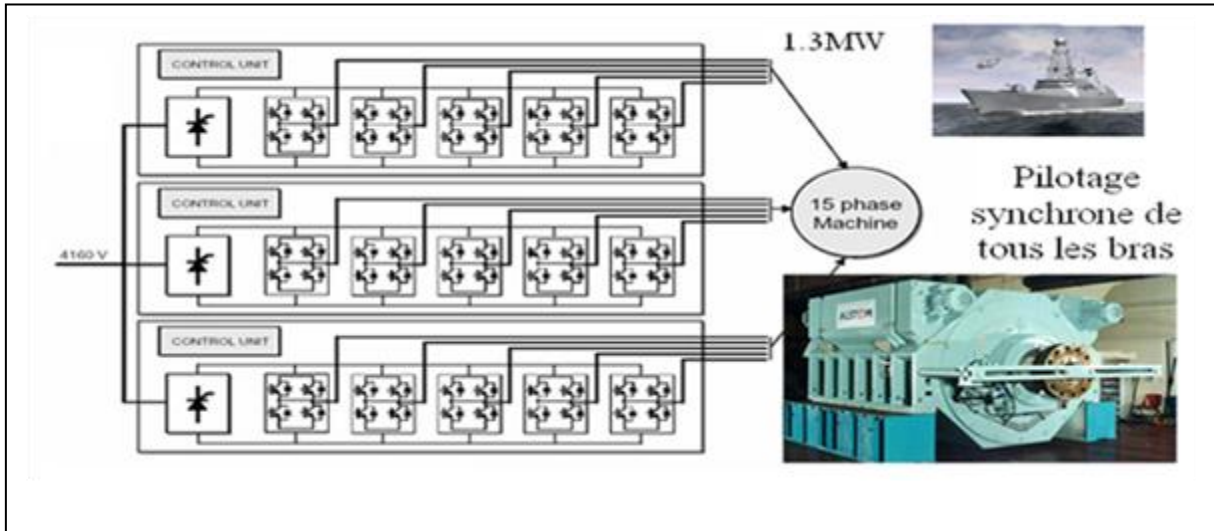


Figure. I.1. Exemple d'application d'une machine synchrone de 15 phases, [ERI05].

Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux (Figure. I.2) [MER08].

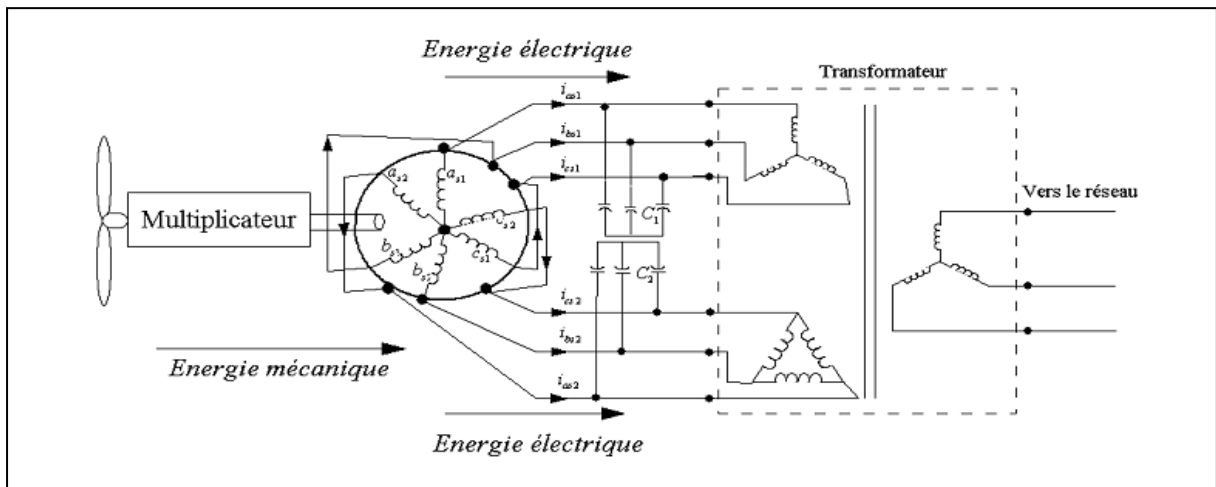


Figure. I.2 Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases

### I.6. Avantages des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles parmi ces avantages on peut citer :

1. La segmentation de puissance : comme la machine multiphasée contient plusieurs phases, donc pour une puissance donnée, les courants par phases sont diminués et cette puissance est donc répartie sur le nombre des phases. [HAD01]
2. Perte de fer réduit conduisant à une amélioration de la performance globale. [SIN02]
3. Basse courant par phase sans réduire de la tension par phase. [Sin02]

4. Employant les machines à induction à plusieurs phases permettrait de réduire le couple pulsatoire et augmenterait l'efficacité de la machine. [REZ11]
5. les machines à induction polyphasés moins de bruit par rapport à ceux triphasés. [REZ11]
6. les nombres des phases élevées fournit une meilleure performance du moteur en cas de perte d'une ou plusieurs phases, en outre utilisant des machines à induction polyphasés d'obtenir la possibilité de démarrer et fonctionner même avec quelques phases en circuit ouvert ou en court-circuit.(Fonctionnement en régimes dégradés) [REZ11] [SIN02]

## **I.7. Inconvénients des machines multiphasées**

1. Le coût : le nombre d'éléments semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine. [MER08]
2. l'apparition des courants harmonique de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.[ABD11]
3. Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté pour les machines multiphasées de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à Multiphasées de type 2. [Sin02]

## **I.8 Conclusion**

Cet état de l'art donne une idée générale sur les différents type des machines multiphasées, leurs différentes caractéristique leurs avantages et leurs inconvénients.

On s'intéresse aux machines les plus courantes, les machines double étoile (MASDE) et vu ses avantages, il est très intéressant de pouvoir étudier cette dernière en mode de fonctionnement (moteur) Le chapitre suivant, il présente la modélisation de la machine asynchrone double étoile(MASDE).

## **Chapitre II**

***Modélisation de la machine  
asynchrone  
Double étoile (MASDE)***

## II.1. Introduction

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations en général très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE rendent son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté.

Après la description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée ; cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature) [CRE97], nous étudierons dans un premier temps la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées (réseau électrique), nous passerons ensuite à l'alimentation de cette dernière par onduleurs de tension à commande M.L.I.

Dans les deux cas, l'étude sera menée avec un décalage angulaire  $\alpha = 30^\circ$

Enfin, des résultats de simulations seront présentés et commentés.

## II.2. Description de la MASDE

La machine asynchrone double étoile comporte dans le stator deux systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle électrique  $\alpha$  (dans cette modélisation on prend  $\alpha = 30^\circ$ ) et un rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil. Pour simplifier l'étude, nous considérons les circuits électriques du rotor comme équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit. La (Figure. II.1) donne la position des axes d'enroulement des neuf phases constituant la machine. Six phases pour le stator et trois phases pour le rotor

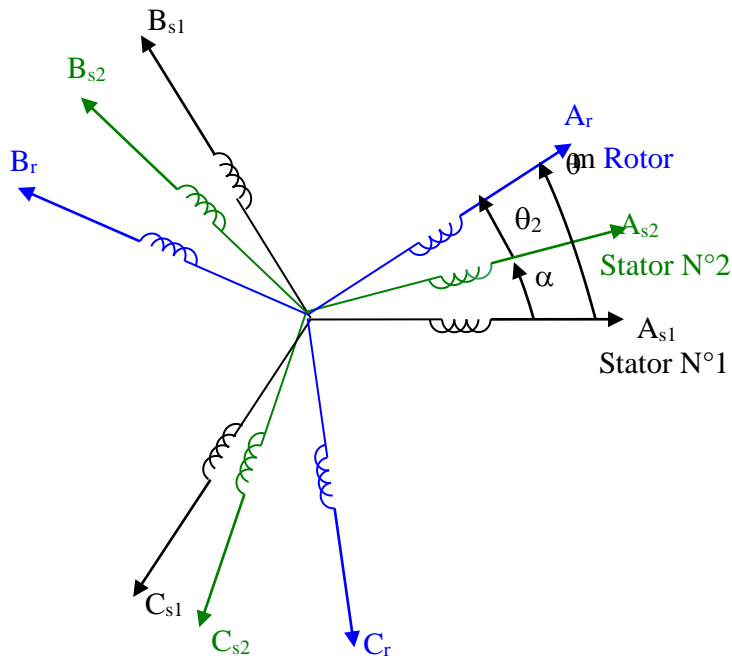
On notera par l'indice  $s1$  pour les grandeurs relatives à la première étoile (stator 1) et par l'indice  $s2$  pour celles relatives à la deuxième étoile (stator 2).

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

L'angle de décalage entre les deux étoiles est  $\alpha$ .  $\theta_m$  exprime la position du rotor (phase  $A_r$ ) par rapport à l'étoile 1 (phase  $A_{s1}$ ).  $\theta_2$  la position du rotor par rapport à l'étoile 2, ces angles sont définis par les équations suivantes :

$$\theta_m = \Omega_m t + \theta_0 \quad (\text{II.1})$$

$$\theta_2 = \theta_m - \alpha \quad (\text{II.2})$$



**Figure.II.1.** Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double étoile.

Avec :

$\Omega_m$  : la vitesse mécanique du rotor,  $\theta_0$  : la position initiale du rotor par rapport au l'étoile 1.

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

Le rapport  $g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$  : est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator.

La pulsation des courants rotoriques est alors :  $\omega_r = g \omega_s$ . La relation de la vitesse mécanique du rotor  $\Omega_m$  en fonction de la vitesse de synchronisme  $\omega_s$  et du nombre de paires de pôles  $p$  de la machine est exprimée comme suit :

$$\Omega_m = (1 - g) \frac{\omega_s}{p} \tag{II.3}$$

### II.3. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ces enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour ce prêter une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices :[HAD00] [RAZ03]

- La machine est de constitution symétrique et à entrefer constant ;
- La saturation du circuit magnétique est négligée ;
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables .Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités de courants ;
- Nous admettons de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale ;

### II.4 Modèle triphasé de la MASDE

#### II.4.1. Equations électriques de la machine :

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

$$\text{Pour l'étoile 1 :} \quad \begin{cases} V_{sa1} = R_{sa1} I_{sa1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{sb1} I_{sb1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{sc1} I_{sc1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc1} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

$$\text{Pour l'étoile 2 :} \quad \begin{cases} V_{sa2} = R_{sa2} I_{sa2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{sb2} I_{sb2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{sc2} I_{sc2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc2} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$$\text{Pour rotor :} \quad \begin{cases} 0 = R_{ra} I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ 0 = R_{rb} I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ 0 = R_{rc} I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Sous forme matricielle on a :

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s1}] \quad (\text{II.7})$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s2}] \quad (\text{II.8})$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (\text{II.9})$$

Les résistances des phases statoriques de l'étoile 1 et 2 :

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

Les résistances rotoriques :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux totaux statorique :

Pour l'étoile 1:  $[V_{s1}] = \begin{bmatrix} v_{sa1} \\ v_{sb1} \\ v_{sc1} \end{bmatrix}; \quad [I_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_{s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{bmatrix}$

Pour l'étoile 2;  $[V_{s2}] = \begin{bmatrix} v_{sa2} \\ v_{sb2} \\ v_{sc2} \end{bmatrix}; \quad [I_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_{s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{bmatrix}$

Les vecteurs de courants et de flux rotoriques:

$$[I_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

Avec:

$R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1}$ : Résistance d'une phase du 1<sup>er</sup> enroulement statorique.

$R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2}$ : Résistance d'une phase du 2<sup>ème</sup> enroulement statorique.

$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$  : Résistance d'une phase du rotor.

### II.4.2. Équations magnétiques :

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

$$[\Phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [M_{s1,s2}][I_{s2}] + [M_{s1,r}][I_r] \quad (\text{II.10})$$

$$[\Phi_{s2}] = [M_{s2,s1}][I_{s1}] + [L_{s2,s2}][I_{s2}] + [M_{s2,r}][I_r] \quad (\text{II.11})$$

$$[\Phi_r] = [M_{r,s1}][I_{s1}] + [M_{r,s2}][I_{s2}] + [L_{r,r}][I_r] \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$[L_{s1, s1}]$  : Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2, s2}]$  : Matrice inductance de l'étoile 2.

$[L_r, r]$  : Matrice inductance de rotor.

$[L_{s1, s2}]$  : Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et étoile 2.

$[L_{s1, r}]$  : Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et rotor.

$[L_{s2, s1}]$  : Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et étoile 1.

$[L_{s2, r}]$  : Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

$[L_r, s1]$  : Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.

$[L_r, s2]$  : Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2

Les sous matrices des inductances dans les équations (II.10), (II.11) et (II.12) sont exprimés comme suit :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{s1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{s2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$\left[ L_{r,r} \right] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & (L_r + L_{mr}) & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$\left[ L_{s1,s2} \right] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$\left[ L_{s1,r} \right] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$\left[ L_{s2,r} \right] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$\left[ L_{s2,s1} \right] = \left[ L_{s1,s2} \right]^t ; \left[ L_{s1,r} \right] = \left[ L_{r,s1} \right]^t ;$$

$$\left[ L_{s2,r} \right] = \left[ L_{r,s2} \right]^t$$

$L_{as1} = L_{bs1} = L_{sc1} = L_{s1}$  : Inductance propre du 1<sup>er</sup> stator.

$L_{as2} = L_{bs2} = L_{sc2} = L_{s2}$  : Inductance propre du 2<sup>eme</sup> stator.

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

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

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

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

### I.4.3. Équations mécaniques :

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega. \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$J$  : Moment d'inertie.

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

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

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

$K_f$  : Coefficient de frottement.

**I.4.4. couple électromagnétique :**

Le couple électromagnétique s'exprime par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor [ABD97] :

$$C_{em} = \frac{d}{d\theta_m} \omega = p \frac{d}{d\theta_e} \omega \tag{II.20}$$

Avec :

$$\omega = \frac{1}{2} [i_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [i_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [i_r]^t [\Phi_r] \tag{II.21}$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{P}{2} \left[ [L_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [i_r]^t + [i_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [i_r]^t \right] \tag{II.22}$$

Avec :

$\theta_m$ : Angle mécanique

$\theta_e$ : Angle électrique

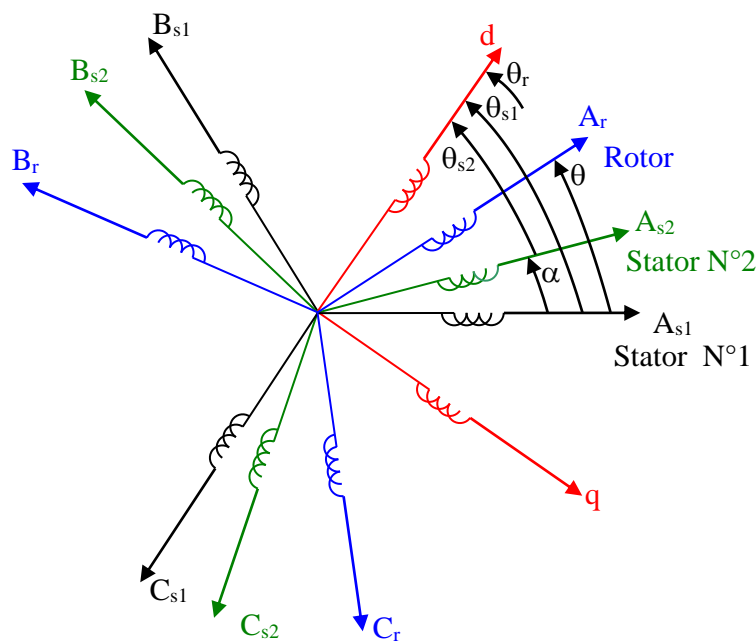
$p$ : Nombre de pair de pole

**II.5. Modélisation Biphasée De MASDE :**

**II.5.1 Transformation De PARK**

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

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



**Figure .II.2 :** Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).

La matrice de Park générale:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Alors :

$$[G_{dqo}] = [P(\theta)] [G_{abc}] \quad (\text{II.24})$$

$$[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dqo}]. \quad (\text{II.25})$$

Tel que :

$G_{abc}$ : Grandeurs triphasées équilibrées.

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

La transformation de Park inverse est :

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t \quad (\text{II.26})$$

Pour l'étoile 1: 
$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Pour l'étoile 2: 
$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - 2\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Pour le rotor : 
$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Où :

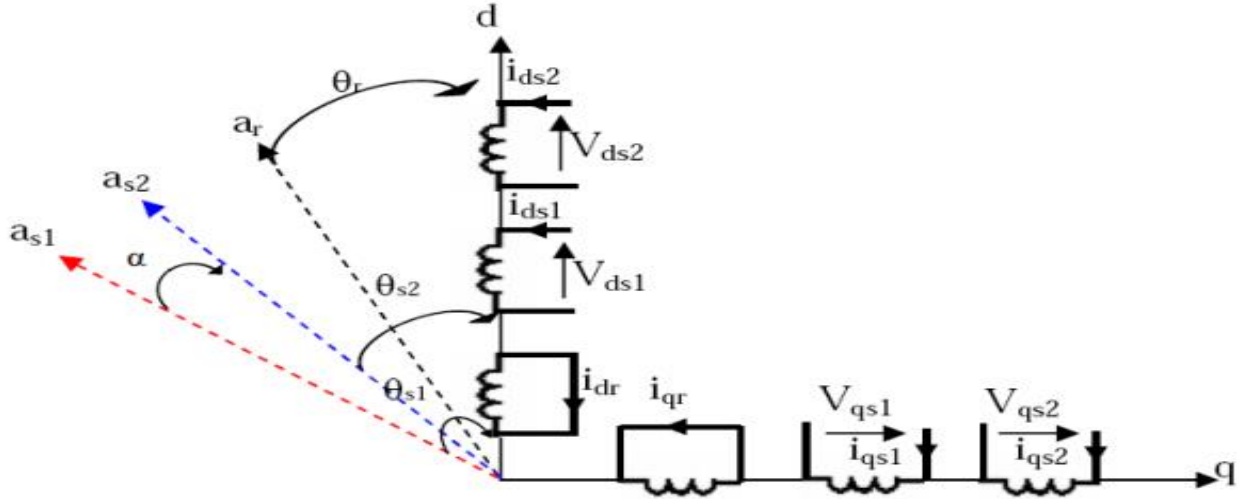
$[P(\theta_{s1})]$  : Matrice de transformation du premier enroulement statorique (étoile 1).

$[P(\theta_{s2})]$  : Matrice de transformation du deuxième enroulement statorique (étoile 2).

$[P(\theta_r)]$  : Matrice de transformation d'enroulement rotorique.

**II.5.2 Application De La Transformation De PARK :**

La figure (II.3) illustre une représentation schématique du modèle de Park de la MASDE



**Figure. II.3.** Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

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

**II.5.2.1 Équations des tensions :**

On applique la transformation de Park sur les systèmes d'équations (II.4), (II.5), (II.6), on obtient :  
Pour l'étoile N° 1 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

Pour l'étoile N° 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (II.31)$$

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

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

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

Avec :

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

Sous forme d'équation :

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

### II.5.2.2 Équations des flux :

On applique la transformation de Park sur le système les équations (II.10), (II.11) et (II.12)), on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{dr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{qr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

On pose :

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

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

Donc le système d'équations (II.34) est écrire comme suite :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (II.35)$$

Avec :

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

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

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

### II.5.2.3 Équation mécanique :

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

$$P_e = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \quad (II.36)$$

Ce qui donne

$$P_e = {}^v_{as1}i_{as1} + {}^v_{bs1}i_{bs1} + {}^v_{cs1}i_{cs1} + {}^v_{as2}i_{as2} + {}^v_{bs2}i_{bs2} + {}^v_{cs2}i_{cs2} \quad (II.37)$$

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

$$P_e = {}^v_{ds1}i_{ds1} + {}^v_{ds2}i_{ds2} + {}^v_{qs1}i_{qs1} + {}^v_{qs2}i_{qs2} \quad (II.38)$$

En introduisant le système d'équation (II.33) dans l'expression de la puissance instantanée (II.38) on obtient :

$$\begin{aligned}
 P_e = & \underbrace{R_{s1} i_{ds1}^2 + R_{s2} i_{ds2}^2 + R_{s1} i_{qs1}^2 + R_{s2} i_{qs2}^2}_{\text{terme 1}} \\
 & + \underbrace{\omega_s (\Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs1} i_{ds1} - \Phi_{qs2} i_{ds2})}_{\text{terme 2}} \\
 & \underbrace{\frac{d\Phi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} i_{qs2}}_{\text{terme 3}}
 \end{aligned} \tag{II.39}$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes : [MER08]

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

#### II.5.2.4. le couple électromagnétique :

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

$$P_{em} = \Omega_s C_{em} \tag{II.40}$$

Avec :

$\Omega$  : la vitesse de rotation mécanique du rotor.

$C_{em}$  : Le couple électromagnétique développé.

On a dans l'expression de la puissance absorbée (II.39) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \omega_s (\Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs1} i_{ds1} - \Phi_{qs2} i_{ds2}). \tag{II.41}$$

D'après l'équation (II.41) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = p (\Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs1} i_{ds1} - \Phi_{qs2} i_{ds2}). \tag{II.42}$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (II.35) dans (II.42), on obtient :

$$C_{em} = p L_m ((i_{qs1} + i_{qs2}) i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) i_{qr}) \tag{II.43}$$

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

$$\begin{cases}
 \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})
 \end{cases} \tag{II.44}$$

On peut écrire :

$$i_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (\text{II.45})$$

$$i_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (\text{II.46})$$

En introduisant  $i_{dr}$  et  $i_{qr}$  dans l'expression (II.43) on obtient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (\text{II.46})$$

## II.6. Choix Du Référentiel

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

### II.6.1. Référentiel lié au stator :

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

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

### II.6.2. Référentiel lié au rotor

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

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

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

Dans ce référentiel, les axes ( $d$ ,  $q$ ) sont immobile par rapport au champ électromagnétique créée par les deux étoiles du stator ( $\omega_{coor} = \omega_s$ ). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

### II.7. Mise Sous Forme D'équation D'état

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

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (\text{II.47})$$

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

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{mq} = L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

A partir de l'équation (II.48) et (II.32) on peut écrire :

$$\begin{cases} i_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ i_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ i_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ i_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ i_{dr1} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ i_{qr1} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{mq}}{L_r} \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

En remplaçant (II.49) dans (II.34), on obtient :

$$\left\{ \begin{aligned}
 \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} &= V_{ds1} \frac{R_{s1}}{L_{s1}} + (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\
 \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} &= V_{ds2} \frac{R_{s2}}{L_{s2}} + (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\
 \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} &= V_{qs1} \frac{R_{s1}}{L_{s1}} + (\Phi_{qs1} - \Phi_{md}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\
 \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} &= V_{qs2} \frac{R_{s2}}{L_{s2}} + (\Phi_{qs2} - \Phi_{md}) - \omega_s \Phi_{ds2} \\
 \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= V_{dr} \frac{R_r}{L_r} + (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\
 \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= V_{qr} \frac{R_r}{L_r} + (\Phi_{qr} - \Phi_{md}) - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \\
 J \frac{d\Omega}{dt} &= p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2}) - C_r - K_f \Omega
 \end{aligned} \right. \quad (II.50)$$

A partir de l'équation (II.34), on peut écrire :

$$\left\{ \begin{aligned}
 \Phi_{md} &= L_a \left( \frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_{s1}} \right) \\
 \Phi_{mq} &= L_a \left( \frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_{s1}} \right)
 \end{aligned} \right. \quad (II.51)$$

Avec:

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

Nous mettons le système d'équations (II.50) sous forme d'un système d'équation d'état.

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

Avec :

$X$  : Vecteur d'état.

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

$U$  : Vecteur de commande.

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (II.52)$$

$$X = \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs1} \\ V_{qs2} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (II.53)$$

### II.8.Simulation numérique :

Pour la simulation, il suffit d'implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement Matlab/Simulink.

