

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



UNIVERSITE ABDERRAHMANE
MIRA – BEJAIA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de :

MASTER EN Électromécanique

Thème :

***Commande par backstepping d'un moteur
asynchrone double étoile***

Présenté par :

M^r OUBTAT Hamza

M^r KHERMANE Idir

Encadré par :

D^r H.Amimeur (Promoteur)

M^r Y.Hamoudi (Co-Promoteur)

Promotion 2019/2020

Remerciements

Avant tout commencement nous remercions dieu tout puissant de nous avoir donné la force et patience et le courage durant toutes ses années d'études.

Nous tenons à adresser nos remerciements les plus chaleureux et profonde gratitude a Monsieur Amimeur hocine et Monsieur Hamoudi yanis pour leurs aides, leurs orientations et leurs conseils précieux afin d'accomplir ce travail.

Nos s'insère remerciements pour les membres de jury pour le temps et l'énergie fournis pour lire et apprécier ce travail.

Nous remercions aussi tous les enseignants qui nous ont encadrés durant toutes ces années pour leurs sérieux sans réserve.

Nous remercions aussi tous nos chères et nos proches qui ont été a nos cotés tout ce temps .

Dédicaces

Nous dédieront ce travail à :

À la mémoire de tous nos chers

À nos très chers parents

À nos chers frères et sœurs

À toute nos familles de près ou de loin

À tous nos chers amis

Sommaire

Sommaire

Introduction générale	1
<i>Chapitre I : Modélisation et simulation d'ensemble MASDE-Onduleurs MLI</i>	
I.1 Introduction	3
I.2 Description de la machine asynchrone double étoile.....	3
I.3 Hypothèses simplificatrices.....	3
I.4 Modèle triphasé de la machine asynchrone double étoile (MASDE)	4
I.4.1 Représentation de la machine.....	4
I.4.2 Equations électriques.....	4
I.4.3 Equations magnétiques	6
I.4.4 Expression du couple électromagnétique	7
I.4.5 Equation mécanique	8
I.5 Modèle biphasé de la MASDE.....	8
I.5.1 Transformation de park.....	8
I.5.2 Modèle de la MASDE selon le système d'axes (d, q)	9
I.5.2.1 Choix du référentiel.....	9
I.5.3 Modèle biphasé de la MASDE lié au champ tournant.....	10
I.5.4 Puissance absorbée et couple électromagnétique	12
I.6 Simulation et interprétation des résultats.....	13
I.7 Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à commande MLI	15
I.7.1 Introduction	15
I.7.2 Modélisation de l'onduleur de tension à commande MLI	15
I.7.3 Commande par modulation sinus-triangle	17
I.7.4 Association MASDE-Onduleur de tension à commande MLI.....	19
I.8 Simulation et interprétation des résultats.....	19
I.9 Conclusion	21
<i>Chapitre II : Commande vectorielle de la MASDE</i>	
II.1 Introduction	22
II.2 Commande vectorielle de la MASDE à flux orienté	22
II.2.1 Introduction.....	22
II.2.2 Principe de la commande vectorielle.....	22
II.3 Choix d'orientation du flux.....	24
II.4 Commande vectorielle indirecte.....	24

II.4.1 Identification des régulateurs PI.....	27
II.5 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse.....	28
II.5.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse.....	29
II.6 Simulation et interprétation des résultats	30
II.7 Testes de robustesse	32
II.8 Conclusion.....	34
<i>Chapitre III : Commande par backstepping de la MASDE</i>	
III.1 Introduction.....	36
III.2 Méthodes de Lyapunov	36
III.2.1 Première méthode	36
III.2.2 Deuxième méthode	36
III.3 Commande par backstepping	37
III.3.1 Historique.....	37
III.3.2 Principe de la commande backstepping.....	37
III.3.3 Méthode générale de synthèse par backstepping	38
III.4 Application de la commande backstepping à la MASDE	41
III.5 Simulation et interprétation des résultats.....	44
III.6 Tests de robustesse	46
III.7 Etude comparative	48
III.8 Conclusion	54
Conclusion générale	56
Annexes	
Bibliographie	
Résumé	

Liste des figures

Figure I.1 Représentation des enroulements de la MASDE 4

Figure I.2 Représentation du modèle de la MASDE selon les axes (d, q) 9

Figure I.3 Evolution des caractéristiques de la MASDE alimenter par deux sources
sinusoïdales, suivi de L'application de la charge $C_r = 14 N.m$ entre l'intervalle de temps $[2,$
 $3.5]$ s. 14

Figure I.4 Onduleur triphasé à deux niveaux 16

Figure I.5 Principe de la commande M.L.I sinus-triangle 18

Figure I.6 Association de la MASDE avec deux onduleurs de tension à commande MLI..... 19

Figure I.7 Evolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs, suivi
de l'application de charge $C_r = 14N.m$ entre l'intervalle de temps $t = [2, 3.5]s$ 21

Figure II.1 Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE 23

Figure II.2 Schéma d'un système asservi de premier ordre régulé par un PI 27

Figure II.3 Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques 28

Figure II.4 Schéma de défluxage 28

Figure II.5 Schéma de la commande FOC avec régulation de vitesse 29

Figure II.6 Schéma du bloc de régulation de la vitesse rotorique 29

Figure II.7 Evolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la
méthode indirecte, suivi de l'application d'une charge $C_r = 14 (N.m)$ entre l'intervalle de
temps $t = [2, 3.5] s.$ 31

Figure II.8 Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de celle-ci
de 270 rad/s à -270 rad/s à partir de $t = 1.5 s$ 33

Figure II.9 Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'augmentation de la
résistance rotorique R_r de 100% à partir de $t = 1s$, avec l'application de la charge $C_r = 14N.m$
entre l'intervalle de temps $t = [2, 3.5] s.$ 34

Figure III.1 Procédure générale de la conception de la commande par backstepping 37

Figure III.2 Evolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la
vitesse et le flux rotorique direct par la commande backstepping, suivi de l'application de la
charge $C_r = 14 N.m$ entre l'intervalle du temps $[2, 3.5] s$ 45

Figure III.3 Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par par la commande
backstepping suivi de l'inversion de la vitesse de 270 à $-270 (\text{rad/s})$ à partir de $t = 1.5 s$ 47

Figure III.4 Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par Backstepping suivi, de la variation de la résistance rotorique R_r de 100 % à partir de $t = 1$ s, avec l'application de C_r de 14 (N.m) entre 2 et 3.5 s	48
Figure III.5 Evolution des caractéristiques de la MASDE par la CVI et CB tout en appliquant la charge $C_r = 14(N.m)$ entre 2 et 3.5 s	49
Figure III.6 Evolution des caractéristiques de la MASDE par la CVI et la CB durant l'inversion de la vitesse de 270 à -270 (rad/s) à partir de $t = 1.5$ s	50.
Figure III.7 Evolution des caractéristique de la MASDE par la CVI et CB durant la variation de la variation de la résistance rotorique R_r de 100 % à partir de $t = 1$ s, avec l'application de C_r de 14 (N.m) entre 2 et 3.5 s.	52

Liste des symboles

A.

a_r, a_{s1}, a_{s2} Phases (1) du rotor, étoile (1), étoile (2), respectivement

B.

b_r, b_{s1}, b_{s2} Phases (2) du rotor, étoile (1), étoile (2), respectivement

C.

C_{em} Couple électromagnétique (N.m)

C_{em}^{max} Couple électromagnétique maximal (N.m)

C_r Couple résistant du moteur (N.m)

c_r, c_{s1}, c_{s2} Phases (3) du rotor, étoile (1), étoile (2), respectivement

E.

E Tension continue (V)

e Erreur de regulation

F.

f Fréquence du réseau (Hz)

f_p Fréquence de porteuse (Hz)

G.

g Glissement

I.

i_{abcr} Courants triphasés rotoriques (A)

$i_{abcs1,s2}$ Courants triphasés statoriques (étoiles 1 et 2) (A)

$i_{ds1,qs1}$ Courants de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q) (A)

$i_{ds2,qs2}$ Courants de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q) (A)

I_a Courant d'induit de la MCC (A)

I_f Courant d'excitation de la MCC (A)

$[I_{s1}], [I_{s2}], [I_r]$ Vecteurs de courants de l'étoile 1, étoile 2 et du rotor (A)

$[I]$ Vecteur d'état

J.

J Inertie totale des parties tournantes (Kg.m²)

K.

K_f Coefficient de frottement (N.m.s/rad)

K_n Gain positif

K_i	Gain intégral	
K_p	Gain proportionnel	
$K_{ps1,2}, K_{is1,2}$	Gains proportionnels et intégraux des régulateurs PI des courants statoriques (étoiles 1 et 2)	
K_{pv}, K_{iv}	Gains proportionnel et intégral du régulateur de vitesse PI	
<u>L.</u>		
L_m	Inductance mutuelle cyclique stator-rotor	(H)
L_{mr}	Valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles rotoriques	(H)
L_{ms}	Représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles statoriques	(H)
L_r	Représentent les valeurs maximales des coefficients d'inductances de fuite du rotor	(H)
L_{s1}, L_{s2}	Représentent les valeurs maximales des coefficients d'inductances de fuite de l'étoile 1, l'étoile 2	(H)
<u>M.</u>		
m	Indice de modulation	
<u>P.</u>		
P	Nombre de paire de pôles du bobinage	
P_a	Puissance absorbée par la MASDE	(W)
$[P(\theta_r)]$	Matrice de transformation d'enroulement rotorique	
$[P(\theta_{s1,s2})]$	Matrice de transformation du premier, deuxième enroulement statorique (étoile1, étoile 2) respectivement	
p	Opérateur de la place	
<u>R.</u>		
R	Coefficient de réglage en tension	
R_{s1}	Résistance d'une phase de l'étoile 1	(Ω)
R_{s2}	Résistance d'une phase de l'étoile 2	(Ω)
R_r	Résistance d'une phase rotorique	(Ω)
$[R_1], [R_2], [R_r]$	Matrices des résistances statoriques et rotoriques	(Ω)
<u>T.</u>		
T_p	Période de la porteuse	(s)
t	Temps	(s)