La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit :

$$\text{– Pour la première étoile : } \begin{cases} V_{sa1} = V_m \sin(\omega_s t) \\ V_{sb1} = V_m \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc1} = V_m \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

– Pour la première étoile :

$$\begin{cases} V_{sa2} = V_m \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{sb2} = V_m \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{sc2} = V_m \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{cases}$$

Avec :  $V_m = \sqrt{2} V_{eff}$

$V_{eff}$  : Valeur efficace de la tension ( $V_{eff} = 220V$ ).

$\omega_s$  : Pulsation d'alimentation ( $\omega_s = 2\pi f, f = 50$ ) .

– Pour le rotor, les tensions ( $V_{ar}, V_{br}$  et  $V_{cr}$ ) sont nulles (rotor à cage d'écureuil).

La figure (II.4) illustre le schéma de simulation de MASDE alimentée par une tension sinusoïdale.

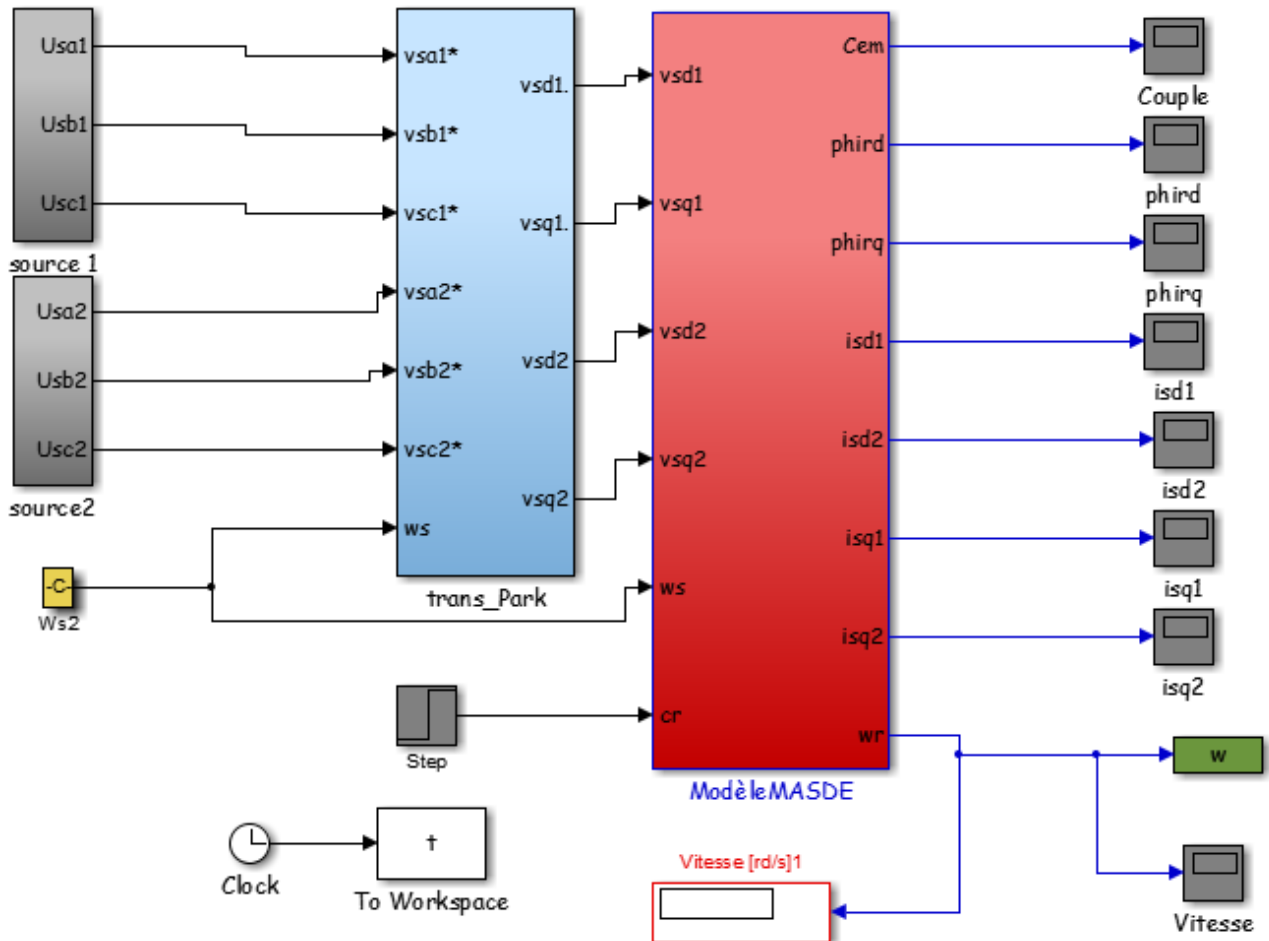


Figure.II.4 : Schéma de simulation de MASDE alimentée par la tension sinusoïdale

II.8.1 Premier cas : fonctionnement à vide

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

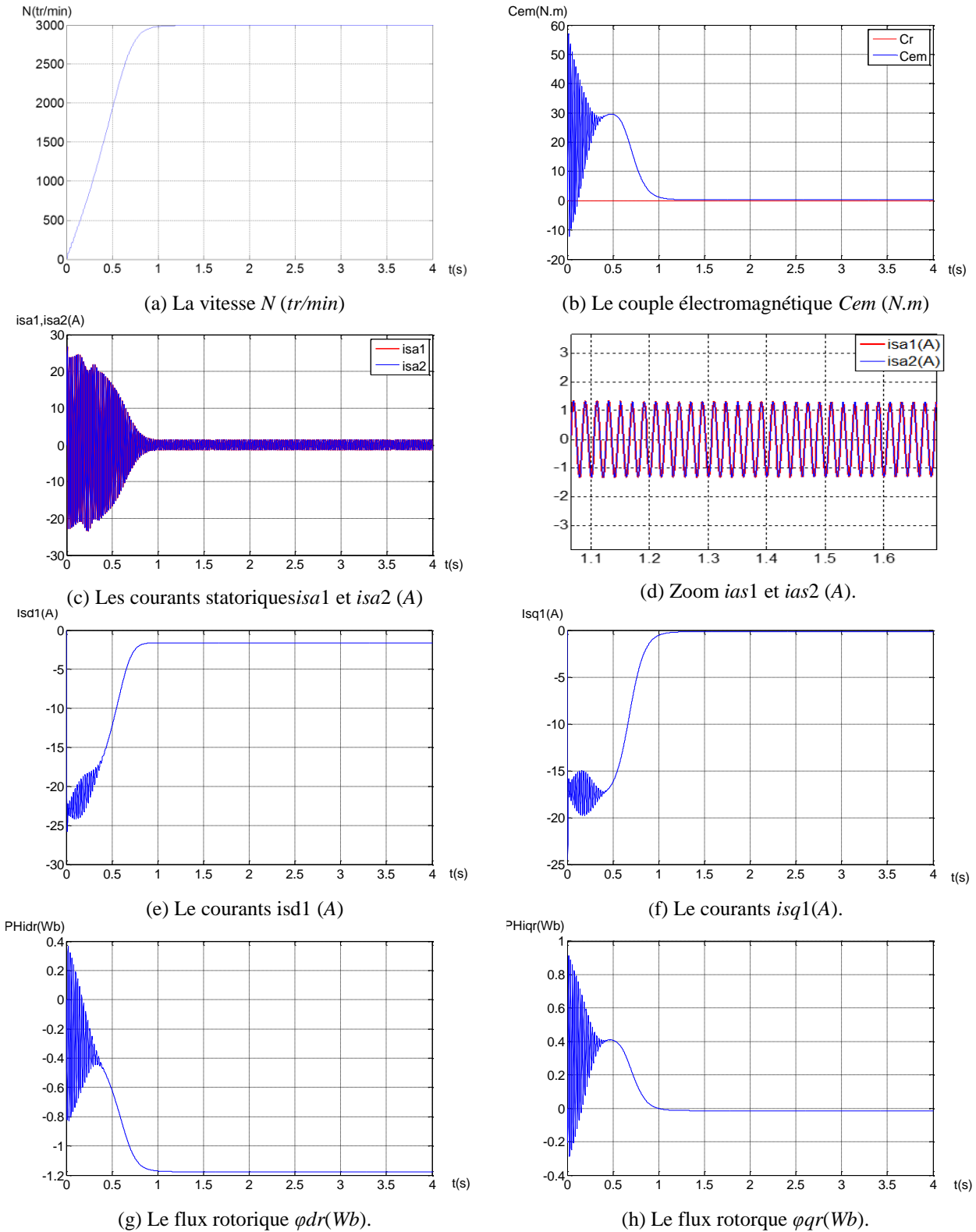
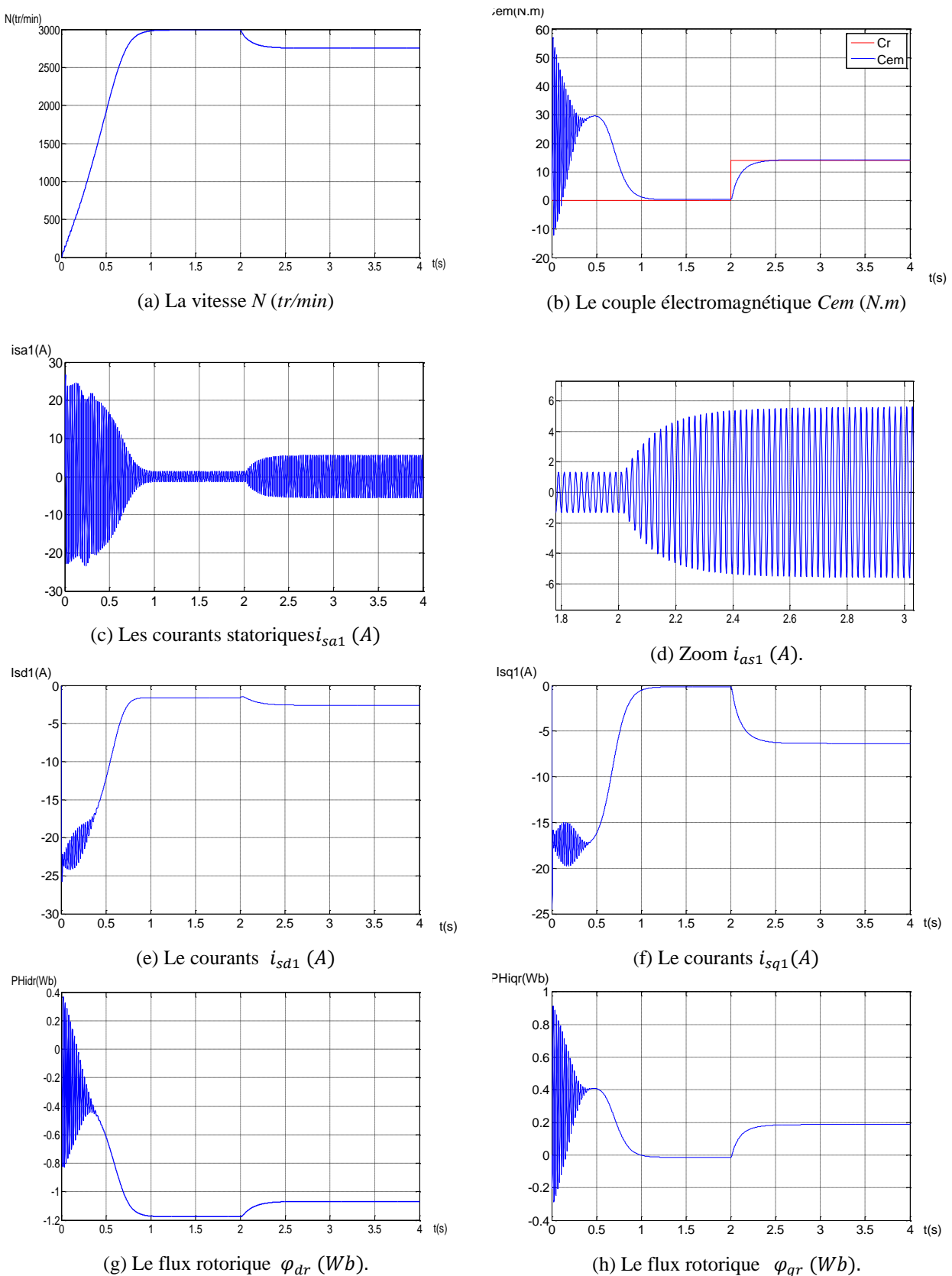


Figure. II.5 : Performances de la MASDE à vide.

**II.8.2 Deuxième cas : fonctionnement en charge**

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



**Figure. II.6 :** Performances de la MASDE en charge.

### II.8.3 Interprétations des résultats :

#### À vide :

Les performances de la conduite de la machine asynchrone double étoile en fonctionnement à vide montrent que : La vitesse de rotation se stabilise presque à 3000  $tr/min$  après un régime transitoire d'environ 1s comme l'illustre (Figure II.5(a)).

Le couple électromagnétique présente au démarrage, un pic de 57  $N.m$  et des oscillations, après ce régime le couple compense les pertes par frottement. La machine produit un couple de 0.31  $N.m$  (Figure. II.5(b)). Le couple électromagnétique est fortement pulsatoire, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique de la machine.

Les courants statoriques  $i_{as1}$  et  $i_{as2}$  ont une forme sinusoïdale et de même amplitude (les deux étoiles de stator ont les mêmes paramètres  $R_{s1} = R_{s2}$  etc.). Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants très importants, leur amplitude atteint la valeur  $i_{as1} = i_{as2} = 25A$ . Après le régime transitoire, les courants statoriques diminuent pour atteindre la valeur crête de 1.3A d'amplitude (Figure. II.5 (c)), (Figure. II.5 (d)).

Les deux courants d'axe  $d$  ont la même forme (les deux étoiles sont identiques). Ces courants sont de signe négatif et se stabilise à la valeur  $-1.3A$  (Figure. II.5(e)). Même chose pour les deux courants d'axe  $q$ , sauf que la valeur de courant en régime établi est presque nulle (Figure. II.5(f)).

Le flux  $\varphi_{dr}$  a des oscillations dans la zone négative et se stabilise à la valeur  $-0.96 Wb$  (Figure. II.5(g)), par contre le flux  $\varphi_{qr}$  a des oscillations presque dans la zone positive et tend vers une valeur nulle dans le régime établi (Figure. II.5(h)).

#### En charge :

En appliquant une charge à l'instant  $t = 2 s$ . On constate les mêmes performances qu'au démarrage.

La vitesse de la rotation chute jusqu'à atteindre la valeur  $N = 2753 tr/min$  vitesse nominale (Figure.II.6 (a)).

Le couple électromagnétique compense le couple de charge et bien sûr les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de 14.28  $N.m$  (Figure.II.6 (b)). Le courant de l'étoile 1  $i_{as1}$  atteint au démarrage la même valeur qu'en fonctionnement à vide ; à l'insertion de la charge, le courant augmente et atteint une valeur crête 5.6  $A$  (Figure.II.6(c)), (Figure.II.6 (d)).

Les courants d'axes  $i_{ds1}$  et  $i_{qs1}$  à l'instant  $t = 2$  saugmentent. Le courant  $i_{ds1}$  atteint la valeur  $-2.13 A$ , alors que  $i_{qs1}$  atteint la valeur  $-5.18 A$  (Figure.II.6(e)), (Figure. II.6(f)).

Le flux  $\varphi_{dr}$  lors de l'application de la charge, diminue de  $0.96 Wb$  à  $0.87 Wb$  en valeur absolu (Figure.II.6g)), alors que le flux  $\varphi_{qr}$  augmente de  $0 Wb$  à  $0.15 Wb$  (Figure.II.6(h)).

### II.9. Modélisation De L'onduleur A Commande MLI :

Un onduleur autonome (à commande adjacente ou à M.L.I) est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable [NEY88].

Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASDE se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, à base d'onduleurs de tension à fréquence variable. [AMI08]

Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées. Ce dernier est constitué de trois branches où chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires ; chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états

- Avec  $f_{ij} = 0$  Interrupteur ouvert.
- $f_{ij} = 1$  Interrupteur fermé.

La (Figure.II.7) représente la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.

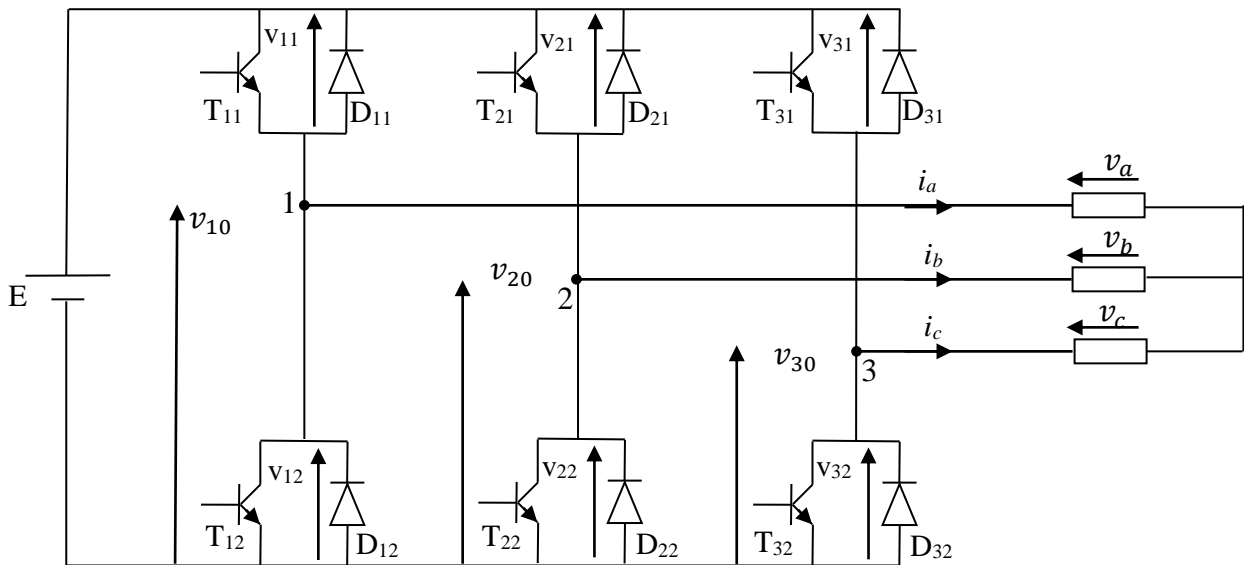
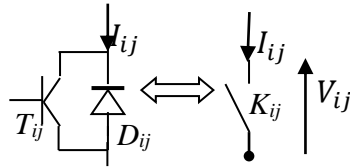


Figure.II.7 : Représentation de l'onduleur de tension MLI.

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



$V_{ij}$ : Tension commutée.

$I_{ij}$  : Courant commuté

### II.9.1. Fonction de connexion :

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

$$\begin{cases} v_{10} - v_a + v_b - v_{20} = 0 \\ v_{10} - v_a + v_c - v_{30} = 0 \end{cases} \quad \text{II.54}$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2v_{10} - 2v_a + v_b + v_c - v_{20} - v_{30} = 0 \quad \text{II.55}$$

Dans une charge triphasée symétrique avec le point neutre la somme des courants  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  doit être nulle. Même chose pour les tensions des phases. Il existe donc la condition :

$$v_a + v_b + v_c = 0$$

Dans (II.58), on peut remplacer  $v_b + v_c$  par  $-v_a$  et on tire.

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{1}{3}(2v_{10} - v_{20} - v_{30}) \\ v_b &= \frac{1}{3}(-v_{10} + 2v_{20} - v_{30}) \\ v_c &= \frac{1}{3}(2v_{10} - v_{20} + 2v_{30}) \end{aligned} \quad \text{II.56}$$

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs  $K_{ij}$  les tensions de branche  $v_{j0}$  peuvent être égales à  $E$  ou à  $0$ . On introduit d'autres variables  $f_{11}, f_{21}$  et  $f_{31}$  qui prennent 1 (fermée) ou 0 (bloquée) pour les interrupteur  $K_{i1}$  respectivement. L'équation (II.56) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.57})$$

### II.9.2. Stratégie de commande :

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire. [MER08]

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

$$v_{sk1ref} = V_m \sin[2\pi ft - 2(j - 1)\pi/3] \quad \text{pour l'onduleur 1} \quad (\text{II.58})$$

$$v_{sk2ref} = V_m \sin[2\pi ft - 2(j - 1)\pi/3 - \alpha] \quad \text{pour l'onduleur 2}$$

Avec :  $k = a, b, c, j = 1, 2, 3$ .

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left( 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left( -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- ◆ L'indice de modulation "m" égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ( $m = f / f_p$ )
- ◆ Le coefficient de réglage en tension "r" égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ( $r = V_m / V_{pm}$ ).

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

Pour l'onduleur N°1

$$\begin{cases} Si & V_{ref\ 11} \geq V_p(t) & f_{11} = 1, & \text{sinon} & f_{11} = 0 \\ Si & V_{ref\ 12} \geq V_p(t) & f_{12} = 1, & \text{sinon} & f_{12} = 0 \\ Si & V_{ref\ 13} \geq V_p(t) & f_{13} = 1, & \text{sinon} & f_{13} = 0 \end{cases} \quad (II.60)$$

Pour l'onduleur N°2

$$\begin{cases} Si & V_{ref\ 21} \geq V_p(t) & f_{21} = 1, & \text{sinon} & f_{21} = 0 \\ Si & V_{ref\ 22} \geq V_p(t) & f_{22} = 1, & \text{sinon} & f_{22} = 0 \\ Si & V_{ref\ 23} \geq V_p(t) & f_{23} = 1, & \text{sinon} & f_{23} = 0 \end{cases} \quad (II.61)$$

### II.10. Association De La MASDE-Onduleur De Tension :

La Figure.II.8 représente l'association de la MASDE à deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI :

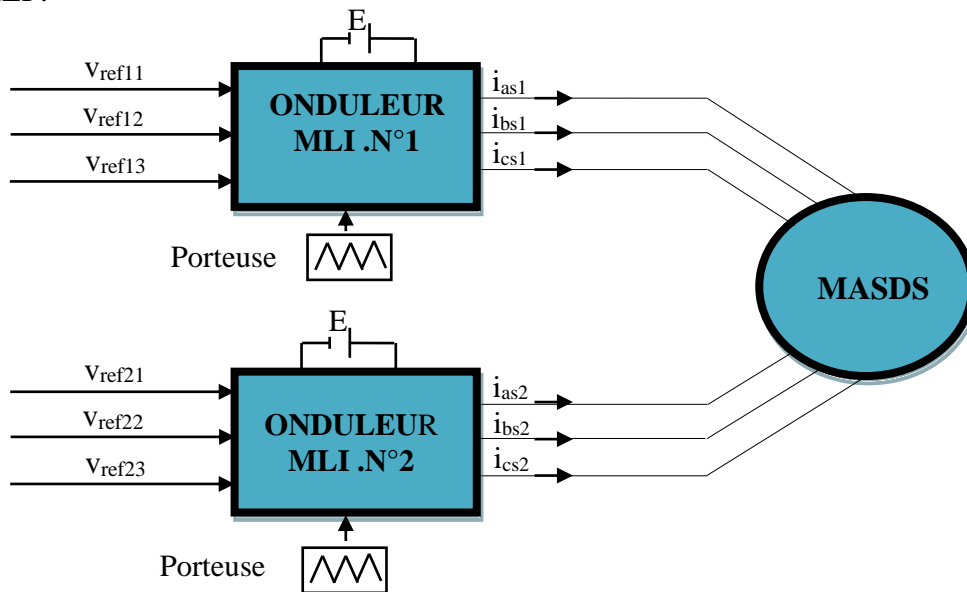


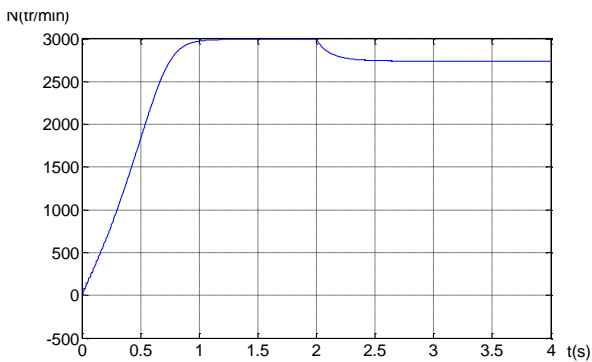
Figure.II.8 : Association de la MASDS avec les deux onduleurs MLI.