t (exposant)	Transposé d'une matrice	
<u>U.</u>		
$[U]$	Vecteur de commande	
<u>V.</u>		
$V(x)$	Fonction de Lyapunov	
$v_{a,b,cr}$	Tensions triphasées rotoriques	(V)
$v_{abcs1,2}$	Tensions triphasées statoriques (étoiles 1 et 2)	(V)
$v_{ds1,qs1}$	Tensions de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)	(V)
$v_{ds2,qs2}$	Tensions de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)	(V)
v_{dr}, v_{qr}	Tensions rotorique dans le référentiel de Park (d,q)	
$[V_{s1}], [V_{s2}], [V_r]$	Vecteurs de tensions d'étoile 1 et 2 et du rotor	(V)
<u>W.</u>		
W	Energie électromagnétique	(Joule)
ω_{gl}	Pulsation électrique fondamentale du glissement	(rad/s)
ω_r	Pulsation électrique fondamentale des grandeurs rotorique	(rad/s)
ω_s	Pulsation électrique fondamentale des grandeurs statorique	(rad/s)
ω_{coord}	Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé	(rad/s)
<u>T.</u>		
τ_r	Constante de temps d'un système du premier ordre	(s)
<u>X.</u>		
x	Variable d'état	
$[X]$	Vecteur d'état	
<u>a.</u>		
α	Angle électrique de décalage entre les deux étoiles	(rad)
<u>φ.</u>		
φ_{abcr}	Flux triphasés rotoriques	(Wb)
$\varphi_{abcs1,s2}$	Flux triphasés statoriques (étoiles 1 et 2)	(Wb)
$\varphi_{dr,qr}$	Flux rotoriques dans le référentiel de Park (d,q)	(Wb)
$\varphi_{ds1,qs1}$	Flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)	(Wb)
$\varphi_{ds2,qs2}$	Flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)	(Wb)
$[\varphi_{s1}], [\varphi_{s2}], [\varphi_r]$	Vecteur de flux de l'étoile 1, étoile 2 et du rotor	(Wb)
φ_n		

Liste des symboles

	Flux nominal	(Wb)
<u>Ω</u>		
Ω_n	Vitesse mécanique de rotation du rotor nominale	(rad/s)
Ω_r	Vitesse de rotation du rotor	(rad/s)
Ω_s	Vitesse de rotation du champ statorique	(rad/s)
<u>θ</u>		
θ_{geo}	Angle géométrique de rotation du rotor	(rad)
θ_{ele}	Angle électrique de rotation du rotor	
θ_r	Angle entre le stator (1) et le rotor	(rad)
<u>*</u>		
* (exposant)	Grandeur de référence	

Liste d'abréviations

CVI :	Commande Vectorielle Indirect par orientation du flux rotorique
DSIM :	Dual Stator Induction Machine
FOC :	Field Oriented Control
MASDE :	Machine (Moteur) ASynchrone Double Etoile
MCC :	Machine à Courant Continu
CB :	Commande par Backstepping
MLI :	Modulation par Largeur d'Impulsion
PI :	Proportionnel - Intégral

Introduction générale

Introduction générale

De nos jours les machines asynchrones triphasées sont les plus utilisées pour les entraînements électriques dans l'industrie, pour leurs divers avantages comme : simplicité de construction due à l'absence du collecteur mécanique, fiabilité, la robustesse, faible coût et facilité d'entretien, et elles ont aussi l'avantage d'être standardisées, etc..

En 1888 Nikola Tesla a inventé le premier moteur à courant alternatif, qui a eu un rôle majeur dans le développement de l'industrie électrique et la première machine asynchrone triphasée fut réalisée par l'Allemand Michael Dolivo-Dobrowolski en 1889 [1].

Toutefois, la machine asynchrone a aussi ces inconvénients, elle est caractérisée par un couplage non linéaire entre le flux magnétique et le couple moteur, ce qui rend sa commande plus complexe par rapport à celle de la machine à courant continu. Aussi ce qui complique son modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps. Pour atteindre des performances dynamiques, il faut donc élaborer des lois de commande robustes. Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et l'électronique numérique (microcalculateurs) permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des lois de commande de plus en plus complexes à moindre coût [2] [3].