II.10.1. Résultats de simulation

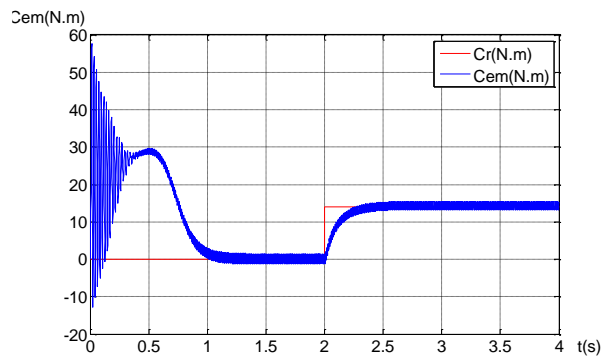
La simulation numérique est effectuée pour  $m = 21$  et  $r = 0,8$

Les résultats de simulation de l'association des deux onduleurs avec la MASDE sont représentés par la Figure .II.9

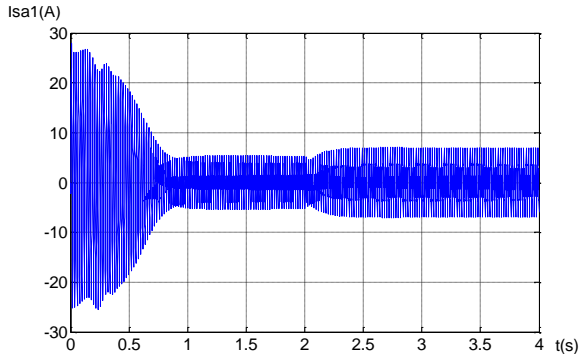
Comme on remarque que ces résultats sont similaires à ceux obtenus pour une machine liée directement au réseau, mais ils présentent quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par les deux onduleurs.



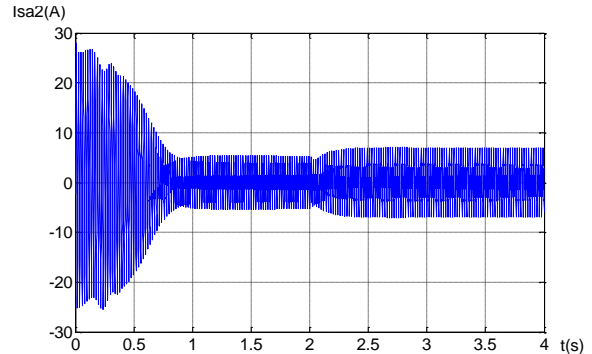
(a) La vitesse  $N$  (tr/min)



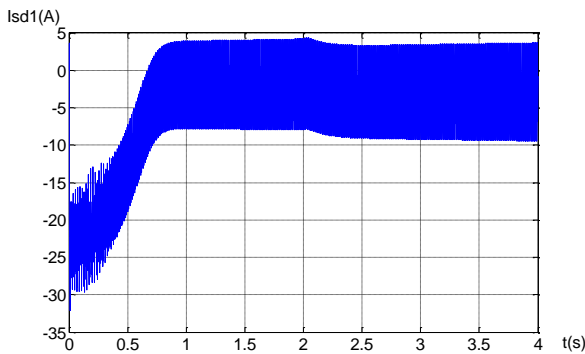
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  (N.m)



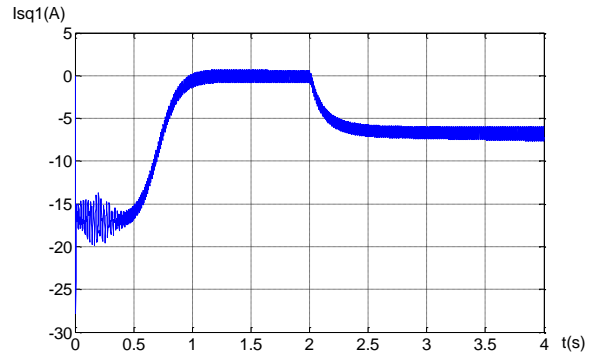
(c) Les courants statoriques  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  (A)



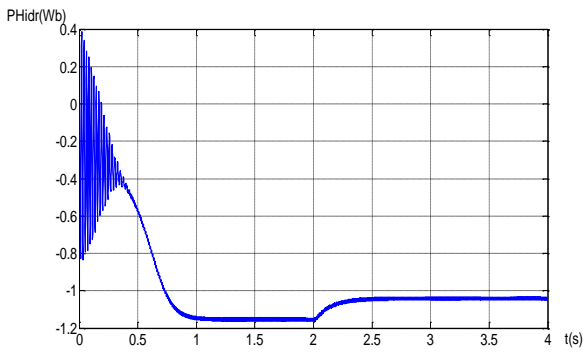
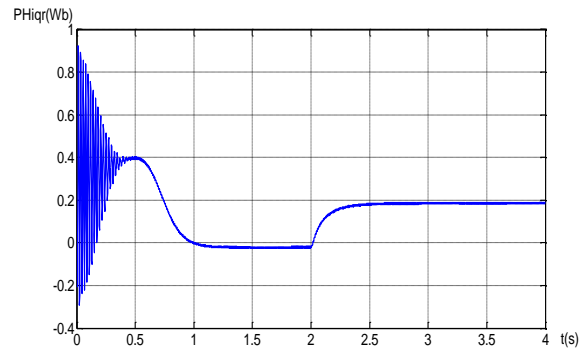
(d) Zoom  $i_{as1}$  et  $i_{as2}$  (A).



(e) Le courants  $i_{sd1}$  (A)



(f) Le courants  $i_{sq1}$  (A)

(g) Le flux rotorique  $\varphi_{dr}$  (Wb).(h) Le flux rotorique  $\varphi_{qr}$  (Wb).

**Figure. II.9 :** Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge.

## II.12. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone double étoile en utilisant la transformation de Park, de même que la modélisation de l'alimentation présentée par deux onduleurs de tension à deux niveau commandés par la stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Pour améliorer le comportement dynamique de la machine lorsqu'elle est soumise à des perturbations, la suite du travail sera consacrée à la régulation de la vitesse de rotation de la machine en utilisant la technique de la commande vectorielle.

## **Chapitre III**

***La commande vectorielle de  
la machine asynchrone  
double étoile(MASDE)***

### III.1 Introduction :

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blascke en 1972 [THO98]. Il a proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du flux, ce travail a permis de rendre le modèle de la machine semblable au modèle de la machine à courant continu ce qui peut simplifier sa commande. Après plusieurs années, et après le développement considérable de la micro-électronique, cette technique a permis de faire une énorme révolution au niveau de la commande des machines asynchrones, et aujourd’hui les moteurs asynchrones ont remplacés les moteurs à courant continu dans plusieurs applications qui demandent de hautes performances où ce dernier était le seul qui peut satisfaire ce type d’applications [TAM06], [MAH07].

Dans le présent chapitre, nous allons présenter la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension, en utilisant des régulateurs classiques de type PI.

### III.2. Principe de la commande :

Le principe de la commande vectorielle (ou commande par flux orienté) consiste à orienter une des composantes de flux statoriques, rotorique ou de l’entrefer sur un axe du référentiel tournant à la vitesse  $\omega_s$ . Ce principe de commande découplée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur asynchrone est la principale caractéristique de la commande vectorielle conduisant aux hautes performances industrielles des entraînements asynchrones (machine de papeterie, laminoirs, traction électrique etc.) supportant les perturbations de la charge [PIE92] [MIC01].

Le but de cette commande est d’assimiler le comportement de la machine asynchrone double étoile à celui d’une machine à courant continu à excitation séparée (Figure. III.1)

En effet dans une machine à courant continu le courant d’induit  $I_a$  contrôle le couple et le courant inducteur  $I_f$  contrôle le flux.

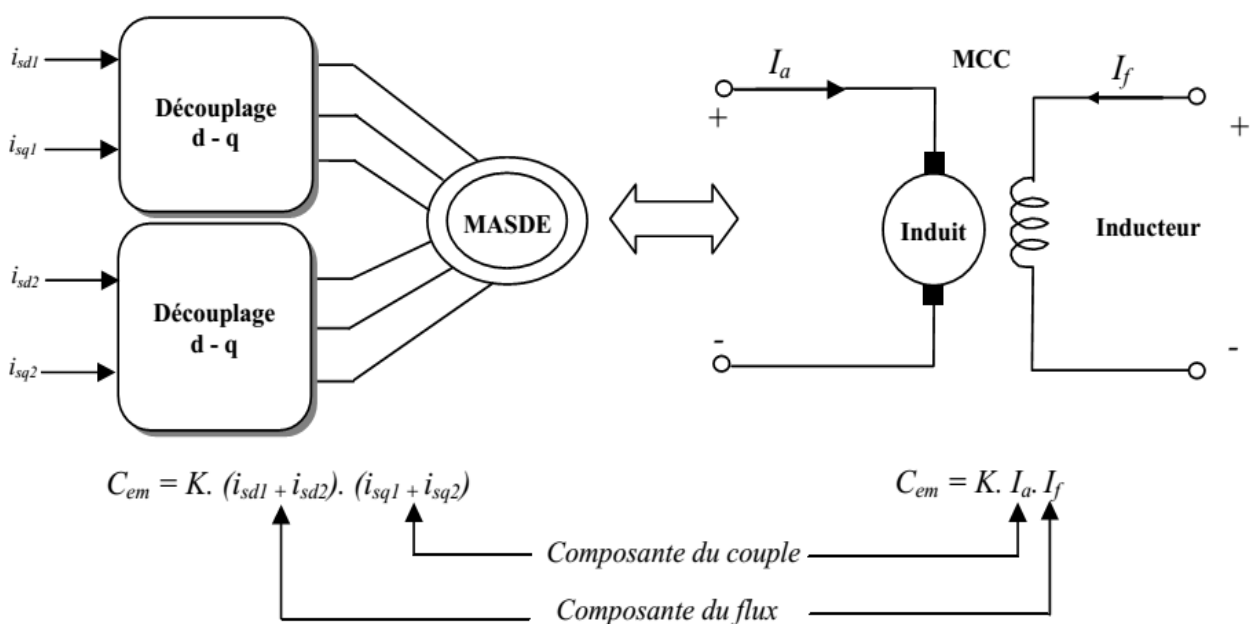


Figure III.1 : Analogie avec la machine à courant continu à excitation séparée

### III.3. Procédé D'orientation Du Flux

La méthode de flux orienté est basée sur le choix du repère de référence, suivant la vitesse attribuée au repère  $(d, q)$ . Nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction désirée du flux (statoriques, rotorique ou entrefer).

Il existe trois types de référentiel :

1. Orientation du flux rotorique:  $\phi_{rq} = 0 \Leftrightarrow \phi_{rd} = \phi_r$  (III.1)
2. Orientation du flux statorique:  $\phi_{sq} = 0 \Leftrightarrow \phi_{sd} = \phi_s$  (III.2)
3. Orientation du flux d'entrefer :  $\phi_{gq} = 0 \Leftrightarrow \phi_{gd} = \phi_g$  (III.3)

L'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone à double étoile est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (III.4)$$

Avec:

$$K = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

Dans notre travail, on a choisi l'orientation du flux rotorique Figure (III.2), car cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques. C'est-à-dire :

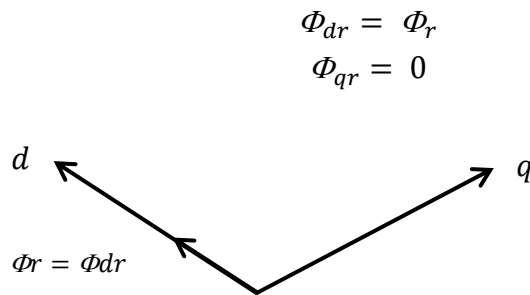


Figure.III.2 : L'orientation du flux rotorique sur l'axe d

L'équation (III.4). Devient

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_r (i_{qs1} + i_{qs2})] = k \Phi_r i_{qs} \quad (III.5)$$

Avec :

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

D'après l'équation (III.5) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone à double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

### **III.4. Méthodes De La Commande Vectorielle :**

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone à double étoile, il existe deux méthodes : directe et indirecte.

#### **III.4.1. Méthode Directe :**

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quel que soit le régime de fonctionnement.[BOG01]

Pour cela deux procédés sont utilisés :

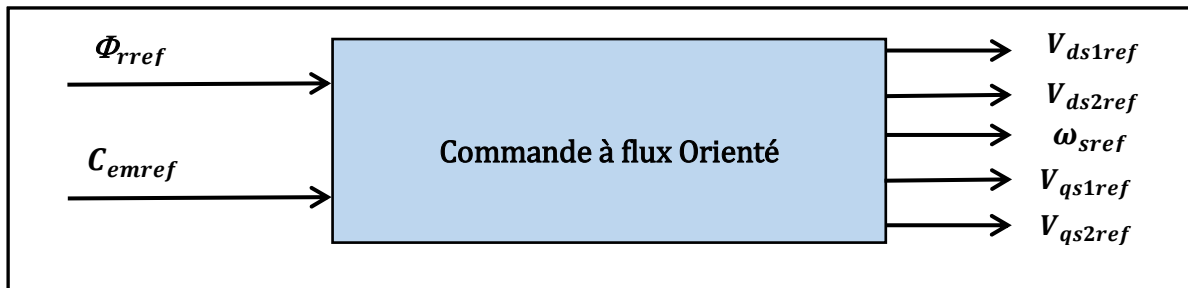
1. la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur, l'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles.
2. l'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

#### **III.4.2. Méthode Indirecte :**

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Le descriptif "méthode indirecte" signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [PIE92].

### **III.5. Régulation De La Vitesse Par La Méthode Directe:**

La commande vectorielle directe nécessite la connaissance du module et de la position du flux rotorique. A cet effet, un estimateur du flux rotorique  $\varphi_r$  est implanté à partir des mesures de courants statoriques et les transformés en  $ids1, iqs1, ids2$  et  $iqs2$  et de la pulsation du glissement [CAP92].



**Figure .III.3 :** Le bloc de commande à flux Orienté.

Considérons comme références de commande le flux rotorique  $\Phi_{rref}$  et le couple  $C_{emref}$ .

En tenant compte de la condition,  $\Phi_{dr} = \Phi_{rref}$  et  $\Phi_{qr} = 0$ , le système d'équation (II.45) devient :

$$i_{dr} = \frac{\Phi_{rref} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})}{L_m + L_r} \quad (III.6)$$

$$i_{qr} = \frac{-L_m(i_{qs1} + i_{qs2})}{L_m + L_r} \quad (III.7)$$

En remplaçant ( $\Phi_{dr} = \Phi_{rref}$ ) dans les équations des tensions rotoriques (II.32), on obtient :

$$i_{qr} = -\frac{\omega_{glref} \Phi_{rref}}{R_r} i_{dr} = 0$$

En substituant ( $i_{dr} = 0$ ) dans l'équation (III.6), On tire :

$$\Phi_{rref} = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (III.8)$$

A partir de l'équation (III.7), on trouve :

$$L_m(i_{qs1} + i_{qs2}) = -(L_m + L_r)i_{qr} \quad (III.9)$$

En remplaçant (III.7) et (III.8) dans (II.33) on trouve :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \Phi_{qs2} = \lambda_1 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{cases} \quad (III.10)$$

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

En remplaçant (III.8), (III.9) et (III.10) dans le système d'équation (II.32), on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{ds1} - \omega_{sref} (L_{s1}i_{qs1} + T_r\phi_{rref} \omega_{glref} ) \\ V_{ds2ref} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{ds2} - \omega_{sref} (L_{s2}i_{qs2} + T_r\phi_{rref} \omega_{glref} ) \\ V_{qs1ref} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{qs1} - \omega_{sref} (L_{s1}i_{ds1} + \phi_{rref} ) \\ V_{qs2ref} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{qs2} - \omega_{sref} (L_{s2}i_{ds2} + \phi_{rref} ) \end{cases} \quad (III.11)$$

Avec :  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  et  $\omega_{glref} = \omega_{sref} - \omega_r$

On a :

$$\begin{cases} i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{(L_m + L_r)}{pL_m\Phi_{rref}} C_{emref} \\ \omega_{glref} = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)\Phi_{rref}} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (III.12)$$

Donc :

$$C_{emref} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{rref} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (III.13)$$

L'expression du couple montre que le flux de référence et les courants statoriques en quadrature ne sont pas parfaitement indépendants. Pour cela, il est nécessaire de découpler la commande du couple et celle du flux de cette machine en introduisant de nouvelles variables :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{ds2} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{qs1} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{qs2} \end{cases} \quad (III.14)$$

Le système (III.14) montre que les tensions statoriques sont directement reliées aux courants statoriques. Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, on introduit les tensions statoriques de références :

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = V_{ds1} - V_{ds1c} \\ V_{qs1ref} = V_{qs1} + V_{qs1c} \\ V_{ds2ref} = V_{ds2} - V_{ds2c} \\ V_{qs2ref} = V_{qs2} + V_{qs2c} \end{cases} \quad (III.15)$$

Avec :

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques  $i_{ds1}, i_{ds2}, i_{qs1}, i_{qs2}$  on obtient à leurs sorties les tensions statoriques,  $V_{ds1}, V_{ds2}, V_{qs1}, V_{qs2}$

### III.5.1. Synthèse des régulateurs PI :

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes, pour cela on utilise des régulateurs de types PI.

#### III.5.1.1. Calcul des paramètres du régulateur des courants :

La figure suivante montre le schéma fonctionnel de régulation des courants valable selon les deux axes « d » et « q ».

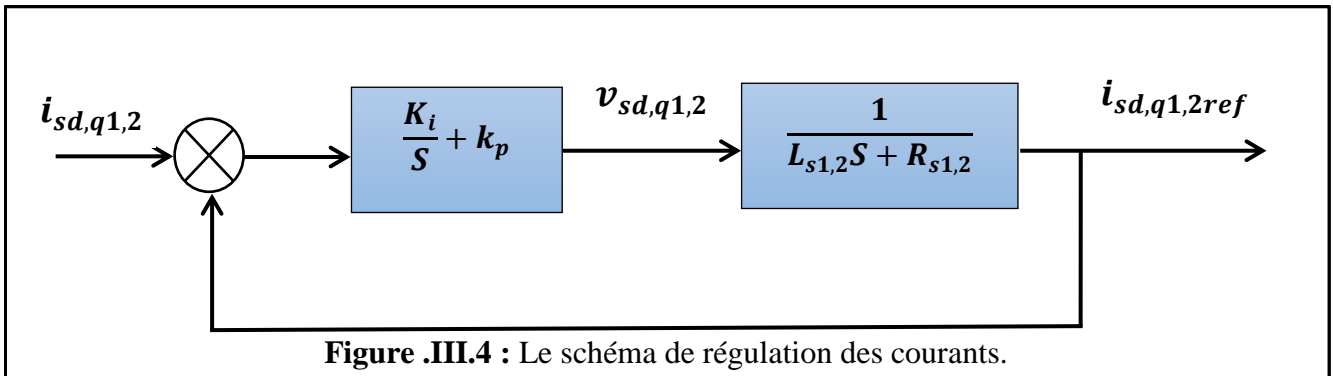


Figure .III.4 : Le schéma de régulation des courants.

La fonction de transfert en boucle fermée de la figure (III.4) est écrite comme suit :

$$\frac{i_{dq,s1,s2}}{i_{dq,s1,s2ref}} = \frac{(k_i + k_p S)}{L S^2 + (R + k_p) S + k_i} \quad (III.16)$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$P(S) = \frac{1}{\tau S + 1} \quad (III.17)$$

Il suffit d'identifier (III.16) à (III.17) comme suit :

$$\frac{(k_i + k_p S)}{LS^2 + (R + k_p)S + k_i} = \frac{1}{\tau S + 1} \quad (III.18)$$

Ce qui donne :

$$k_p \tau S^2 + (k_i \tau + k_p)S + k_i = aS^2 + (b + k_p)S + k_i \quad (III.19)$$

D'où :

$$\begin{cases} k_p = a / \tau \\ k_i = b / \tau \end{cases} \quad (III.20)$$

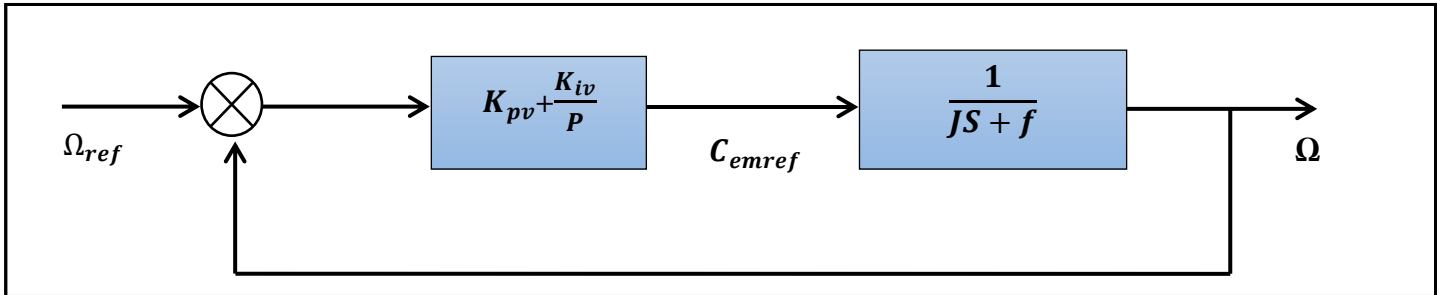
Donc

$$\begin{cases} k_{p1} = L_1 / \tau \\ k_{i1} = R_1 / \tau \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} k_{p1} = L_2 / \tau \\ k_{i1} = R_2 / \tau \end{cases} \quad (III.21)$$

Et on prend  $\tau = \frac{T_r}{6}$  pour avoir une dynamique du processus rapide, avec  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  est la constante de temps électrique (rotorique) du système.

### III.5.1.2 Régulateur de vitesse :

Le schéma de régulation de la vitesse est présent sur la Figure. III.5



**Figure. III.5.** Schéma d'un régulateur de vitesse

Pour le réglage de la vitesse, plusieurs types peuvent être appliqués. Le régulateur PI est le plus simple, d'où la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K_{pv} S + K_{iv}}{JS^2 + (f + K_{pv})S + K_{iv}} \quad (III.22)$$

On prend :

$$\begin{cases} K_{pv} = J / \tau \\ K_{iv} = f / \tau \end{cases} \quad (III.23)$$

Avec :  $\tau = \tau_r$

III.5.1.3 Bloc De Défluxage :

Dans le cas où la tension aux bornes de la machine est constante alors le flux augmente avec une vitesse inférieure ou égale la vitesse nominale et diminue avec une vitesse supérieure à la vitesse nominale. Ce principe est défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{rref} = \Phi_n & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \Phi_{rref} = \Phi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (III.24)$$

$\Omega_n$ : est la vitesse nominale

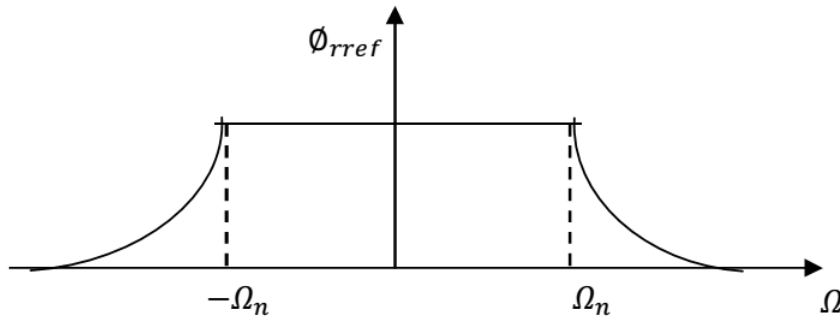


Figure .III.6 : Schéma de Défluxage

On admet que  $i_{ds1ref} = i_{ds2ref}$  et  $i_{qs1ref} = i_{qs2ref}$

Le schéma de découplage DFOC (Direct Field Oriented Control) est illustré par la figure (III.7)

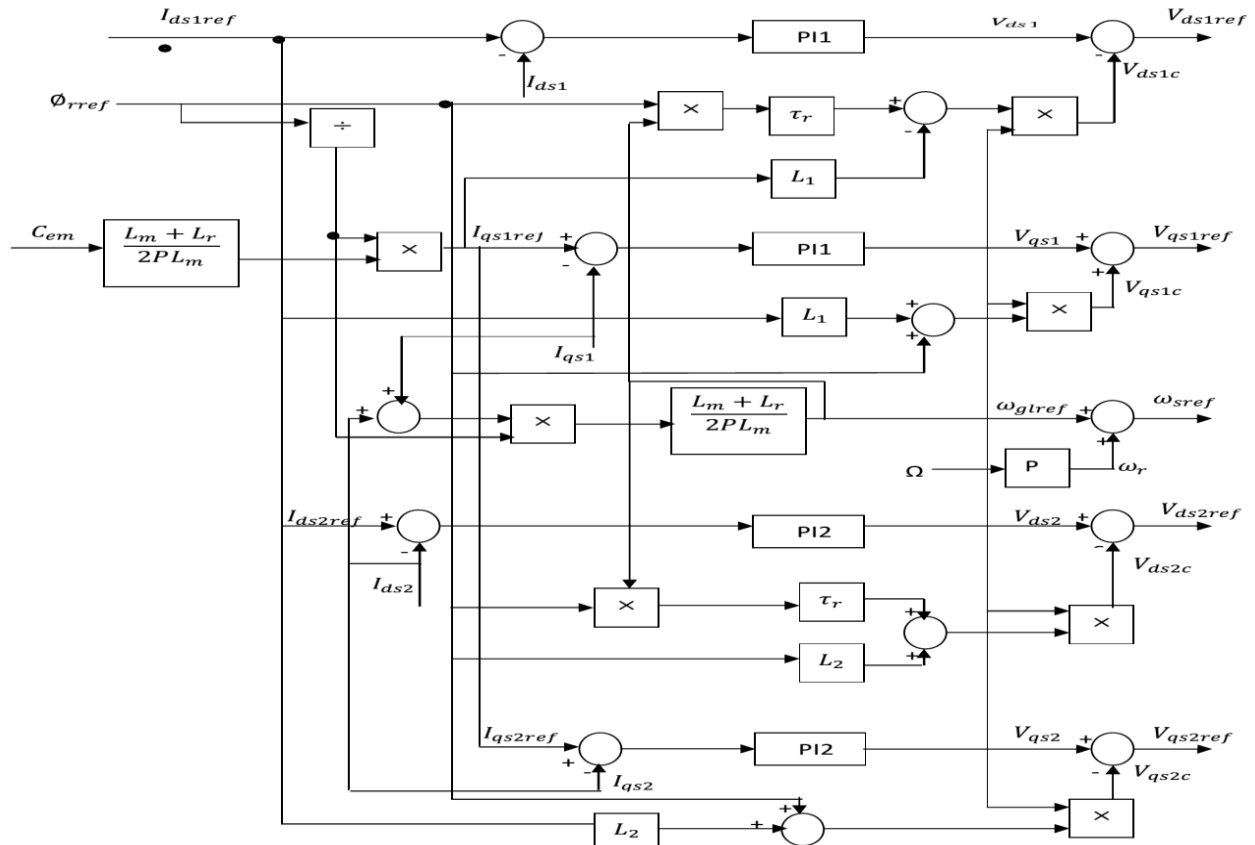


Figure. III.7 : Schéma bloc de découplage (DFOC)

L'application de la commande 'DFOC' sur la machine nécessite le schéma suivant :

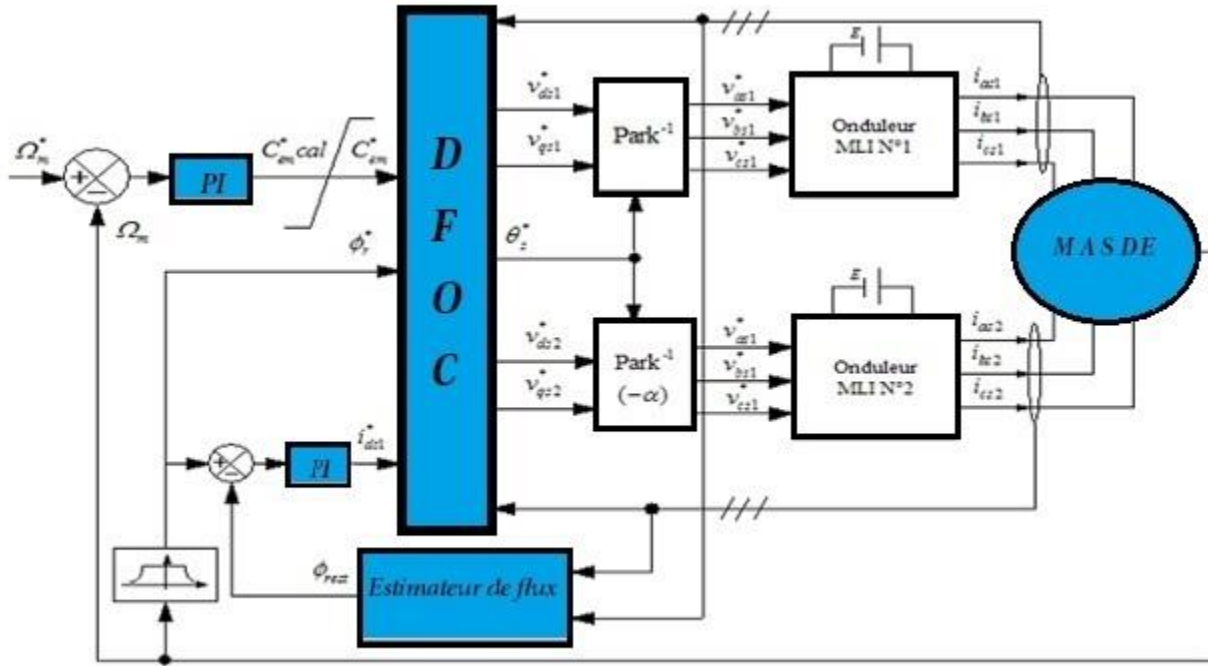


Figure .III.8: Commande vectorielle directe de la MASDE.

### III.5.1.4 Estimateur du flux :

Le flux rotorique est estime par les deux équations suivantes :

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

Le module de flux rotorique estimé est donné par :

$$\Phi_{rest} = \sqrt{\Phi_{drest}^2 + \Phi_{qrest}^2} \quad (III.26)$$

### III.5.1.5. Régulateur de flux :

La figure (III.9) représente le schéma bloc d'un régulateur de flux.

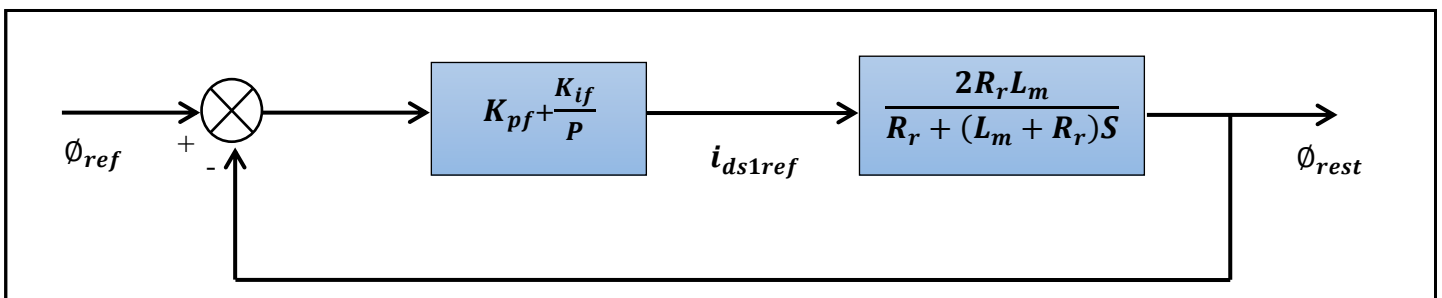


Figure III.9 : Régulateur de flux

La fonction de transfert en boucle fermé :

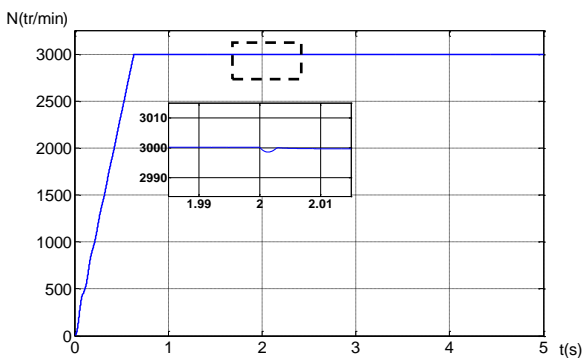
$$\frac{\Phi_{rest}}{\Phi_{ref}} = \frac{2R_r L_m (K_{if} S + k_{pf})}{(L_m + R_r) S^2 + (R_r + 2R_r L_m K_{pf}) S + 2R_r L_m K_{if}} \quad (III.27)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} k_{pf} = \frac{(L_m + R_r)}{2R_r L_m \tau_r} \\ K_{if} = \frac{1}{2L_m \tau_r} \end{cases} \quad (III.28)$$

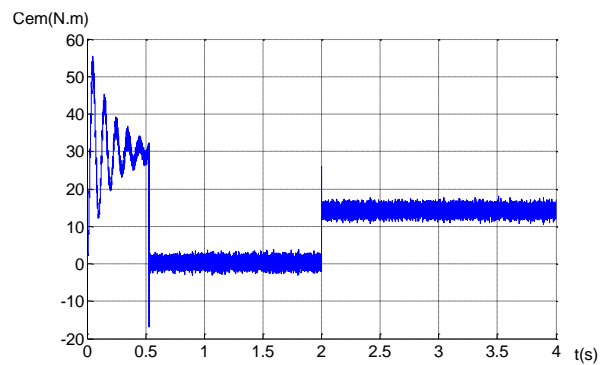
### III.5.6. Simulation et interprétation des résultats :

Les résultats de simulation ont été effectués pour deux tests :

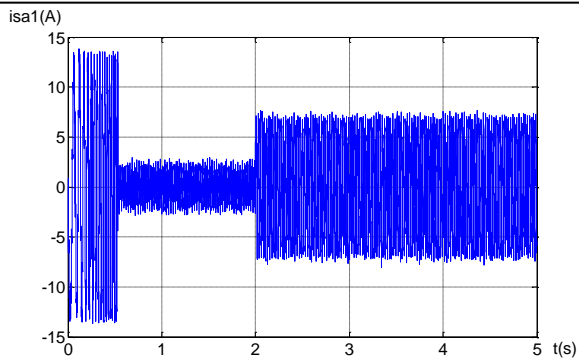
- Pour le premier test, il s'agit d'application d'une charge  $Cr = 14N.m$  à partir de  $t = 2s$ . La vitesse de référence est de  $3000 \text{ tr/min}$  (Figure. III.10) ;
- Dans le deuxième test, nous avons inversé le sens de rotation (de  $3000$  à  $-3000 \text{ tr/min}$ ) à l'instant  $t = 2s$ , en fonctionne à vide (Figure. III.11).



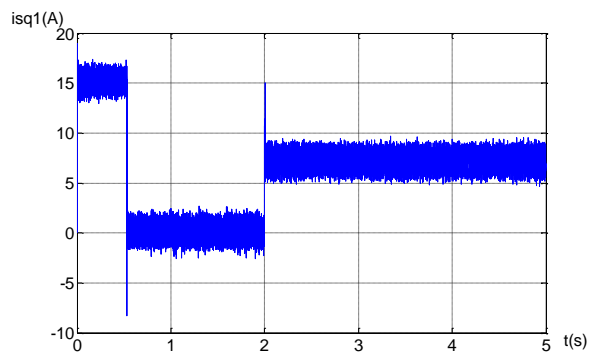
(a) La vitesse  $N$  ( $tr/min$ ).



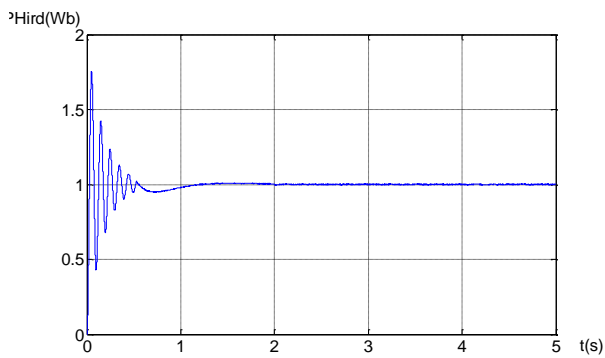
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  ( $N.m$ ).



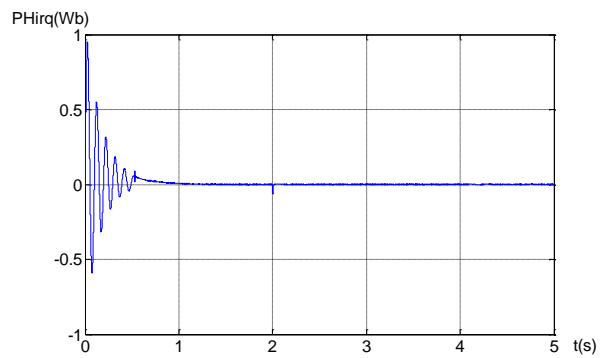
(c) Le courant  $i_{as1}$  (A).



(d) Le courant  $i_{qs1}$  (A)

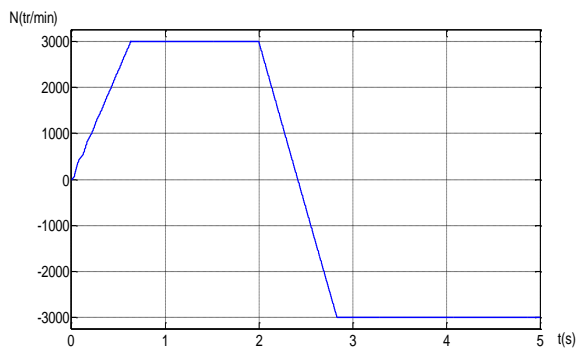


(e) Le flux  $\varphi_{dr}$  (Wb)

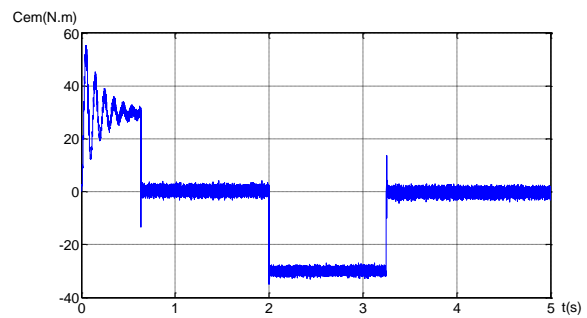


(f) Le flux  $\varphi_{qr}$  (Wb).

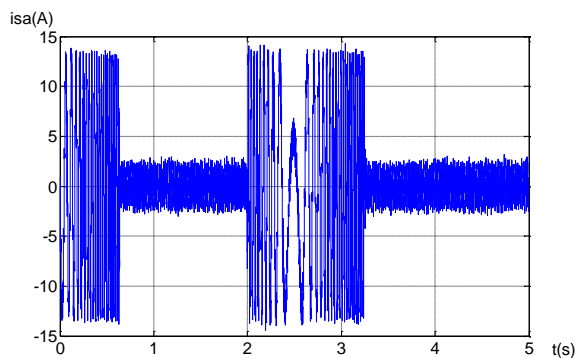
**Figure. III.10 :** Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe en charge.



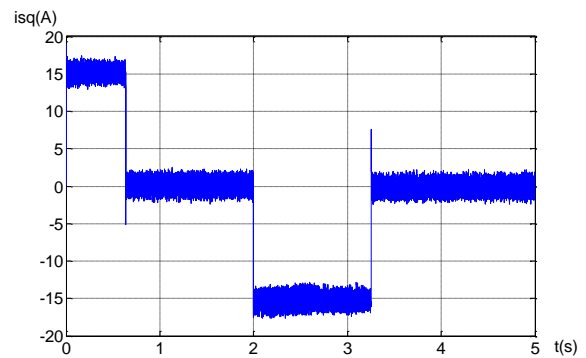
(a) La vitesse  $N$  (tr/min).



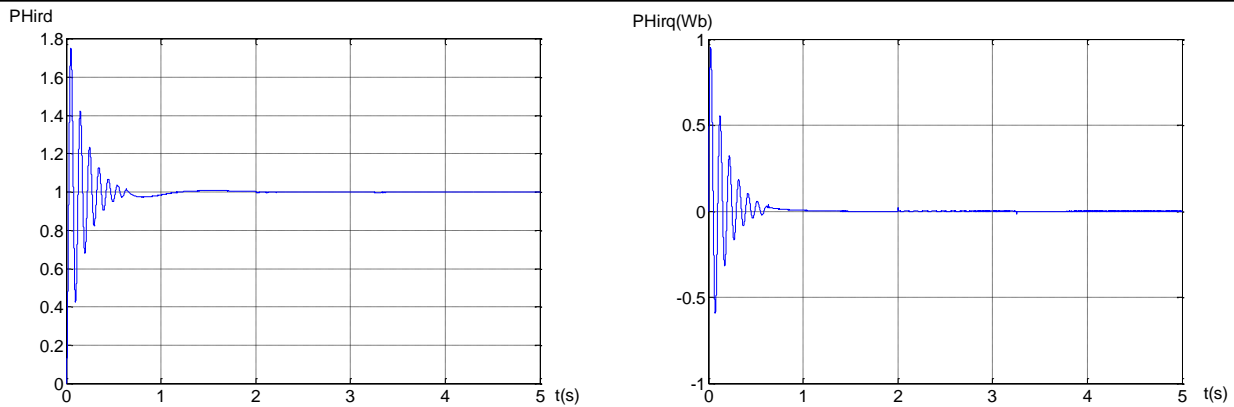
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  (N.m).



(c) Le courant  $i_{as1}$  (A).



(d) Le courant  $i_{qs1}$  (A)



(e) Le flux  $\varphi_{dr}$  (Wb)

(f) Le flux  $\varphi_{qr}$  (Wb).

**Figure .III.11 :** Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe en charge avec inversion de vitesse

**Dans le premier test, on constate que :**

La vitesse de rotation atteint la valeur de référence au bout de  $t = 0.63s$ , avec un dépassement de 0.25%. A l'instant  $t=2s$  on observe une perturbation pendant 0.003s (Fig. 3.11(a)).

Le couple électromagnétique a une valeur de démarrage d'environ 55N.m. D'après le régime transitoire, il oscille autour de zéro, à  $t = 2s$  il compense le couple de charge appliqué à la machine (Fig. 3.11(b)).

Un appel de courant  $i_{as1}$  en régime transitoire de valeur crête 14A, même en charge mais de valeur crête faible par rapport au régime transitoire (Fig. 3.11(c)). Le courant  $i_{qs1}$  à la même forme que celle du couple électromagnétique (Fig. 3.11(d)).

Le flux  $\varphi_{dr}$  oscille autour de la valeur 1Wb (Fig.3.11(e)).

Le flux  $\varphi_{qr}$  est de même forme que  $\varphi_{dr}$  avec une valeur de stabilisation 0 Wb (Fig.3.11(f)).

**2-Dans le deuxième test, on constate que :**

La vitesse de rotation prend rapidement sa valeur de référence, elle s'inverse à  $-3000 \text{ tr/min}$ . Durant un temps d'environ 1.25s puis stabilise à la valeur de référence. (Figure .III.11(a)). Le changement du sens de rotation conduit à un couple électromagnétique négatif d'environ  $-30N.m$ . Puis il se stabilise autour de zéro (pas de charge) (Figure .III.11(b)).

Un appel de courant statorique pendant le temps écoule pour l'inversion de sens de rotation. Après l'inversion, le courant  $i_{as1}$  a une allure proche de la sinusoïde de valeur crête 2.5A (Figure .III.11 (c)).

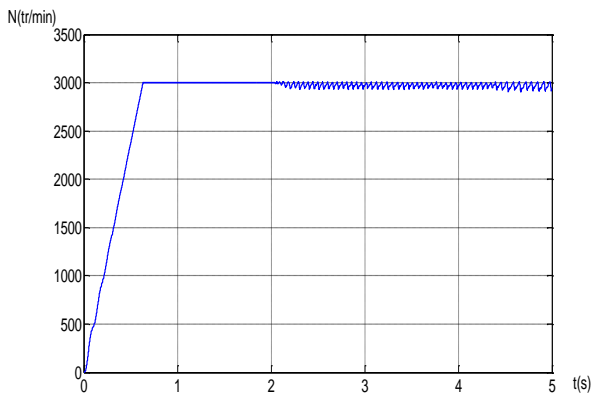
L'inversion du sens de rotation conduit à un courant  $i_{qs1}$  négatif d'environ 17A. Puis il se stabilise à la valeur zéro (Figure .III.11 (d)).

Les deux flux rotoriques ont une allure sinusoïdale amortie au démarrage. Puis ils se stabilisent

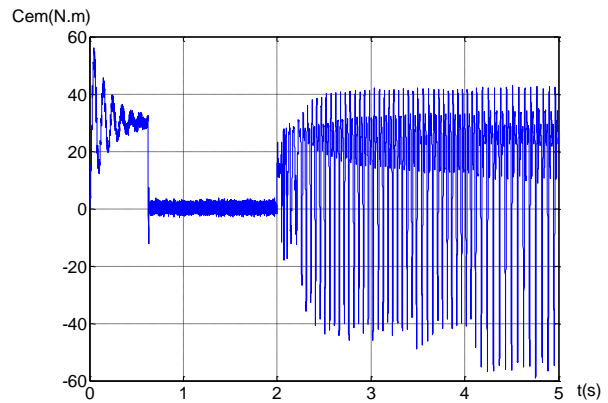
autour de leurs valeurs imposées. Pour  $\varphi_{dr}$ (Figure .III.11 (e)), pour  $\varphi_{qr}$ (Figure .III.11 (f)).

### III.5.7. Test de Robustesse :

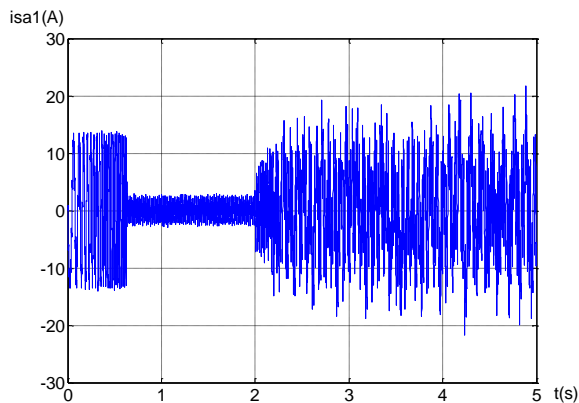
La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. On testera le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la MASDE. Le fonctionnement des machines électriques est sensible aux variations de la constante de temps rotorique. On varie la résistance rotorique  $R_r$  de la MASDE par rapport à sa valeur nominale.