Dans le but d'assurer une motorisation électrique pour des applications de grande puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale à titre d'exemple, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des convertisseurs multi-niveaux. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur machine, en utilisant des machines multiphasées, récemment les chercheurs s'intéressent de plus en plus à ce type de machines, en particulier, la machine asynchrone à double étoile. Cette dernière présente plusieurs avantages tels que : fiabilité, minimisation des pulsations du couple, ce qui permet d'utiliser des composants électroniques de puissance de dimensionnement réduit pour des fréquences de commutation plus élevées qu'avec les machines triphasées [4].

Il est nécessaire d'appliquer la commande vectorielle par orientation du flux afin d'assurer le contrôle du flux et celui du courant générant le couple électromagnétique pour obtenir des performances de la MASDE semblables à celle de la MCC. Mais cette évolution de réglage et l'augmentation des performances en dynamique, se payent chères. Le fait qui a conduit d'autres chercheurs à trouver des commandes robustes aux grandes performances et moins coûteuse [5].

L'objectif de ce travail est d'appliquer une commande robuste à la MASDE pour améliorer ces performances. Dans ce contexte, ce mémoire est reparti en trois chapitres comme suite :

- Le premier chapitre, aborde l'étude de la machine asynchrone double étoile, où en grande partie on va s'intéresser à l'étude de l'ensemble convertisseurs-machine. On passe par une description de la machine et on adopte des hypothèses simplificatrices, nous développons en premier lieu un modèle réel de la MASDE, second lieu le

modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Nous présentons ensuite l'alimentation de la machine par des sources triphasées puis par onduleurs de tension à deux niveaux et nous commentons enfin les résultats de simulation.

- Le second chapitre sera consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone double étoile, et sa conception avec les régulateurs PI classiques. Un aperçu sur le principe de la commande vectorielle. Ensuite, on passera à l'application de la méthode indirecte. Les performances de cette commande vectorielle seront validées par des résultats de simulation et des tests de robustesse seront présentés.
- Au troisième chapitre, nous présenterons le principe de la commande par backstepping appliqué sur MASDE. On exposera des résultats de simulation et des tests de robustesse. À la fin de ce chapitre une étude comparative entre la commande vectorielle indirecte et la commande par backstepping et une interprétation de cette étude sera présentée.

En fin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale de l'étude et par l'exposition de quelques perspectives de recherche.

Chapitre I :
Modélisation et
simulation d'ensemble
MASDE-Onduleurs MLI

I.1 Introduction

La modélisation d'un système quelconque est indispensable, pour l'étude et la maîtrise de son fonctionnement d'une part, d'autre part lorsqu'on souhaite lui appliquer une commande particulière [6].

Le modèle de la machine asynchrone double étoile est un système d'équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation des changements convenables des variables et l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable.

L'étude de la modélisation des machines électriques présente un grand intérêt en raison des impératifs techniques et économiques qui conduisent à concevoir et à exploiter le matériel au voisinage de ses limites technologiques [7].

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone à double étoile (MASDE) et de l'onduleur de tension à commande MLI séparément, en suite l'association des deux entités. Au final on verra les résultats de simulation obtenus et leurs interprétations.

I.2 Description de la machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone double étoile comporte dans le stator deux bobinages triphasés identiques décalés entre eux d'un angle électrique α (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.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω différente de Ω_s , la cage rotorique devient le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes des courants induits rotoriques qui se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

Les grandeurs relatives aux deux étoiles seront notées respectivement par l'indice 1 et l'indice 2 [8].

I.3 Hypothèses simplificatrices

Avant de commencer la modélisation de la machine, on va adopter quelques hypothèses simplificatrices pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la machine à étudier et qui sont les suivantes :

- Le circuit magnétique est non saturé ;
- Les pertes (par hystérésis et courants de Foucault) sont négligées ;
- Nous admettons de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale ;

- Les résistances ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau ;
- La machine est de constitution symétrique.

I.4 Modèle triphasé de la machine asynchrone double étoile (MASDE)

I.4.1 Représentation de la machine

La représentation schématique de la machine asynchrone double étoile est donnée par la figure I.1.