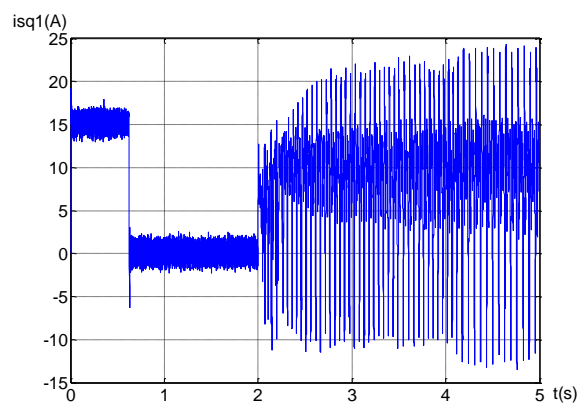
(a) La vitesse  $N$  ( $tr/min$ ).



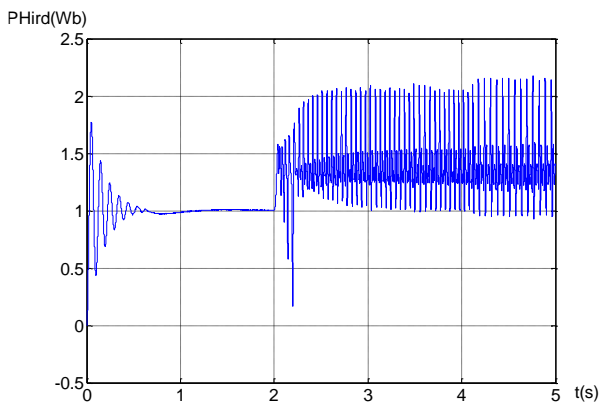
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  ( $N.m$ ).



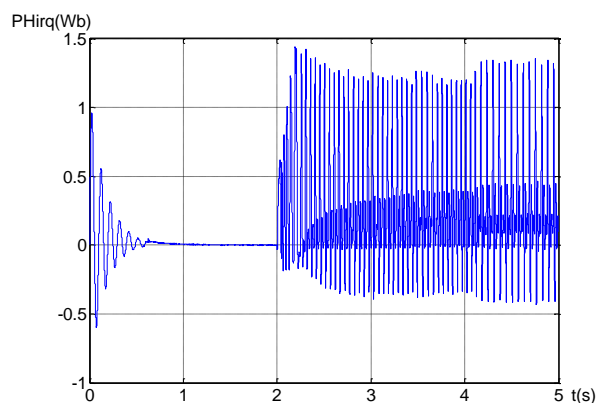
(c) Le courant  $i_{as1}$  ( $A$ ).



(d) Le courant  $i_{qs1}$  ( $A$ )



(e) Le flux  $\varphi_{dr}$  ( $Wb$ )



(f) Le flux  $\varphi_{qr}$  ( $Wb$ ).

**Figure .III.12 :** Performances de la MASDE vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique ( $R_r = 2R_r$  à partir de  $t = 2s$ ) en charge.

La Figure .III.12 représente les performances de la machine vis-à-vis des variations de la résistance rotorique à partir de l'instant  $t = 1s$ ,  $R_r$  devient  $2R_r$ , et on applique une charge à partir de  $t = 2s$ .

La vitesse de rotation présente des oscillations lors du changement de la résistance rotorique et l'introduction de la charge, de valeur  $\pm 8$  de la valeur de la vitesse de référence (Figure .III.12 (a)). Le courant  $i_{as1}$  présente en charge des pics de courant l'instant  $t = 2s$  (Figure .III.12 (c)).

De grandes perturbations sont observées au niveau du couple électromagnétique en charge allant jusqu'à  $41,5N.m$  (Figure .III.12 (b)).

Le courant d'axe 'q'  $i_{qs1}$  a la même forme que celle du couple électromagnétique (Figure .III.12 (d)). Les flux rotoriques selon  $(d, q)$  présentent des oscillations à l'instant  $t = 2s$  (Figure .III.12(e) (f)).

### **III.6.CONCLUSION :**

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle, dont il existe trois types d'orientation du flux, à savoir le flux rotorique, le flux statorique et le flux magnétisant. Ainsi on a choisi l'orientation du flux rotorique car cette dernière permet d'obtenir un découplage total entre le flux et le couple. Aussi, on peut noter que la structure de la commande vectorielle directe du flux, qui consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure ou par estimation, pouvait s'exprimer comme une commande découplant.

Le test de robustesse montre bien la sensibilité du contrôle de la vitesse par le régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Dans le but d'améliorer ces performances, on appliquera la commande par mode de glissement qui sera l'objet du chapitre suivant.

## **Chapitre IV**

***La commande par mode  
glissant de la machine  
asynchrone double étoile***

## IV.1. INTRODUCTION

À partir des années 80, la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle a été considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis [NEM02].

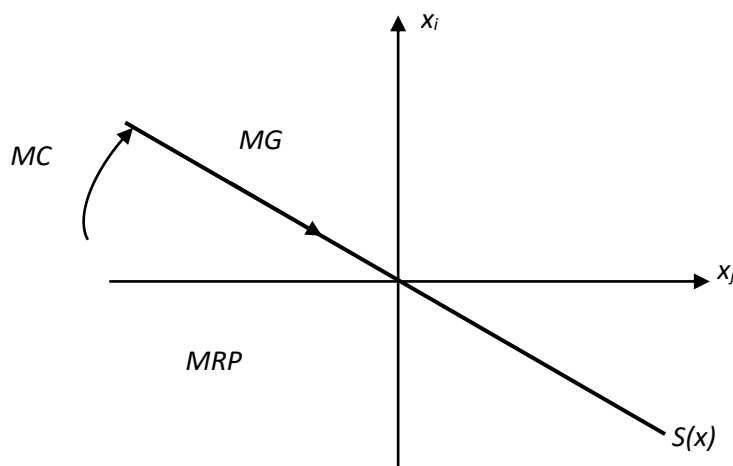
La commande par mode glissant a largement prouvé son efficacité à travers plusieurs études théoriques, ses principaux domaines d'application sont la robotique [WAN99] et la commande des moteurs électriques [ISH93]. L'avantage que procure une telle commande, qui la rend aussi importante, est sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle.

Dans ce chapitre, on applique la commande par mode glissant sur la machine asynchrone double étoile. Pour cela on présente un rappel théorique sur la commande par mode glissant des systèmes à structure variable, en suite la conception de commande et leur application sur la MASDE.

## IV.2. Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre [CHE01]. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes [HAM03] (figure. IV.1) :

- ◆ **Le mode de convergence (MC)** : ou le mode non glissant ou la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.
- ◆ **Mode de glissement (MG)** : C'est le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement.
- ◆ **Le mode de régime permanent (MRP)** : Il est nécessaire pour l'étude du Comportement d'un système autour du point d'équilibre.



**Figure IV.1** : Les modes de trajectoire dans le plan de phase

### IV.3. Conception de l'algorithme de commande par le mode glissant

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [NEM02], [SAI06] :

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

#### IV.3.1. Le choix de surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre nécessaire de ses surfaces et également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. Pour un système défini par :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (IV-1)$$

où  $[X] \in \mathbb{R}_n$  est le vecteur d'état,  $[U] \in \mathbb{R}_m$  le vecteur de commande, avec  $n > m$ . Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande  $[U]$ .

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état  $x$  vers sa valeur de référence  $x_{ref}$ , plusieurs travaux [BEN96], [SAI06], [HAZ04], [HUA06] proposent la forme générale suivante :

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (IV-2)$$

Avec :

$e(x) = x_{ref} - x$  : L'écart de la variable à régler.

$\lambda$  : Gain positif.

$r$  : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la

commande. . Tel que :  $\frac{\partial S}{\partial U} \neq 0$  assure la contrôlabilité.

Pour  $r = 1$ ,  $S(x) = e(x)$ .

Pour  $r = 2$ ,  $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$  .

Pour  $r = 3$ ,  $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$ .

$S(x) = 0$  Est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$ . Tend vers zéro pour un choix correct du gain  $\lambda$ .

Le problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder  $S(x)=0$ , est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. Pour le but d'obtenir une dynamique d'écart (référence – sortie) linéaire, autonome d'ordre  $r$ .

### IV.3.2. Conditions de convergence :

Les conditions de convergence sont situées dans le cadre de permettre aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement indépendamment de la perturbation. On a deux conditions :

➤ **L'approche directe :**

Elle est étudiée par Emilyanov et Utkin . Elle s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (IV-3)$$

➤ **L'approche de Lyapunov :**

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires. Il s'agit de choisir une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction  $\dot{V}(x) < 0$

Pour une fonction candidate de Lyapunov de la forme :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (IV-4)$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (IV-5)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (IV-6)$$

### IV.3.3. Détermination de la loi de commande :

Si la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, donc il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constitué de deux parties, une concernant la linéarisation exacte ( $U_{eq}$ ) et l'autre la stabilité ( $U_n$ ). Cette dernière est très importante dans le commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

$$U(t) = U_{eq}(t) + U_n(t) \quad (IV-7)$$

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

$U_n$ , introduit pour vérifier la condition de convergence  $\dot{S}(x).S(x) < 0$ . Elle détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence. Pour calculer la commande, on considère le système d'équation d'état (IV-1)

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

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (IV-8)$$

En substituant (IV.1), (IV.7) dans (IV.8), on aura :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [A(X)] + \frac{\partial S}{\partial x} [B(X)] U_{eq} + \frac{\partial S}{\partial x} [B(X)] U_n \quad (IV-9)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle  $S(x) = 0$ , et par conséquent, sa dérivée  $\dot{S}(x) = 0$ , et la partie discontinue est aussi nulle. Dans ces conditions la solution de l'équation (IV.9) est alors :

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

Avec la condition :

$$\frac{\partial S}{\partial x} [B(X)] \neq 0 \quad (IV-11)$$

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

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B(X)] U_n \quad (IV-12)$$

La condition d'attractivité  $(\dot{S})(S) < 0$ , devient :

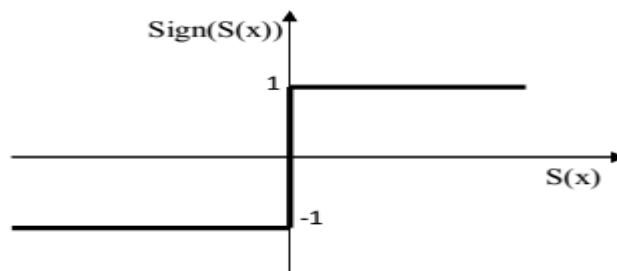
$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(X)] U_n < 0 \quad (IV-13)$$

Pour satisfaire cette condition, il faut que le signe de  $U_n$  soit opposé à celui de  $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(X)]$

La forme la plus simple que ' $U_n$ ' peut prendre est la fonction *sign* (la forme de relais) figure(IV.2)

$$U_n = K_x \text{sign}(S) \quad (IV-14)$$

Avec le signe de  $K_x$  est différent de  $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(X)]$ . Le choix de ce gain est très influent.



**Figure IV.2.** Fonction sign (toute ou rein)

**VI.4. Élimination Du Phénomène De Broutement (Chattering) :**

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées .Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [WIT00].

Le phénomène de broutement(Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction «sign» par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences.

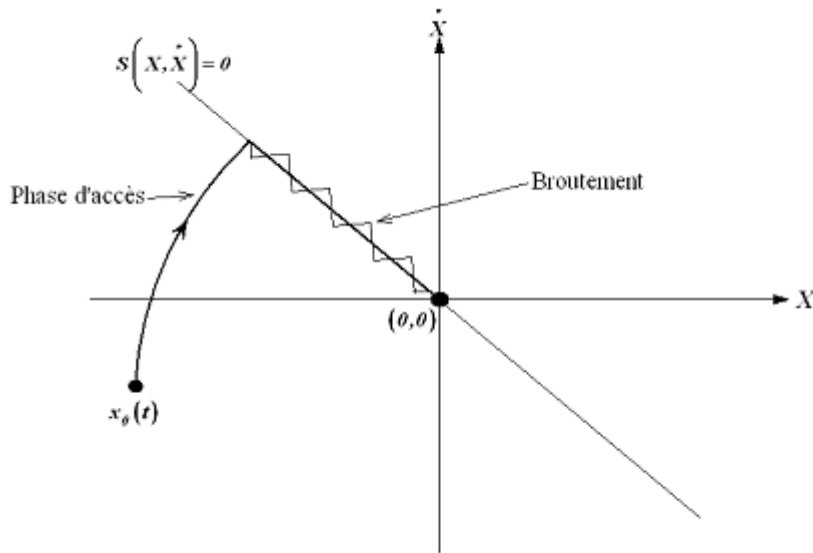


Figure IV.3. Phénomène de broutement

Pour l'élimination de broutement, on remplace la fonction 'sign' par les fonctions de saturation suivantes :

➤ **Fonction SAT**

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & si \ S > \mu \\ Sat(S) = -1 & si \ S < \mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & si \ |S| < \mu \end{cases}$$

$\mu$  : Un paramètre petit et positif.

Donc la commande est :

$$Un \begin{cases} K_x signS(x) & si \ |S(x)| > \xi \\ \frac{K_x}{\xi} signS(x) & si \ |S(x)| \leq \xi \end{cases} \quad (IV-15)$$

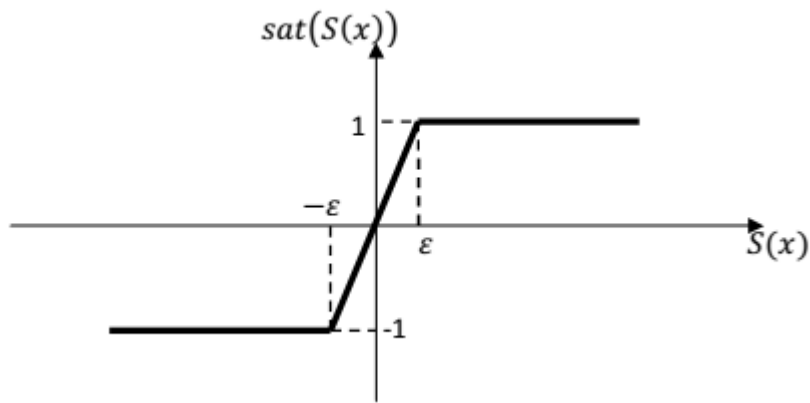


Figure IV.4. fonction de saturation

➤ **La fonction Smooth :**

La fonction Smooth est une fonction de classe C1

$$Smooth(S(x)) = \tanh\left(\frac{S(x)}{\xi}\right) = \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (IV-16)$$

La commande est :

$$U_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (IV-17)$$

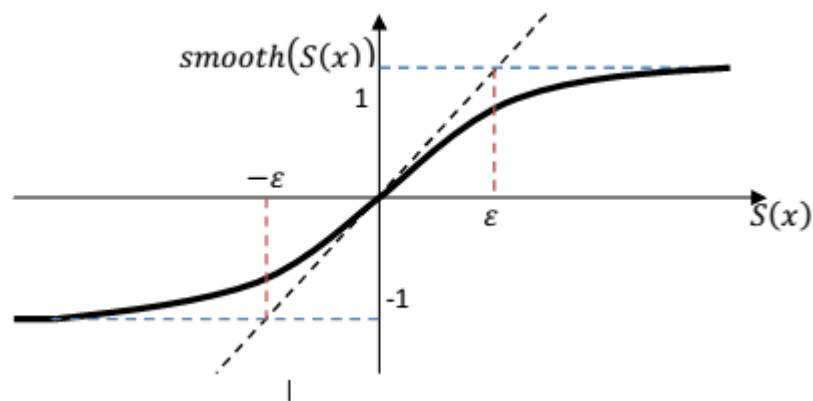


Figure IV.5. Fonction de smooth

**VI.5. Réglage en cascade de la vitesse et de flux rotorique par mode glissant :**

D'après le chapitre de la commande vectorielle, on tire le système d'équation d'état suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds1} = \frac{1}{L_{s1}} \left\{ V_{ds1} - R_{s1} i_{ds1} + \omega_s (L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \right\} \\ i_{qs1} = \frac{1}{L_{s1}} \left\{ V_{qs1} - R_{s1} i_{qs1} - \omega_s (L_{s1} i_{ds1} + \phi_{rref}) \right\} \\ i_{ds2} = \frac{1}{L_{s2}} \left\{ V_{ds2} - R_{s2} i_{ds2} + \omega_s (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \right\} \\ i_{qs2} = \frac{1}{L_{s2}} \left\{ V_{qs2} - R_{s2} i_{qs2} - \omega_s (L_{s2} i_{ds2} + \phi_{rref}) \right\} \\ \dot{\Omega} = \frac{1}{J} \left\{ p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{rref} (i_{qs1} + i_{qs2}) - C_r - K_f \Omega \right\} \\ \dot{\phi}_r = \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r + \frac{L_m + R_r}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \end{array} \right. \quad (IV-18)$$

### VI.5.1. surface de régulation de la vitesse

Le degré relatif est  $r=1$ , la surface est :

$$S(\omega_r) = \omega_{rref} - \omega_r \quad (IV-19)$$

On a :  $\Omega = \omega_r/p$ , d'où :

$$\omega_r = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{rref} (i_{qs1} + i_{qs2}) - C_r \frac{p}{J} - \frac{K_f}{J} \omega_r \quad (IV-20)$$

La dérivée de  $S(\omega)$  est :

$$S(\dot{\omega}_r) = \dot{\omega}_{rref} - \dot{\omega}_r \quad (IV-21)$$

On pose :  $i_{qs1} + i_{qs2} = i_q$ , on substitue (IV.20) dans (IV.21) on aura :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{rref} - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \left( i_{qs1} + i_{qs2} \right) \phi_{rref} - \frac{p}{J} C_r - \frac{K_f}{J} \omega_r \quad (IV-22)$$

On remplace  $i_q$  par le courant de commande  $i_{qref} = i_{qeq} + i_{qcn}$  dans (IV.22), on trouve :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{rref} - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \phi_{rref} i_{qeq} - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{(L_m + L_r)} \phi_{rref} i_{qcn} + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{p}{J} C_r \quad (IV-23)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\omega_r) = 0$  et par conséquent  $\dot{S}(\omega_r) = 0$  et  $i_{qn} = 0$ , d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (IV.23) :

$$i_{qeq} = \frac{J}{p^2} \frac{(L_m + L_r)}{L_m \phi_{rref}} \left[ \dot{\omega}_{rref} + \frac{K_f}{J} \omega_r + C_r \frac{p}{J} \right] \quad (IV-24)$$

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

$$\dot{S}(\omega_r) = -\frac{p^2}{J} \frac{L_m}{(L_m + L_r)} \Phi_{rref} i_{qn} \quad (IV-25)$$

La commande non linéaire est :

$$i_{qn} = K_{\omega r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi \omega_r} \quad (IV-26)$$

#### IV.5.2. Surface de régulation de flux rotorique :

La surface de flux est :

$$S(\phi_r) = \phi_{rref} - \phi_r \quad (IV-27)$$

Son dérivé :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_{rref} - \dot{\phi}_r \quad (IV-28)$$

En posant  $i_{ds1} + i_{ds2} = i_d$  et en substituant l'équation de  $\phi_r$  (système d'équations (IV.18)) dans (IV.28), on trouve :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_{rref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} i_d \quad (IV-29)$$

En introduisant le courant de commande  $i_{dref} = i_{deq} + i_{dn}$  dans l'équation (IV.29), on aura

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_{rref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} i_{deq} - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} i_{dn} \quad (IV-30)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\phi_r) = 0$  et par suite  $\dot{S}(\phi_r) = 0$  et  $i_{dn} = 0$ , d'où on tire  $i_{deq}$  de la relation (IV.30) :

$$i_{deq} = \frac{L_r + L_m}{R_r L_m} \left[ \dot{\phi}_{rref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r \right] \quad (IV-31)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(\phi_r)\dot{S}(\phi_r) < 0$  doit être vérifiée. En substituant (IV.31) dans (IV.30), on obtient :

$$\dot{S}(\phi_r) = -\frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{dn} \quad (IV-32)$$

La commande non linéaire est :

$$i_{dn} = K_{\phi_r} \frac{S(\phi_r)}{|S(\phi_r)| + \xi_{\phi_r}} \quad (IV-33)$$

### IV.5.3. Les surfaces de régulation des courantes statoriques :

On a les surfaces suivantes :

$$S(i_{ds1}) = i_{ds1ref} - i_{ds1} \quad (IV-34)$$

$$S(i_{qs1}) = i_{qs1ref} - i_{qs1} \quad (IV-35)$$

$$S(i_{ds2}) = i_{ds2ref} - i_{ds2} \quad (IV-36)$$

$$S(i_{qs2}) = i_{qs2ref} - i_{qs2} \quad (IV-37)$$

Les dérivées des surfaces :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = \dot{i}_{ds1ref} - \dot{i}_{ds1} \quad (IV-38)$$

$$\dot{S}(i_{qs1}) = \dot{i}_{qs1ref} - \dot{i}_{qs1} \quad (IV-39)$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = \dot{i}_{ds2ref} - \dot{i}_{ds2} \quad (IV-40)$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = \dot{i}_{qs2ref} - \dot{i}_{qs2} \quad (IV-41)$$

On substitue les équations des courantes de (IV.18) dans ces dernières, on obtient :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = \dot{i}_{ds1ref} - \frac{1}{L_{s1}} \left\{ V_{ds1} - R_{s1} i_{ds1} + \omega_s (L_{s1} i_{qs1} + Tr \phi_{rref} \omega_{glref}) \right\} \quad (IV-42)$$

$$\dot{S}(i_{qs1}) = \dot{i}_{qs1ref} - \frac{1}{L_{s1}} \left\{ V_{qs1} - R_{s1} i_{qs1} - \omega_s (L_{s1} i_{ds1} + \phi_{rref}) \right\} \quad (IV-43)$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = \dot{i}_{ds2ref} - \frac{1}{L_{s2}} \left\{ V_{ds2} - R_{s2} i_{ds2} + \omega_s (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \right\} \quad (IV-44)$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = \dot{i}_{qs2ref} - \frac{1}{L_{s2}} \left\{ V_{qs2} - R_{s2} i_{qs2} - \omega_s (L_{s2} i_{ds2} + \phi_{rref}) \right\} \quad (IV-45)$$

En remplaçant les tensions  $V_{ds1}$ ,  $V_{qs1}$ ,  $V_{ds2}$  et  $V_{qs2}$ , par les tensions de commande :

$$V_{ds1ref} = V_{ds1eq} + V_{ds1n}, \quad V_{qs1ref} = V_{qs1eq} + V_{qs1n}, \quad V_{ds2ref} = V_{ds2eq} + V_{ds2n}$$

$V_{qs2ref} = V_{qs2eq} + V_{qs2n}$  respectivement, on trouve :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = \dot{i}_{ds1ref} - \frac{1}{L_{s1}} \left\{ V_{ds1eq} + V_{ds1n} - R_{s1} i_{ds1} + \omega_s (L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \right\} \quad (IV-46)$$

$$\dot{S}(i_{qs1}) = \dot{i}_{qs1ref} - \frac{1}{L_{s1}} \left\{ V_{qs1eq} + V_{qs1n} - R_{s1} i_{qs1} - \omega_s (L_{s1} i_{ds1} + \phi_{rref}) \right\} \quad (IV-47)$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = \dot{i}_{ds2ref} - \frac{1}{L_{s2}} \left\{ V_{ds2eq} + V_{ds2n} - R_{s2} i_{ds2} + \omega_s (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \right\} \quad (IV-48)$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = \dot{i}_{qs2ref} - \frac{1}{L_{s2}} \left\{ V_{qs2eq} + V_{qs2n} - R_{s2} i_{qs2} - \omega_s (L_{s2} i_{ds2} + \phi_{rref}) \right\} \quad (IV-49)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons  $S(i_{ds1}) = 0$ ,  $S(i_{qs1}) = 0$ ,