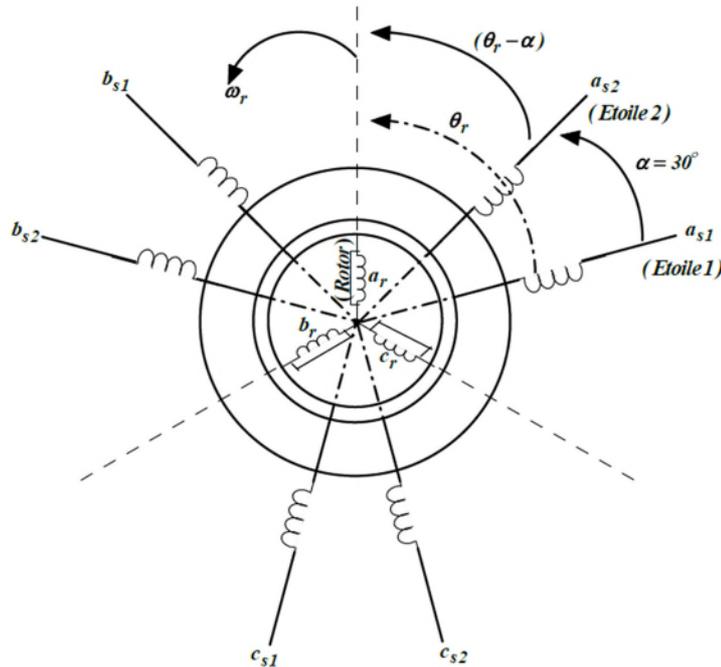


Figure I.1 Représentation des enroulements de la MASDE

Avec :

a_r, a_{s1}, a_{s2} : phases (1) du rotor, étoile (1), étoile (2) respectivement ;

b_r, b_{s1}, b_{s2} : phases (2) du rotor, étoile (1), étoile (2) respectivement ;

c_r, c_{s1}, c_{s2} : phases (3) du rotor, étoile (1), étoile (2) respectivement ;

α : Angle électrique de décalage entre les deux étoiles ;

θ_r : Angle entre l'étoile (1) et le rotor.

I.4.2 Equations électriques

Les équations des tensions de la MASDE représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux.

$$\text{Pour l'étoile 1 : } \begin{cases} v_{as1} = R_{s1}i_{as1} + \frac{d\varphi_{as1}}{dt} \\ v_{bs1} = R_{s1}i_{bs1} + \frac{d\varphi_{bs1}}{dt} \\ v_{cs1} = R_{s1}i_{cs1} + \frac{d\varphi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } \begin{cases} v_{as2} = R_{s2}i_{as2} + \frac{d\varphi_{as2}}{dt} \\ v_{bs2} = R_{s2}i_{bs2} + \frac{d\varphi_{bs2}}{dt} \\ v_{cs2} = R_{s2}i_{cs2} + \frac{d\varphi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

$$\text{Pour le rotor : } \begin{cases} v_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\varphi_{ar}}{dt} \\ v_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\varphi_{br}}{dt} \\ v_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d\varphi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

La forme matricielle s'écrit :

$$\text{Pour l'étoile 1 : } [v_{s1}] = [R_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s1}] ;$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } [v_{s2}] = [R_{s2}] [i_{s2}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s2}] ;$$

$$\text{Pour le rotor : } [0] = [v_r] = [R_r] [i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r].$$

Avec :

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

$[v_{s1}]$: Vecteur des tensions de l'étoile 1 ;

$[v_{s2}]$: Vecteur des tensions de l'étoile 2 ;

$[v_r]$: Vecteur des tensions rotorique.

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

$[i_{s1}]$: Vecteur des courants de l'étoile 1 ;

$[i_{s2}]$: Vecteur des courants de l'étoile 2 ;

$[i_r]$: Vecteur des courants rotorique.

$$[R_{S1}] = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} \end{bmatrix}; [R_{S2}] = \begin{bmatrix} R_{as2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix}$$

R_{s1} : Résistance d'une phase de l'étoile 1 ;

R_{s2} : Résistance d'une phase de l'étoile 2 ;

R_r : Résistance d'une phase de rotor ;

$[R_{s1}], [R_{s2}], [R_r]$: Matrices des résistances statoriques et rotoriques.

Où : $R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}$; $R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}$; $R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$

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

$[\varphi_{s1}]$: Vecteur des flux de l'étoile 1 ;

$[\varphi_{s2}]$: Vecteur des flux de l'étoile 2 ;

$[\varphi_r]$: Vecteur des flux rotorique.

I.4.3 Equations magnétiques

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

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Les sous matrices de la matrice des inductances sont :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

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

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

$$[L_{s1,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix}$$

Les sous matrices $[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^t$, $[L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^t$ et $[L_{r,s2}] = [L_{s2,r}]^t$.

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

- L_{s1}, L_{s2}, L_r : représentent les valeurs maximales des coefficients d'inductances de l'étoile 1, l'étoile 2 et du rotor ;
- L_{ms} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles statoriques ;
- L_{mr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles rotoriques ;
- L_{sr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre une étoile et le rotor ;
- L_m : Inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1 et 2 et le rotor.

I.4.4 Expression du couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{\partial W}{\partial \theta_{geo}} = P \frac{\partial W}{\partial \theta_{ele}} \quad (I.5)$$

Avec :

$$W = \frac{1}{2} ([i_{s1}]^t [\varphi_{s1}] + [i_{s2}]^t [\varphi_{s2}] + [i_r]^t [\varphi_r]) \quad (I.6)$$

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{P}{2} ([i_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1r}] [i_r]^t + [i_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2r}] [i_r]^t) \quad (I.7)$$

I.4.5 Equation mécanique

L'équation fondamentale du mouvement de la machine est donnée par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega \quad (\text{I. 8})$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad (\text{I. 9})$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{I. 10})$$

J : Inertie totale des parties tournante et K_f : Coefficient de frottement.

I.5 Modèle biphasé de la MASDE

I.5.1 Transformation de Park

Le principe de la transformation de Park consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réelles a, b, c par des grandeurs d'indices d, q, o (direct, quadratique et homopolaire) à l'aide de la matrice de Park $[P(\theta)]$.

➤ Matrice de Park de l'étoile 1

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 11})$$

➤ Matrice de Park de l'étoile 2

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 12})$$

➤ Matrice de Park du rotor

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 13})$$

I.5.2 Modèle de la MASDE selon le système d'axes (d, q)

La figure I.2 représente le modèle de la MASDE selon le système d'axes (d, q) .

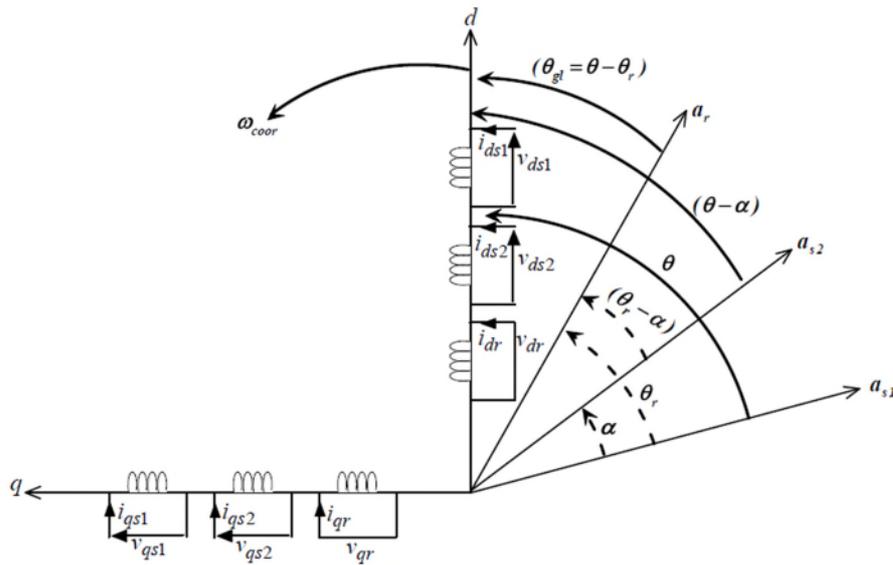


Figure I.2 Représentation du modèle de la MASDE selon les axes (d, q)

I.5.2.1 Choix du référentiel

L'utilisateur peut disposer de trois référentiels selon la vitesse attribuée au repère «d-q» tel que :

a) Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{ou} \quad \theta_s = \theta_r + \theta$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt}$$

D'où :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -P\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire ou la vitesse de rotation est considérée constante.

b) Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, on a :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = P\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire ou la vitesse de rotation est considérée constante.

c) Référentiel lié au champ tournant

Dans celui-ci, on a :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_s$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - P\Omega$$

Ce référentiel n'introduit pas des simplifications dans la transformation des équations électriques.

I.5.3 Modèle biphasé de la MASDE lié au champ tournant

L'écriture du modèle de la MASDE dans un repère biphasé lié au champ tournant est obtenue en utilisant les transformations normées Park permettant la conservation de la puissance. En appliquant ces transformations aux tensions ainsi qu'aux flux statoriques, nous obtenons le modèle électrique classique suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} - \omega_s \varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} + \omega_s \varphi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} - \omega_s \varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} + \omega_s \varphi_{ds2} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega_{gl} \varphi_{qr} = 0 \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \omega_{gl} \varphi_{dr} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{I.14})$$

Où : $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$

Les composantes des flux statoriques et rotoriques s'expriment comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (\text{I.15})$$

Avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

$$P\Omega = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r$$

$(L_{s1} + L_m), (L_{s2} + L_m)$: Inductances propres cycliques des étoiles 1 et 2 ;

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

En introduisant le système d'équations (I.15) dans (I.14) et en mettant tous sous forme compacte, on aura :

$$[B][U] = [L][\dot{I}] - \omega_s[D][I] - \omega_{gl}[C][I] + [R][I] \quad (\text{I.16})$$

Où :