$S(i_{ds2}) = 0$ ,  $S(i_{qs2}) = 0$ , et par suite  $\dot{S}(i_{ds1}) = 0$  et  $V_{ds1n} = 0$ ,  $\dot{S}(i_{qs1}) = 0$  et  $V_{qs1n} = 0$ ,  $\dot{S}(i_{ds2}) = 0$  et  $V_{ds2n} = 0$ ,  $\dot{S}(i_{qs2}) = 0$  et  $V_{qs2n} = 0$ . Alors, on tire à partir des équations (IV.46)-(IV.49) les expressions des commandes équivalentes  $V_{ds1eq}$ ,  $V_{qs1eq}$ ,  $V_{ds2eq}$  et  $V_{qs2eq}$  respectivement :

$$V_{ds1eq} = L_{s1} \dot{i}_{ds1ref} + R_{s1} i_{ds1} - \omega_s (L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \quad (IV-50)$$

$$V_{qs1eq} = L_{s1} \dot{i}_{ds1ref} + R_{s1} i_{qs1} + \omega_s (L_{s1} i_{ds1} + \phi_{rref}) \quad (IV-51)$$

$$V_{ds2eq} = L_{s2} \dot{i}_{ds1ref} + R_{s2} i_{ds2} - \omega_s (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \quad (IV-52)$$

$$V_{qs2eq} = L_{s2} \dot{i}_{ds1ref} + R_{s2} i_{qs2} + \omega_s (L_{s2} i_{ds2} + \phi_{rref}) \quad (IV-53)$$

Durant le mode de convergence, les conditions  $S(i_{sd1})\dot{S}(i_{sd1}) < 0$ ,  $S(i_{sq1})\dot{S}(i_{sq1}) < 0$ ,  $S(i_{sd2})\dot{S}(i_{sd2}) < 0$ ,  $S(i_{sq2})\dot{S}(i_{sq2}) < 0$  doivent être vérifiées. En substituant les équations (IV.50)–(IV.53) dans (IV.46)–(IV.49) respectivement, on obtient :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = -\frac{1}{L_{s1}}V_{ds1n} \quad (\text{IV-54})$$

$$\dot{S}(i_{qs1}) = -\frac{1}{L_{s1}}V_{qs1n} \quad (\text{IV-55})$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = -\frac{1}{L_{s2}}V_{ds2n} \quad (\text{IV-56})$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = -\frac{1}{L_{s2}}V_{qs2n} \quad (\text{IV-57})$$

On prend les commandes non linéaires suivantes :

$$V_{ds1n} = K_{ds1} \frac{S(ds1)}{|S(ds1)| + \xi_{ds1}} \quad (\text{IV-58})$$

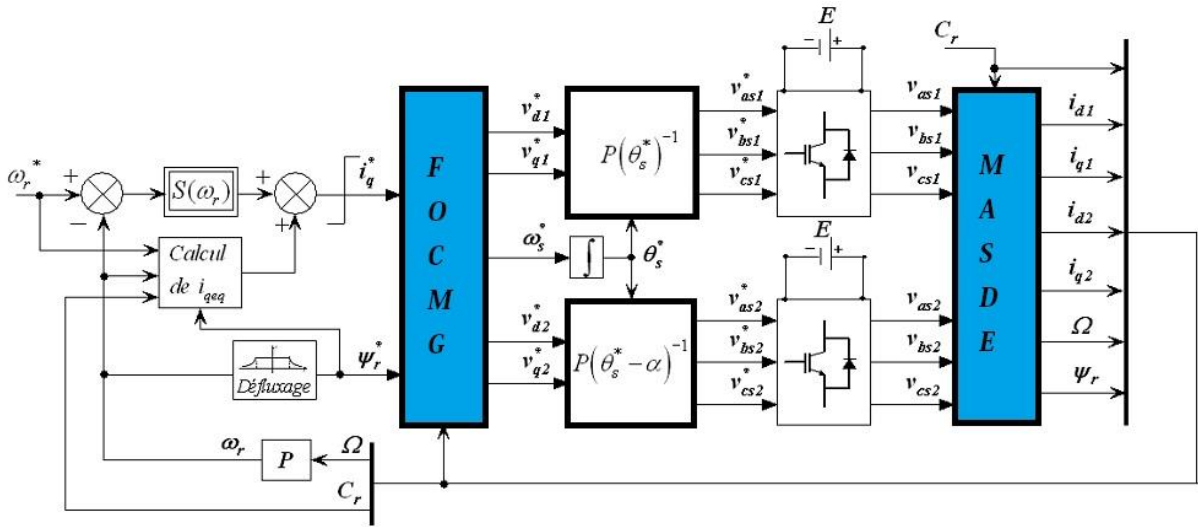
$$V_{qs1n} = K_{qs1} \frac{S(qs1)}{|S(qs1)| + \xi_{qs1}} \quad (\text{IV-59})$$

$$V_{ds2n} = K_{ds2} \frac{S(ds2)}{|S(ds2)| + \xi_{ds2}} \quad (\text{IV-60})$$

$$V_{qs2n} = K_{qs2} \frac{S(qs2)}{|S(qs2)| + \xi_{qs2}} \quad (\text{IV-61})$$

**IV.6. Application de réglage de la vitesse par mode glissant sur la MASDE**

L'application de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant sur la machine asynchrone double étoile MASDE avec la méthode indirecte est donnée par :



**Figure IV.6.** Schéma de réglage en cascade de vitesse et de flux rotorique par mode glissant

Le schéma du bloc de découplage FOC(MG) est représenté par la figure IV.7, Sachant que  $i_{ds1ref} = i_{ds2ref}$  et  $i_{qs1ref} = i_{qs2ref}$

Les paramètres des différents régulateurs par mode de glissement sont donnés par le tableau:[YAH11]

surfaces	$S(\omega_r)$	$S(\varphi_r)$	$S(i_{ds1})$	$S(i_{qs1})$	$S(i_{ds2})$	$S(i_{qs2})$
$K_i$	120	100	150	150	150	150
$K_j$	0.5	0.01	0.1	0.1	0.1	0.1

**Tableau IV.1** Paramètres des régulateurs par mode glissant

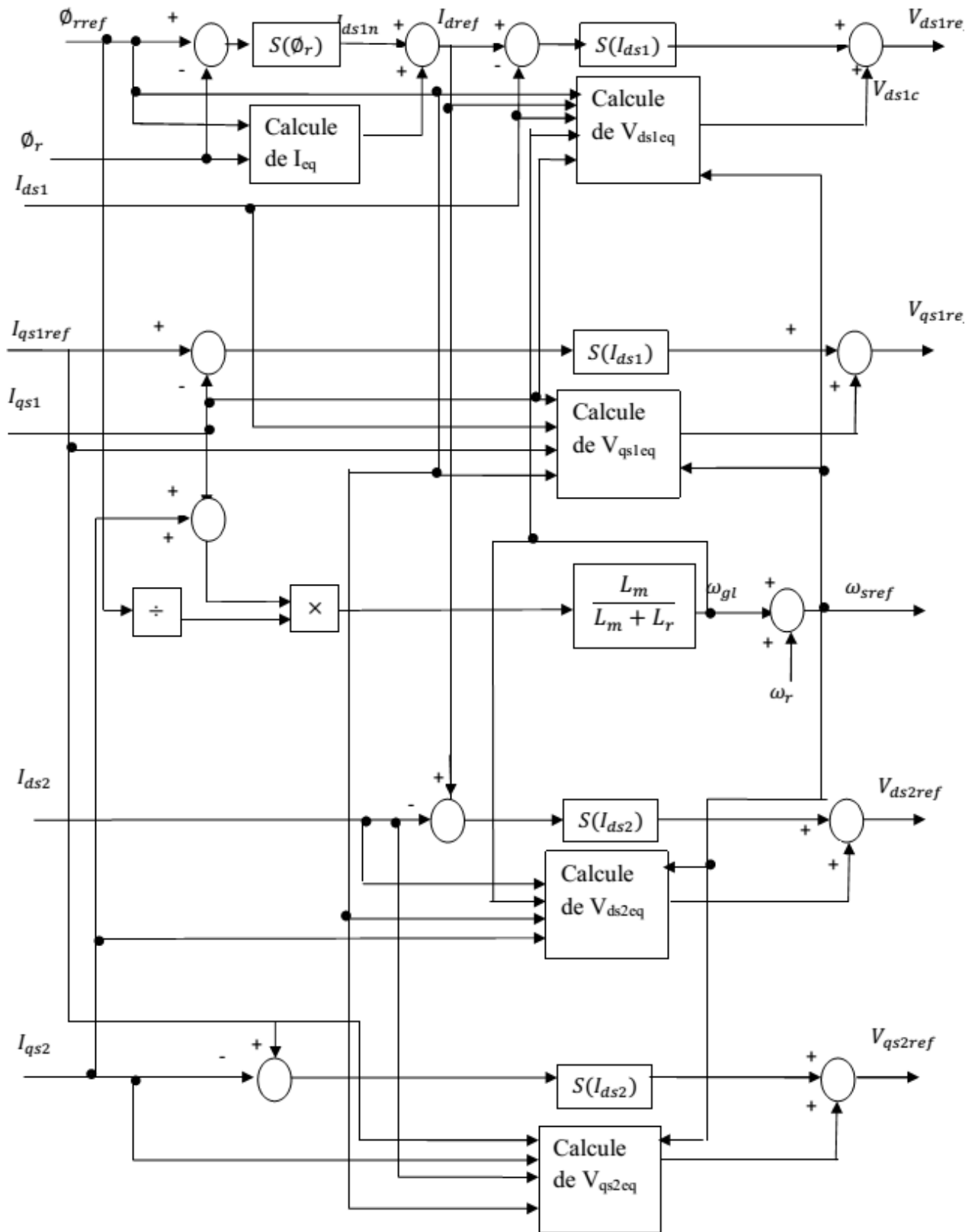
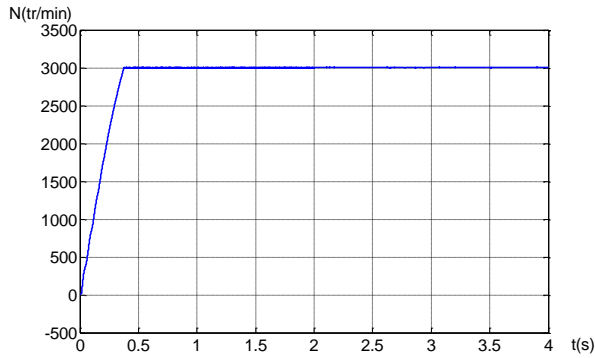
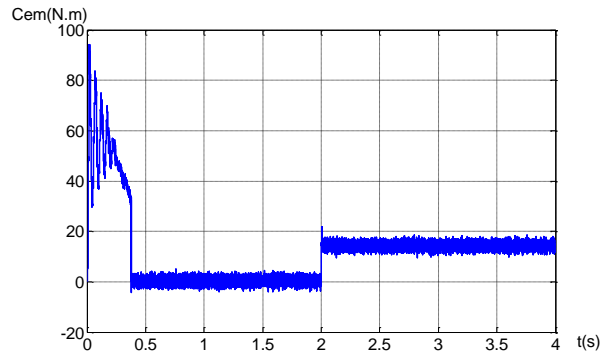


Figure IV.8. Schéma bloc de FOC(MG)

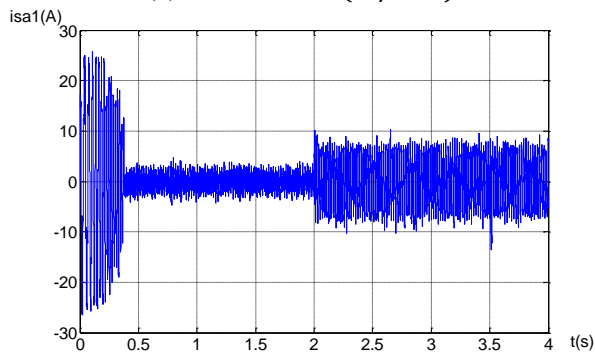
IV.7 .Simulation et interprétations des résultats :



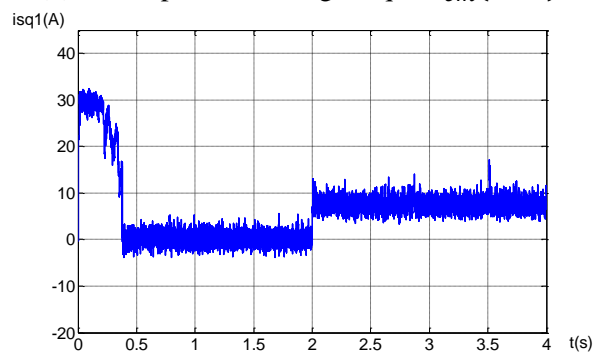
(a) La vitesse  $N$  (tr/min).



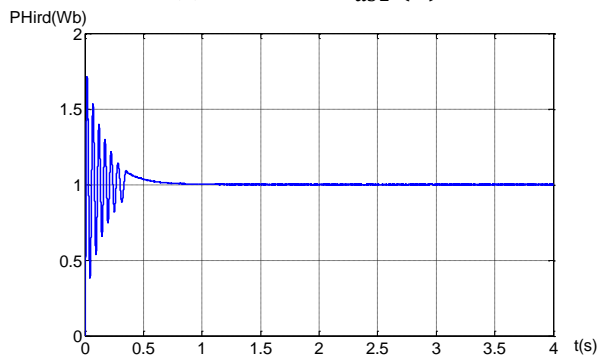
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  (N.m).



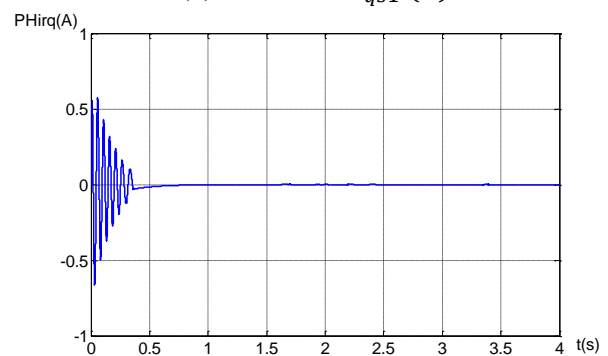
(c) Le courant  $i_{as1}$  (A).



(d) Le courant  $i_{qs1}$  (A)

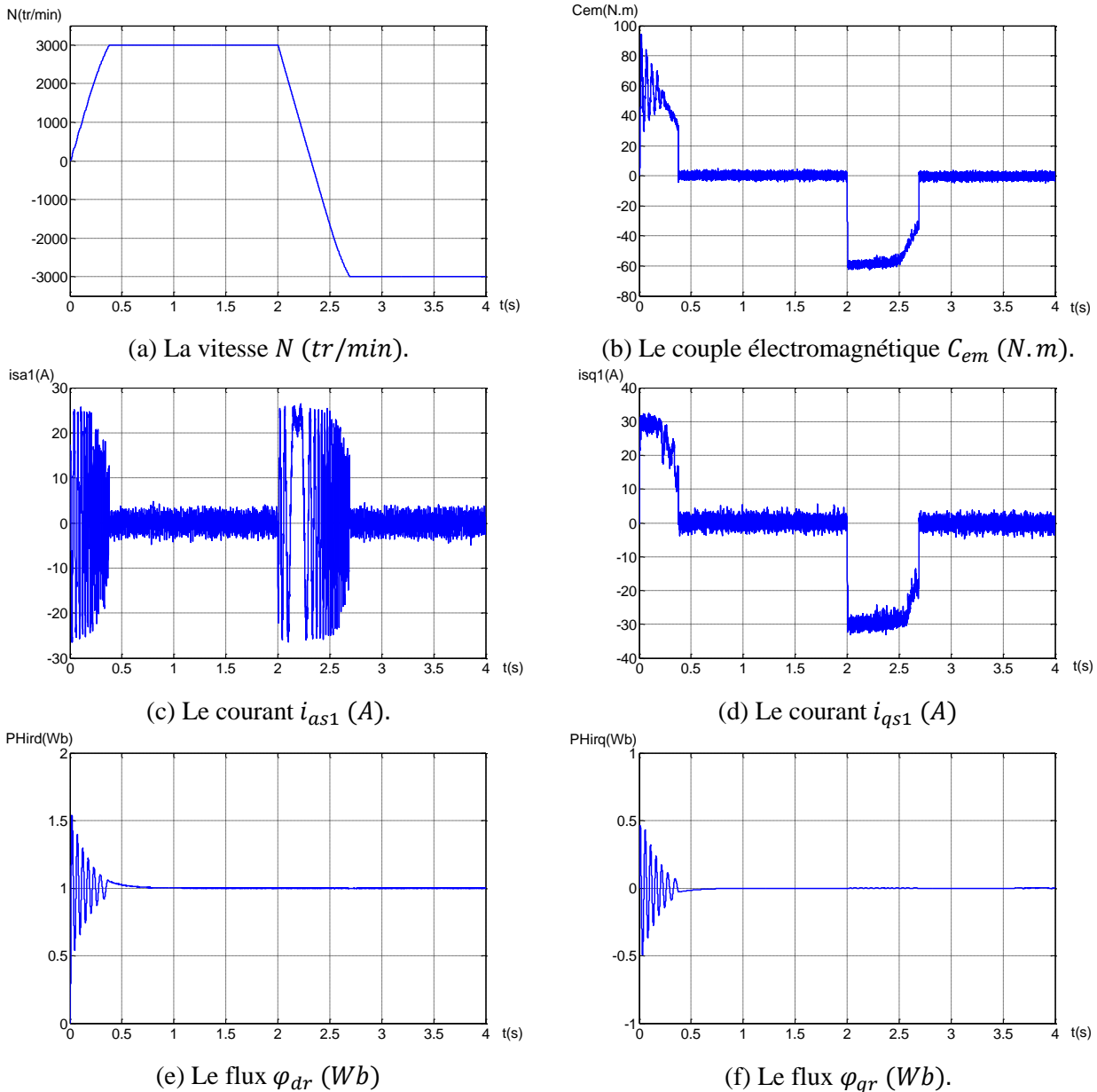


(e) Le flux  $\varphi_{dr}$  (Wb)



(f) Le flux  $\varphi_{qr}$  (Wb).

Figure IV.9. Réglage de la vitesse par mode glissant avec application d'une charge de 14N.m à  $t= 2s$



**Figure IV.10.** Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode glissement

avec l'inversion de vitesse à  $t=2$ s

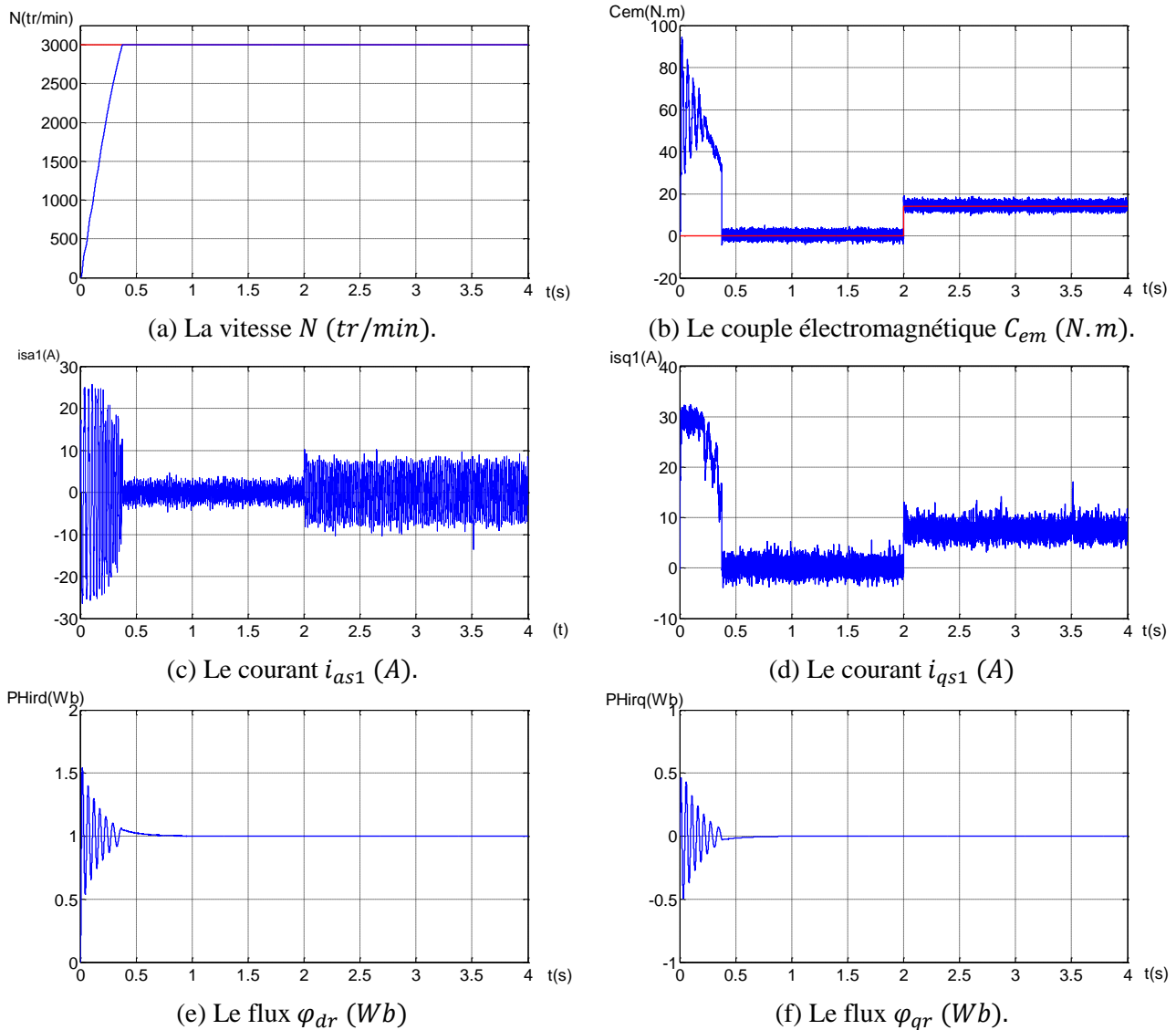
La figure IV.9 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'application de la charge  $Cr = 14N.m$  à  $t = 2s$ , tout en imposant la vitesse de référence  $N = 3000tr/min$ .

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction du temps, et elle rejoint sa valeur de référence à  $t = 0.37s$ . Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale de  $94N.m$  à  $t = 0.018s$ , puis il rejoint dans le régime permanent (à  $t = 0.38s$ ) sans dépassement. Les courants statoriques  $i_{as1} = i_{as2} = 25A$ , c'est-à-dire ils présentent un courant d'appel d'environ 3.8 fois le courant nominal, par suite à partir de  $t = 0.37s$ . Le courant en quadrature, initialement atteint  $30A$ , après il évolue identiquement au couple électromagnétique. Les flux rotoriques selon  $(d, q)$  présentent au démarrage des pics, ensuite ils poursuivent leurs références.

La figure IV.10 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de 3000 à -3000tr/min à partir de l'instant  $t = 2s$ . Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse (de  $t = 0s$  à  $2s$ ), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment (figure IV.9). Au delà de  $t = 2s$ , la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative au bout de  $t 0.7s$ . Cela engendre, une augmentation au niveau du courant statoriques d'une grandeur égale à celle enregistrée durant le démarrage, pour redonner lieu à la forme du régime permanent. Le couple électromagnétique atteint  $-60N.m$  au moment de l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que la vitesse rejoint sa valeur de consigne négative ( $-3000tr/min$ ). Le courant en quadrature progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique. Les courbes des flux rotoriques suivent leurs valeurs de références pendant l'inversion de la vitesse.