$[U] = [v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2}, v_{qs2}, v_{dr}, v_{qr}]^t$: Vecteur de commande ;

$[I] = [i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}, i_{dr}, i_{qr}]^t$: Vecteur d'état, et $[\dot{I}] = \frac{d}{dt}[I]$;

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

$[R] = \text{diag}[R_{s1} \ R_{s1} \ R_{s2} \ R_{s2} \ R_r \ R_r]$.

$$[L] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) \end{bmatrix}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) \\ -L_m & 0 & -L_m & 0 & -(L_r + L_m) & 0 \end{bmatrix}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} 0 & (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m \\ -(L_{s1} + L_m) & 0 & -L_m & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m \\ -L_m & 0 & -(L_{s2} + L_m) & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En mettant le système (I. 16) sous forme d'état, on trouve :

$$[i] = [L]^{-1}([B][U] + \omega_{gl}[C][I] - [R][I] + \omega_s[D][I]) \quad (I. 17)$$

I.5.4 Puissance absorbée et couple électromagnétique

La puissance absorbée par la MASDE dans le système d'axe (d, q), tout en négligeant les composantes homopolaires est exprimée par :

$$P_a = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \quad (I. 18)$$

En remplaçant les tensions ($v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2}, v_{qs2}$) par leurs expressions dans (I.18), on obtient :

$$\begin{aligned} P_a = & \underbrace{[R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2]}_{1^{er} \text{ terme}} \\ & + \underbrace{\left[\frac{d\varphi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} i_{qs2} \right]}_{2^{ème} \text{ Terme}} \\ & + \underbrace{\omega_s [\varphi_{ds1}i_{ds1} - \varphi_{qs1}i_{qs1} + \varphi_{ds2}i_{ds2} - \varphi_{qs2}i_{qs2}]}_{3^{ème} \text{ Terme}} \end{aligned} \quad (I. 19)$$

Cette expression se compose de trois termes :

- Le premier terme correspond aux pertes par effet Joule ;
- Le second terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables) ;
- Le dernier terme est la puissance électromagnétique P_{em} .

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = P \frac{P_{em}}{\omega_s} \quad (I. 20)$$

L'expression du couple électromagnétique est égale à :

$$C_{em} = P(\varphi_{ds1}i_{ds1} - \varphi_{qs1}i_{qs1} + \varphi_{ds2}i_{ds2} - \varphi_{qs2}i_{qs2}) \quad (I. 21)$$

En remplaçant les flux ($\varphi_{ds1}, \varphi_{qs1}, \varphi_{ds2}, \varphi_{qs2}$) donnés par (I. 15) dans (I. 21) on aura :

$$C_{em} = PL_m[(i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}] \quad (I.22)$$

A partir des équations des flux rotoriques ($\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$) exprimées par(I.15), on tire :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{dr} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (I.23)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{qr} - L_m(i_{qs1} + i_{qs2})] \quad (I.24)$$

En remplaçant (I.23) et (I.24) dans l'équation(I.22), on aura la relation du couple électromagnétique exprimé en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques dans le repère de Park (d, q) suivante :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\varphi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\varphi_{qr}] \quad (I.25)$$

I.6 Simulation et interprétation des résultats

Pour la simulation, il suffit d'implanté le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement Matlab/Simulink. Les paramètres de la machine utilisée sont indiqués dans l'annexe (A).

L'étude des performances de la MASDE a été faite à vide et en charge.

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

$$\text{➤ Pour la première étoile : } \begin{cases} v_{as1} = V_m \sin(\omega_s t) \\ v_{bs1} = V_m \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cs1} = V_m \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.26)$$