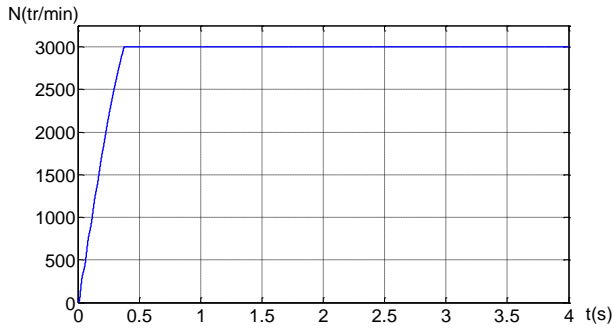
## IV.8 .Tests de Robustesse

### 1<sup>ere</sup> Test : Variation de la résistance rotorique :

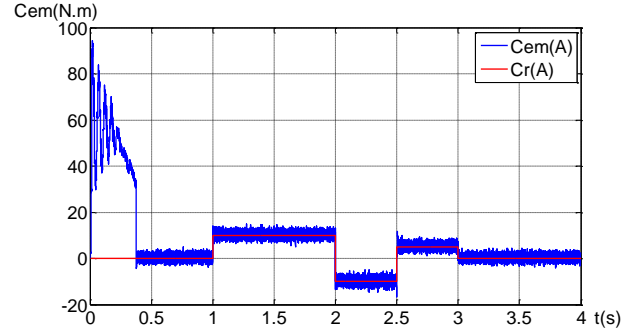


**Figure IV.11.** Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique  $R_r$  de 100%  $R_r$  nominale à partir de  $t = 1s$ , avec l'application d'une charge  $C_r = 14 N.m$  à  $t= 2$

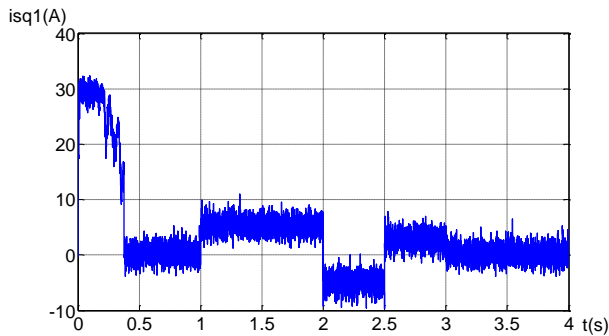
**2<sup>ème</sup> Test : Variation de charge :**



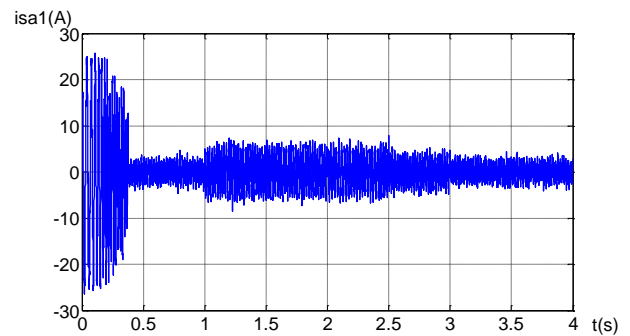
(a) La vitesse  $N$  (tr/min).



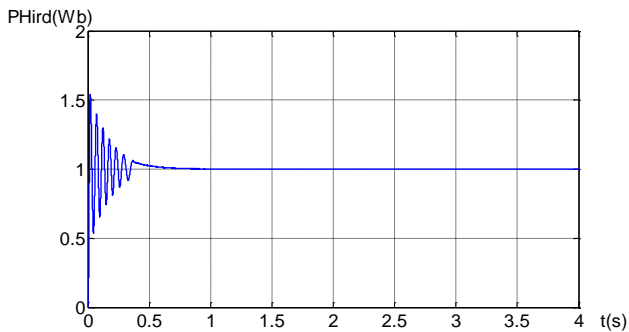
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  (N.m).



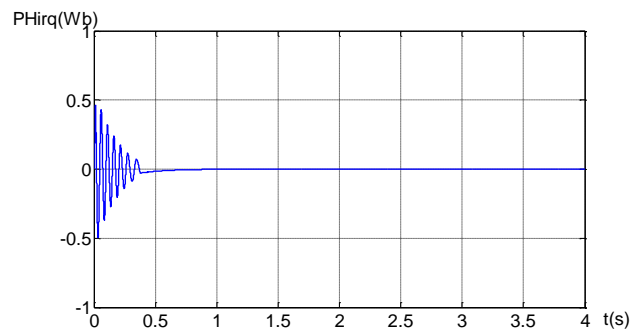
(c) Le courant  $i_{as1}$  (A).



(d) Le courant  $i_{qs1}$  (A)



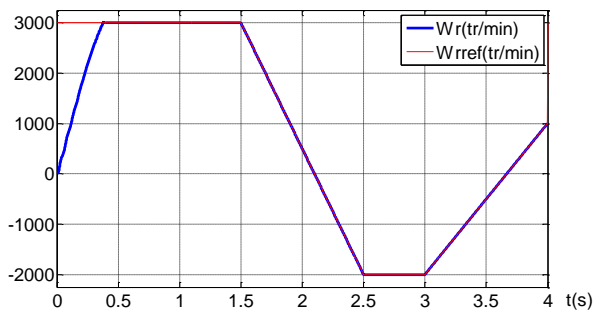
(e) Le flux  $\varphi_{dr}$  (Wb)



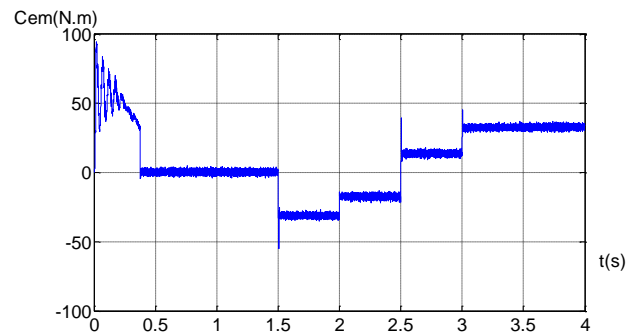
(f) Le flux  $\varphi_{qr}$  (Wb).

**Figure IV.12.** Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement avec variation de la charge  $C_r = [0 \ 0 \ 10 \ 10 \ -10 \ -10 \ 5 \ 5]$  (N.m) à l'instant  $T = [0 \ 1 \ 1 \ 2 \ 2 \ 2.5 \ 2.5 \ 3]$

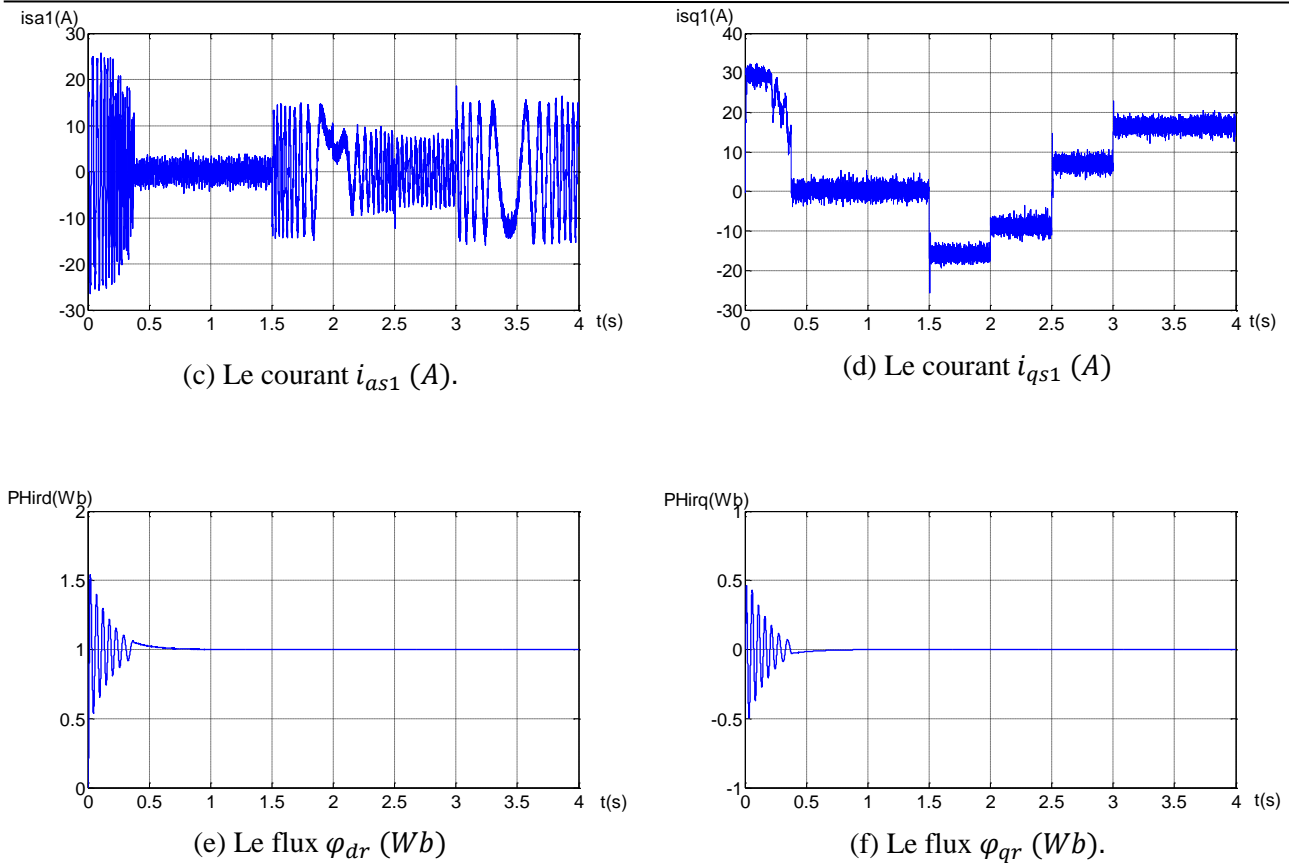
**3<sup>ème</sup> Test : Variation de la vitesse :**



(a) La vitesse  $N$  (tr/min).



(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  (N.m).



**Figure IV.13.** Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement avec variation de la vitesse  $W_{rref} = [0 \ 3000 \ 3000 \ -2000 \ -2000 \ 1000]$  (tr/min) à l'instant

$$T = [0 \ 0.5 \ 1.5 \ 2.5 \ 3 \ 4]$$

### IV.8 .1. Interprétations des résultats

D'après les différents résultats de simulation obtenus des tests de robustesse, on constate que :

- L'erreur statique est pratiquement nulle, soit pour la vitesse, soit pour le couple, soit pour le flux qui suivent leurs valeurs de référence quelque soit la variation appliquée sur les paramètres de la machine, ou sur le couple de charge.
- Le rejet de perturbation est très rapide.
- Le temps de réponse est très rapide.
- Le découplage entre le flux et le couple est réalisé avec succès.
- La commande par mode glissant est insensible aux variations de la résistance rotorique

En résumé, le système répond positivement à ces tests, il est insensible aux perturbations internes et externes. Cette commande présente une bonne robustesse qui donne des performances plus élevées que de la commande vectorielle classique.

## **IV.9.CONCLUSION**

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par mode de glissement sur la MASDE, l'objectif principal étant la régulation de la vitesse. Un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, et la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes ont été présentés. L'application de cette dernière sur la MASDE, avec les résultats de simulation sont également présentés.

La régulation de la vitesse par le mode de glissement, présente des bonnes réponses dont elles sont plus rapides et plus robustes lors de la variation de la charge.

Les résultats de simulations montrent clairement que, le système est insensible à l'inversion de la vitesse et très peu sensible à l'action simultanée de la variation de la résistance rotorique et de l'application de la charge. On conclut que le réglage de la vitesse par le mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI. Car, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique (stabilité et précision), c'est-à-dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, et ils accordent aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation.

## Chapitre V

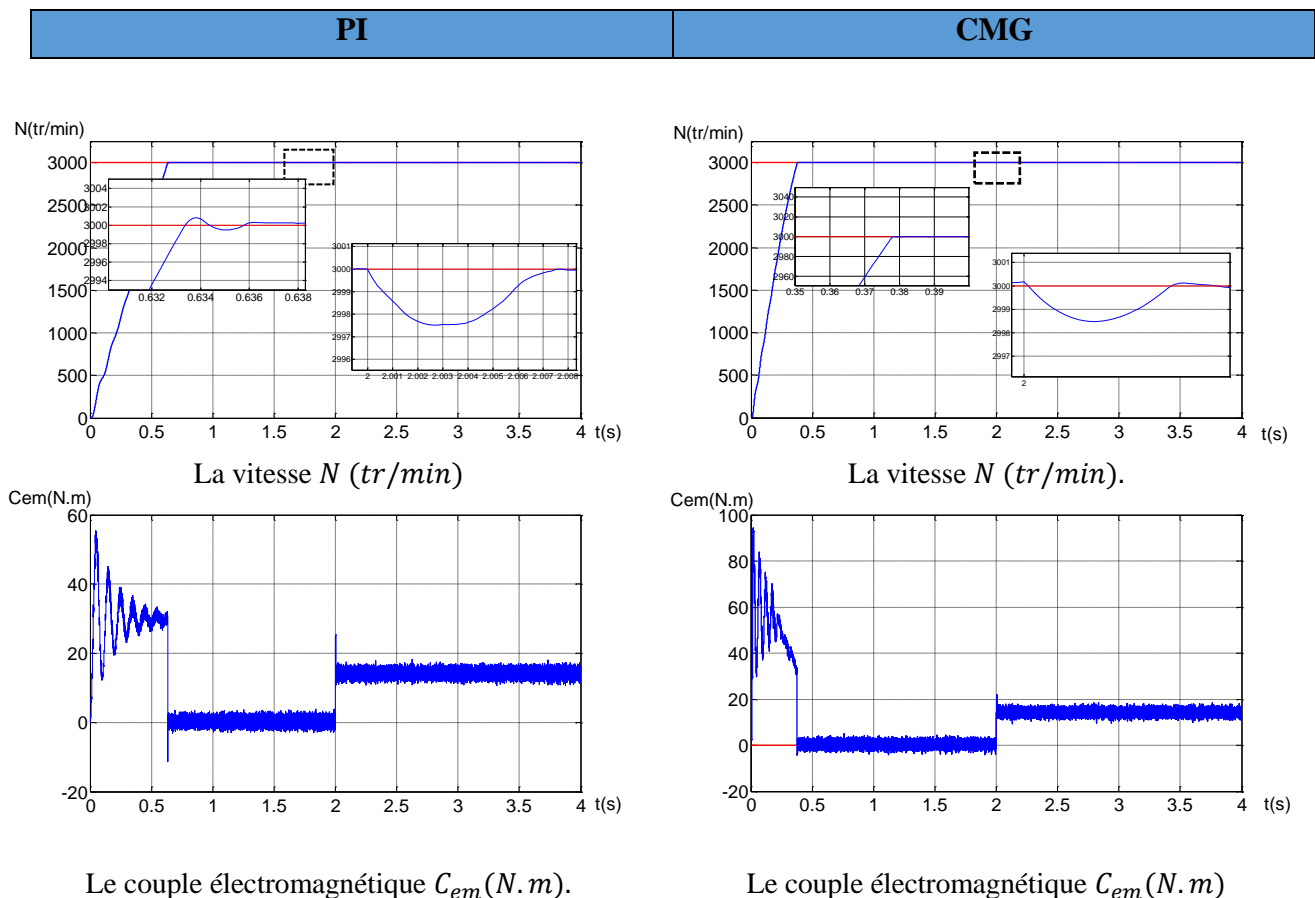
*Etude Comparative Entre la  
Commande Vectorielle et  
La Commande Par mode  
glissant*

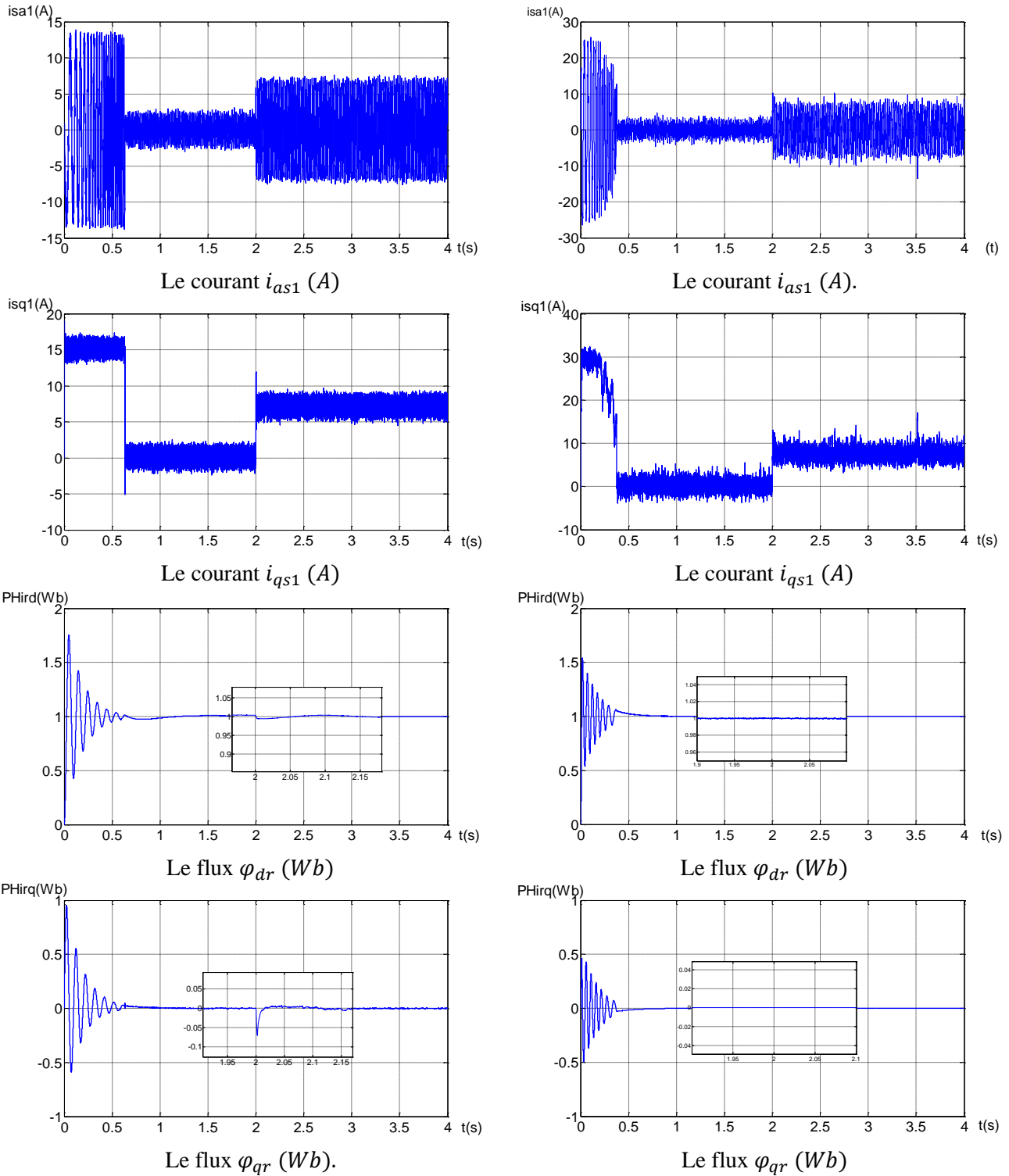
## V.1. INTRODUCTION

Ce chapitre présente une étude comparative entre les résultats de simulations obtenus par la commande vectorielle directe à base d'un régulateur classique PI et les résultats de simulations obtenus par la commande par mode glissant (CMG) d'un moteur asynchrone double étoile, dans les mêmes conditions de fonctionnement (références, charges, perturbations,...) et dans la même configuration de simulation numérique. La première structure utilise un régulateur classique de type PI, d'autre part, la seconde structure, basée sur un régulateur à structure variable. L'interprétation des résultats se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque technique de commande. Les structures sont alors simulées en mode de variateur de vitesse pour différentes perturbations sur le couple et la résistance rotorique. Pour les taches qui vont suivre on signale que cette comparaison est réalisé pour une même vitesse de cosigne ( $3000tr/min$ ), un même couple de charge statique ( $14N.m$ ).

## V.2. Test de robustesse en charge :

La figure (V-1.a-b) représente les réponses (la vitesse, le couple, le flux et le courant statorique) de la machine en charge ( $Cr = 14.m$ ) à l'instant ( $t = 2s$ ) après un démarrage à vide. pour une référence de vitesse  $3000tr/min$ , des deux types de commandes citées au dessus.





**Figure V.1** Comparaison au niveau d'application d'une charge.

D'après les réponses illustrées par les figures (V.1), on constate que la réponse de la vitesse suit sa référence dans les deux types de commande, mais elle est plus rapide dans le cas de CMG, dont ce temps de réponse peut être expliqué par la rapidité du CMG. On remarque également que le rejet de perturbation à l'instant de l'application de la charge est plus rapide et plus inférieur à celle présentée avec le PI.

Le couple donné par le PI subit un pic de transition puis regagne sa valeur de référence, alors que le couple donné par la (CMG) présente un pic plus important mais il regagne rapidement sa valeur de référence

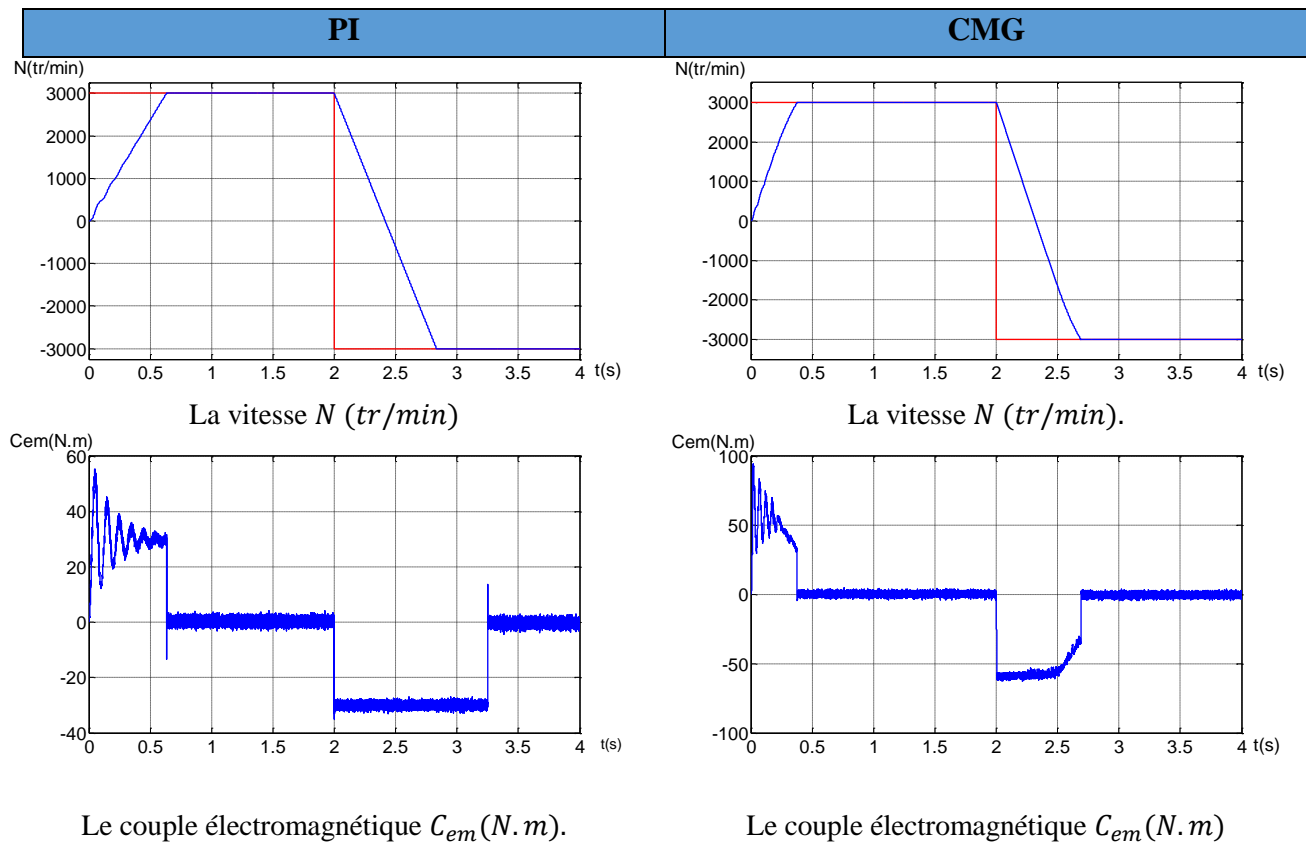
Les courbes de courants présentent des oscillations lors de régime transitoire. La valeur de démarrage CMG supérieur que PI et le temps de réponse plus rapide.

Les flux rotoriques de CMG présentent au démarrage des pics, ensuite ils pour suivent leurs références, et la valeur est reste toujours constant quel que soit les variations appliquées,

Cet essai montre que la CMG est meilleur que régulateur PI du point de vue du temps de réponse et de rejet des perturbations de la charge.

### IV.3. Test de robustesse a l'inversement de la vitesse

La figure (V.2) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par le PI et par le mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de 3000 à  $-3000tr/min$  à partir de l'instant  $t = 2s$ .



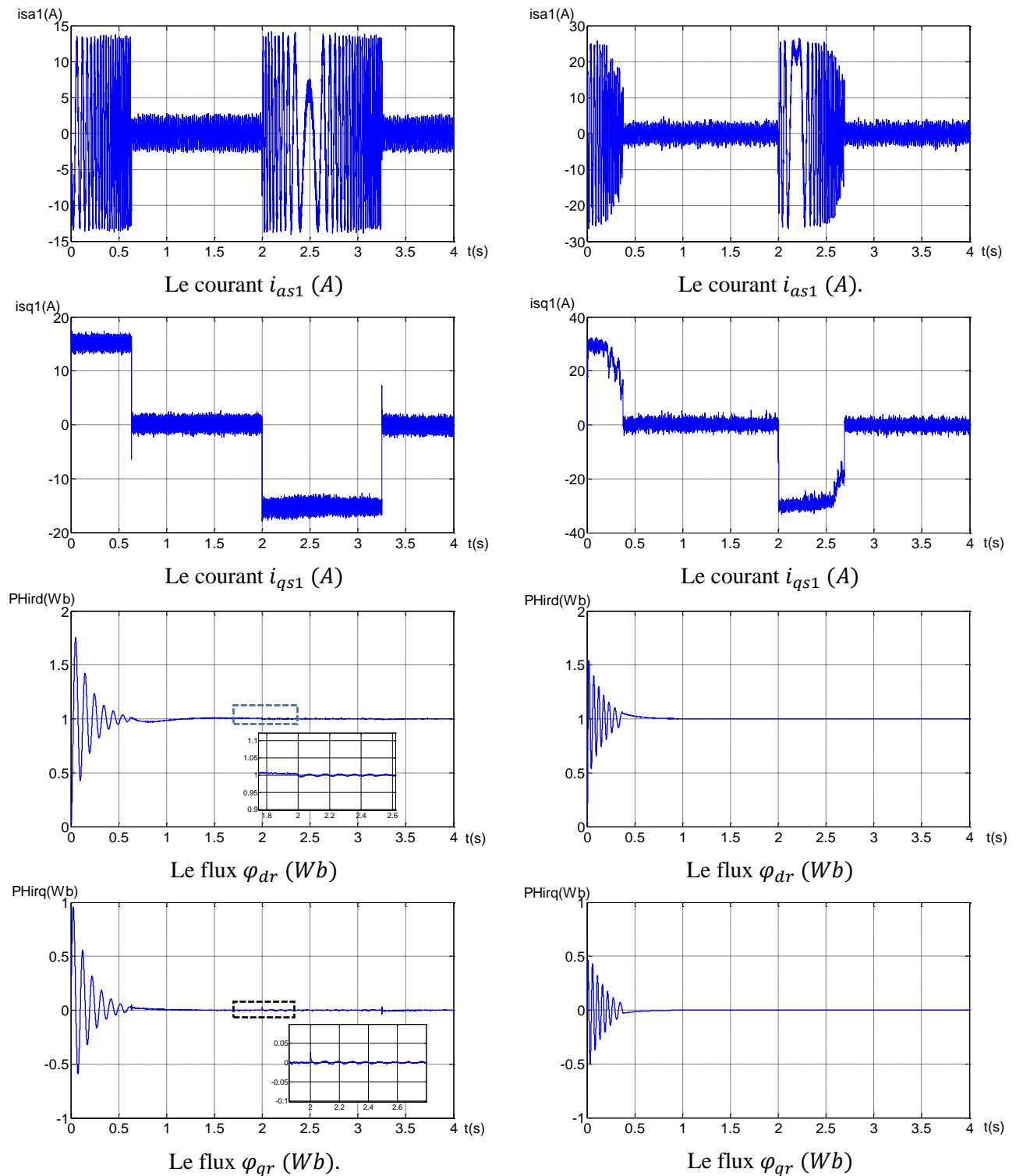


Figure V.2. Comparaison au niveau de l'inversement de la vitesse

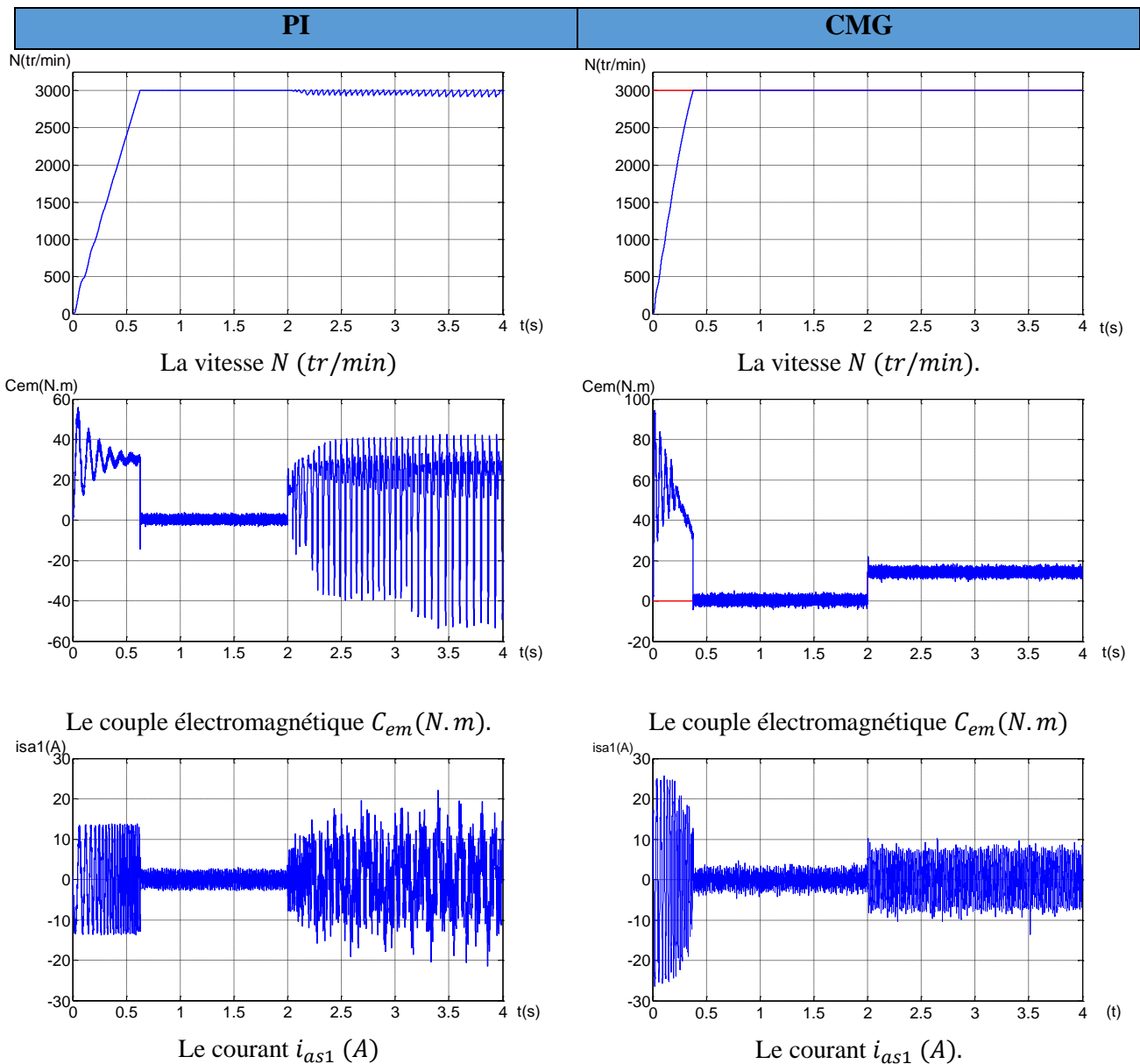
D'après la figure (V-2), on remarque également que le temps de réponse du (CMG) est plus rapide, que pour le PI et la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative au bout de  $t = 0.7s$  mieux que PI.

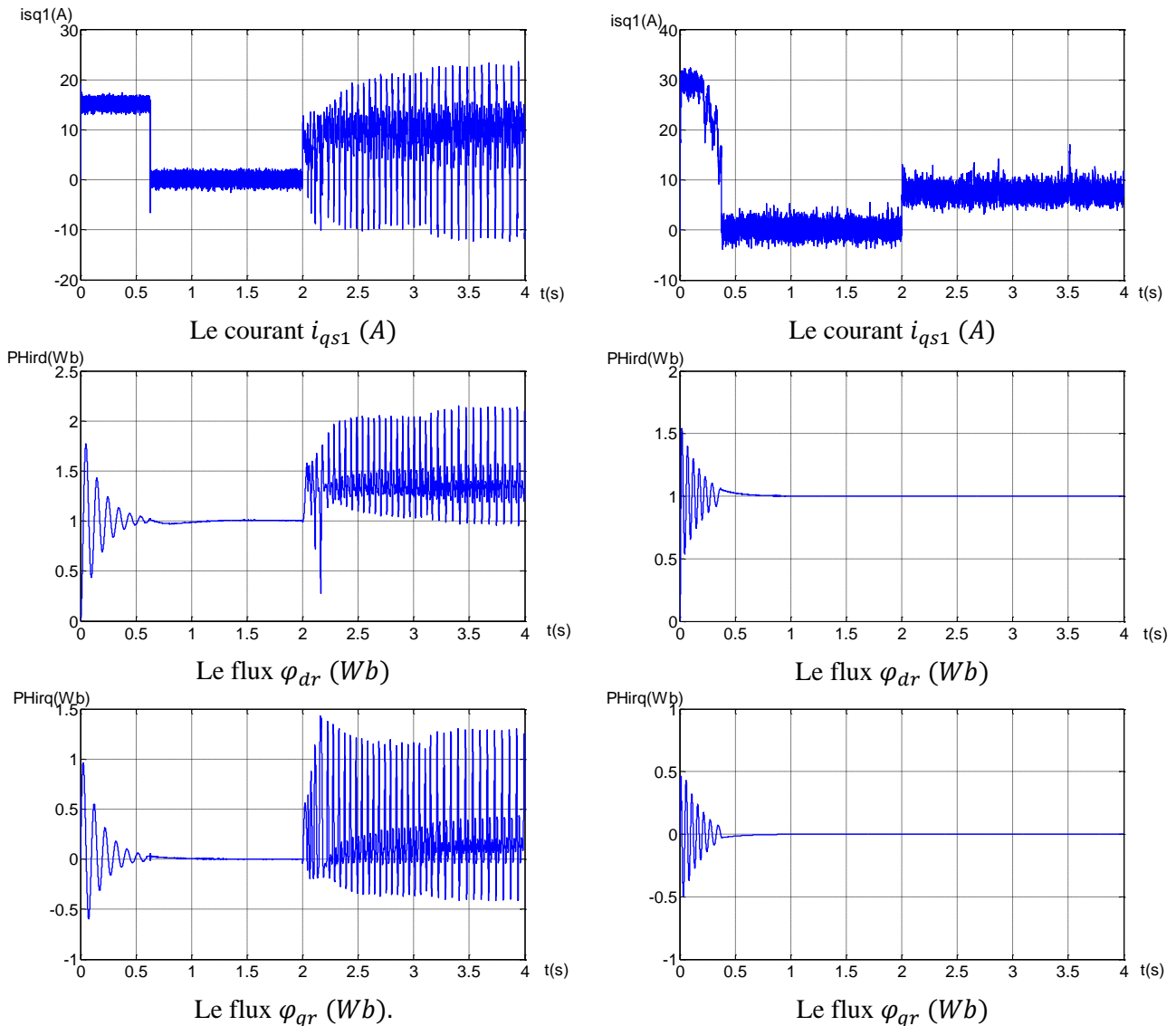
Le couple obtenu par le (CMG) diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par le PI est retenu à sa valeur maximale plus longtemps, et surtout pour la phase de changement du sens de rotation.

Les réponses des courants par CMG présentent des oscillations lors de régime transitoire plus importantes que celles obtenus par le PI et avec un temps de réponse plus rapide. On constate également que le changement du sens de rotation influe sur la forme du flux obtenu par le PI par contre il reste toujours constant par la CMG.

#### IV.4. Test de robustesse lors de la variation de la résistance rotorique :

Les résultats de simulation obtenus lors de la variation de la résistance rotorique de 100% de sa valeur nominale sont présentés sur la figure (V.3)





**Figure V.3** Comparaison au niveau de variation de la résistance rotorique

D'après cet essai, les résultats de simulation obtenus montrent bien que la CMG est plus robuste lors de la variation de la résistance rotorique par rapport au PI, où les réponses divergent totalement de la valeur désirée, et présentent des oscillations importantes.

## V.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude comparative entre les résultats de simulation obtenus par la commande vectorielle en utilisant un régulateur PI et un autre par mode glissant.

Les réponses obtenues montrent bien la rapidité et la robustesse de la CMG vis-à-vis des perturbations dues à l'application du couple de charge et aux variations paramétriques du moteur. D'autre part, la poursuite de vitesse et de position sans dépassement, le découplage, la stabilité et la convergence vers l'équilibre sont assurés sur toute la plage de variations.

## ***Conclusion générale***

Ce travail est établi pour la commande de la machine asynchrone double étoile(MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension, d'où on a choisit la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique par la méthode directe et la commande par mode glissant.

Les différents types des machines multiphasées, leurs classifications selon le nombre des phases statoriques, leurs avantages (segmentation de puissance, minimisation des ondulations de couple et de pertes rotoriques, la fiabilité), et leurs inconvénients, avec le domaine d'application dans l'industrie ont été présentés.

Pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MASDE, nous avons appliqué la transformation de Park. Cette machine a été alimentée par deux onduleurs de tension de commande MLI, Les résultats de simulations obtenus montrent bien que le flux et le couple de cette machine sont fortement couplés. Ceci nous a conduits à introduire une commande découplée. Il s'agit de la commande par orientation du flux rotorique où il existe deux méthodes, directe et indirecte. Dans notre travail on a appliqué la commande vectorielle directe avec un régulateur PI. . Cette commande avec le régulateur PI offrant des performances acceptables, néanmoins, il reste sensible à la variation de la résistance rotorique.

Dans le but d'améliorer le réglage de la vitesse, la technique de la commande vectorielle à base d'un régulateur glissant a été appliquée. Le réglage de la vitesse par un contrôleur glissant rend la commande de la MASDE robuste vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

Les résultats de simulation obtenus avec la commande vectorielle utilisant le contrôleur glissant, dépassent largement celles d'une commande vectorielle avec un régulateur classique PI dans les mêmes conditions.

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspectives :

- L'implémentation des commandes présentées dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés.
- 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 etc...
- Utilisation des onduleurs multi-niveaux

## Les paramètres de machine

Puissance nominale	$P_n = 4,5 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
Courant nominal	$I_n = 6,5 \text{ A}$
Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 3,72 \text{ } \Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3,72 \text{ } \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2,12 \text{ } \Omega$
Inductance du 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	$J = 0,0625 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0,001 \text{ N.m.s/rad}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$p = 1$
La vitesse nominale	$N = 3000 \text{ tr/min}$

**RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES :**

[**ABD11**] Rachid Abdessemed, « Modélisation et simulation des machines électriques », Editeur : Ellipses Marketing, Date de parution : 24/05/11.

[**AMI08**] Hocine AMIMEUR Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement l'Université de Batna 2008

[**ABD97**] R. Abdessemed, M. Kadjoudj, Modélisation des machines électriques, Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.

[**ABD97a**] K. Abdelmalek « Filtrage Actif du Couple de Machines Electriques de Forte Puissance, » Thèse de Doctorat, à l'Institut National Polytechnique de Lorraine de France 1997.

[**BEN10**] L. Benalia, « Commande en tension des moteurs à inductions double alimentés », thèse de doctorat, Université de Batna 2010.

[**BEN96**] M. F. Benkhoris, A. Gayed, "Discrete sliding control technique of DC motordrive," IEE Conference Publication No. 429 Power Electronics and Variable Speed drives, pp. 81–86, 23–25 September 1996.

[**BOG04**] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Pastorelli, C. Zimaglia, "Induction motors field oriented control based on averaged parameters," In IEEE, 0-7803-1993-1/94., pp. 81–87, 1994.

[**BOU12**] Z. Bouguerra. « Commande de la machine asynchrone double étoile » mémoire de master en automatique, Univ de M'sila, 2012.

[**CHE01**] : H. Chennoufi « Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant » Thèse d'ingénieur en électrotechnique (2001), université de Batna

[**CAP92**] G. A. Capolino, "Commande numérique vectorielle des machines à courant alternatif alimentées en courant," RGE N°5 /92., Mai 1992.

[**ERI05**] S. Eric, "Machines polyphasées pour application maritime. modélisation et contrôle," Journées d'Eté à Lille., Juillet 2005.

[**HAD01**] D. Hadiouche, contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure, Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1., soutenue 20 décembre 2001.

[**HAD06**] D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug, "Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machine : analysis, performance evaluation, and DSP implementation," IEEE Trans on Indus Appl., vol. 42, no. 4, pp. 1112–1122, July/August 2006.

[HAM03] : M. HAMATA OMAR et M. LOUCHEN NOURDINE « Contribution a la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation » Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003].

[HAZ04] A. Hazzab, I. K. Bousserhane, M. Kamli, "Design of afuzzysliding mode controller by geneticalgorithms for induction machine speed control," International Journal of Emerging Electric Power Systems, Vol. 1, Iss. 2, Art. 1008, pp. 1–17,2004.

[HUA06] S. J. Huang, H. Y. Chen, "Adaptive slidingcontrollerwith self-tuningfuzzy compensation for vehicle suspension control," Science Direct, Mechatronics 16, pp. 607–622, 2006.

[ISH93] A. Ishigame, T. Furukawa, «Sliding mode controller design based on fuzzy inference for nonlinear systems», IEEE transactions on industrialElectronics, Vol. 40, N° 1, February 1993.

[IHD08]Ihaddadene Kerim Chaibi Madani Abdelatif Billal''Etude Comparative Entre La Commande Pi Et Celle Par Mode Glissant D'un Moteur Asynchrone Triphase''Universite De M'sila

[KLI83] E. A. Klingshirn, "High phase order induction motors—Part I – Description and theoreticalconsideration," IEEE TransPow App Syst., vol. PAS–102, no. 1, pp. 47–53, Jan 1983.

[LAA08]Tahar Laamayad \_«Contribution à la Commande d'une MachineAsynchrone Double Etoile par Mode Glissant.Apport de la Logique floue»,Thèse deMagister en Electrotechnique ,l'Université de Batna, 2008.

[MAZ97]Mazodier .L,«La propulsion Electrique des Navires, », REE, No3, pp. 30-36, Mars 1997.

[MER08] E. Merabet, « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Thèse de magistère, Université de Batna 2008.

[MAH07] M.MAHMOUDI, « Modélisation et Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone.» Document cours, Ecole Nationale Polytechnique, Alger.

[MIC01] M. B. Michael , John K. Pedersen, FredeBlaabjerg, "Field-oriented control of an induction motorusingrandompulsewidth modulation," IEEE Trans on Indus Appl., vol. 37, no. 6, pp. 1777–1785, November/December 2001.

[NEM02] A. L. Nemmour, Contribution `a la commande vectorielle de la machine asynchrone `a double alimentation, M'emoire de Magister de l'Universit'eEl-Hadj Lakhdar de Batna, Alg'erie, Avril 2002.

[NEY88] H. Ney, Equipements de puissance, Editions Fernand Nathan, Paris, 1988

- [PIE92] M. Pietrzak-david, Bernard de Fornel, “Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle,” SEE Journée d’études Lille., pp. 1–19, Lille, décembre 1992.
- [REZ11] Hamid-reza .P. N, Pooya D, Abbas.S «A novel structure for vector control of symmetrical-six-phase Induction machines with threecurrentsensors» ETASR – EngineerinTechnology&Applied Science Research Vol. 1, No. 2, 2011, 23-29
- [SAI06] A. Saibi, M. O. H. Mahmoudi, L. Nazli, “Commande par mode de glissement d’une machine synchrone double étoile alimentée par onduleurs à MLI à trois niveaux,” 4th International Conference on Electrical Engineering, CEE’06, Batna University, pp. 215–220, 7–8 November 2006.
- [SIN02] G. K. Singh, “Multi-phase induction machine drive research—a survey,” Electric Power System Research., pp. 139—47, vol. 61, 2002
- [TER09] A. Terki « commande par RST de la machine asynchrone double étoile », Mémoire d’ingénieur, Université de M’sila 2009.
- [THO98] J. L. Thomas, “Future practicaldevelopments in vector control principles,” IEE Colloquium - Power Division, Savoy place, London WC2R 0BL, pp. 4/1–4/8, 23 February 1998.
- [TOL91]H.A.Toliyat ,T.A.Lipo ,J.C.While , « Analysis of ConcentratedWinding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications-part2 (MotorDesigned Performance ) , »IEEE Transactions on Energy Conversion ,Vol.6,No.4 ,pp.685-692, Dec.1991.
- [WAN99b] J. M. Yang, I. H. Choi, J. H. Kim, « Sliding mode motion control of non holonomic mobile robots », IEEE control system, Vol. 19, N° 19, pp. 15-23,1999.
- [WIT00] C. C. D. Wit, Commande des moteurs asynchrones. 2 – optimisation, discrétisation et observateurs, Hermès Science Publications, Paris, 2000.
- [YAH11] Adile.Yahdou. ’’Commande et observation par mode glissant d’une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique’’.Univ.HB.Chlef.2011.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER EN  
GENIE ELECTRIQUE  
SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

Proposé et dirigé par : Dr. Leila BENALIA

Présenté par : Mr. GUERARI Hossam Dris

**Thème :**

**Commande par orientation de flux rotorique de la machine  
asynchrone double étoile à base d'un régulateur glissant**

**Résumé :**

Dans les applications des puissances élevées, tel que les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels, les compresseurs, les moulins du ciment, etc... les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui possède deux enroulements statoriques triphasés identiques, qui se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de  $30^\circ$ . Dans ce mémoire, une étude sur cette machine a été présentée. Au début, un état de l'art sur la machine proposée et de sa modélisation à l'aide de la transformation de Park ont été présentés. L'application de la commande en vitesse par la commande DFOC à base d'un régulateur PI, qui assurant un découplage entre couple et flux présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux variations paramétriques de la machine d'où le découplage est affecté et devant l'insuffisance des performances de cette commande à base des régulateurs PI, nous avons fait appel à un autre régulateur dit le régulateur glissant qui présente une amélioration aux réponses et une robustesse contre les variations paramétriques d'où on peut le considéré comme l'un des régulateurs de vitesse robustes.

Des simulations sont effectuées pour valider chacune des deux commandes.

**Mots clés :**

Machines multiphasées, machine asynchrone double étoile (MASDE), commande vectorielle (DFOC), régulateur PI, onduleur de tension, régulateur glissant.