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

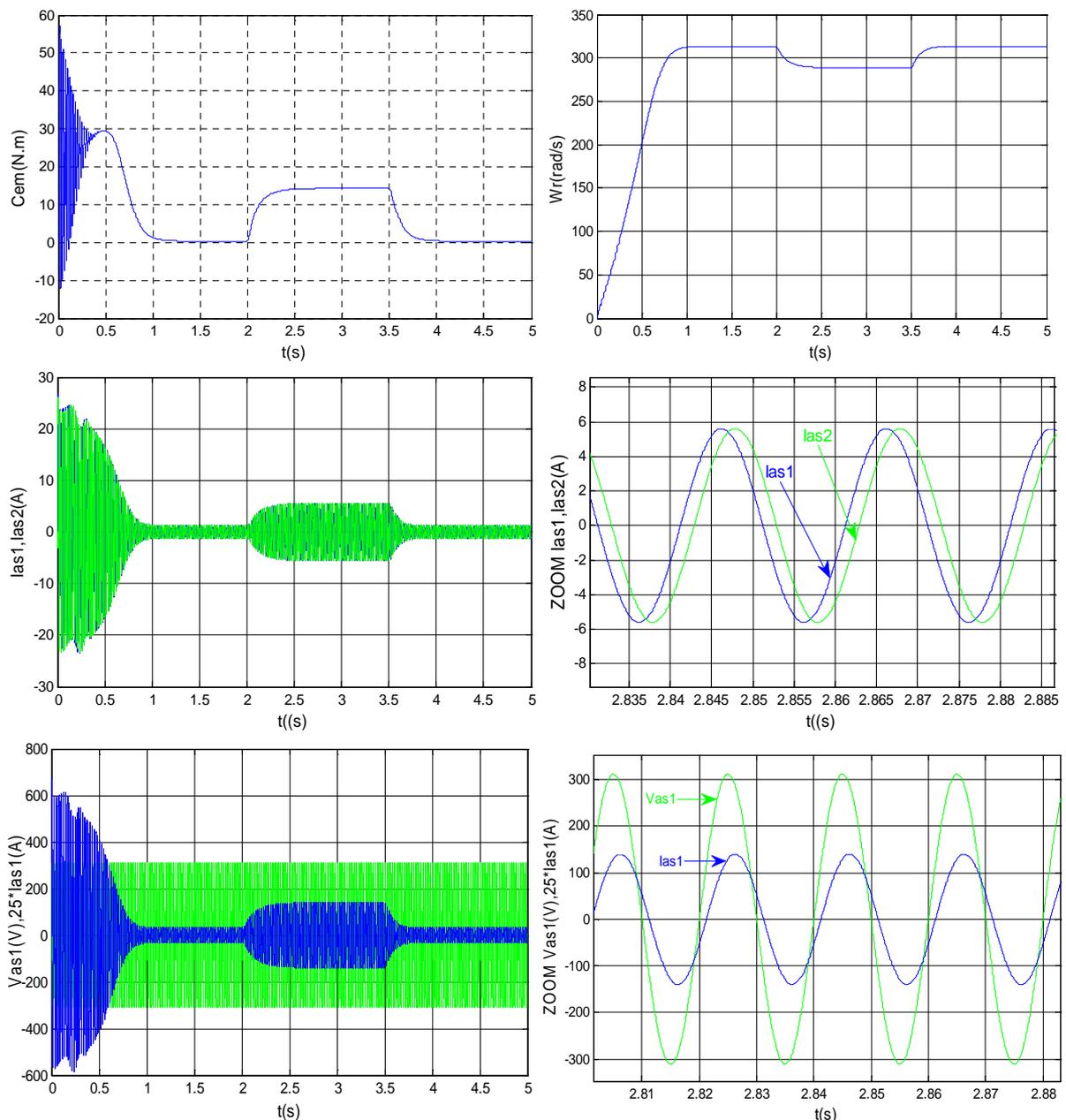
- Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations (I.26) ($\omega_s t$) Par ($\omega_s t - \alpha$) et l'indice 1 par 2 ;
- Pour le rotor, les tensions v_{ar}, v_{br}, v_{cr} sont nuls (rotor à cage d'écureuil).

La figure I.3 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec l'application de la charge $C_r = 14$ N.m entre l'intervalle de temps $t = [2, 3.5]$ s.

Au démarrage, le couple électromagnétique présente des oscillations pendant le régime transitoire, sa valeur maximale est de 57.07(N.m), et se stabilise à 0.313(N.m), qui est due aux frottements. La vitesse de rotation ω_r évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint une valeur très proche à la vitesse de synchronisme (314rad/s). Les courants statoriques (i_{as1} et i_{as2}) présentant des dépassements excessifs induisant de forte appel de courant, qui sont d'environ 4 fois le courant nominal, mais qui disparaissant au bout de

quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitudes constantes. La tension d'alimentation ($v_{as1}(V)$) et le courant ($i_{as1}(A)$) sont presque en phase de même signe ; toutefois, le déphasage en arrière de courant par rapport à la tension est dû à l'effet inductif de la machine. Les flux ϕ_{rd} et ϕ_{rq} se stabilisent respectivement à -1.175 Wb et -0.013 Wb.

Après l'application de la charge $C_r = 14 N.m$ à partir l'instant 2s, on observe que le couple C_{em} augmente et se stabilise à 14.28 N.m (légèrement supérieur au couple de charge). Les courants i_{as1} et i_{as2} augmentent et stabilise à 5.59 A. la vitesse et les courants selon (d, q) diminuent et se stabilisent respectivement à $\omega_r = 288,34 rad/s$, $i_{ds1} = i_{ds2} = -2.609$ (A) et $i_{qs1} = i_{qs2} = -6.35$ (A). Les flux ϕ_{rd} et ϕ_{rq} augmentent et se stabilisent à -1.0668 Wb et 0.186 Wb respectivement. Cependant, en fonctionnement moteur, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide.



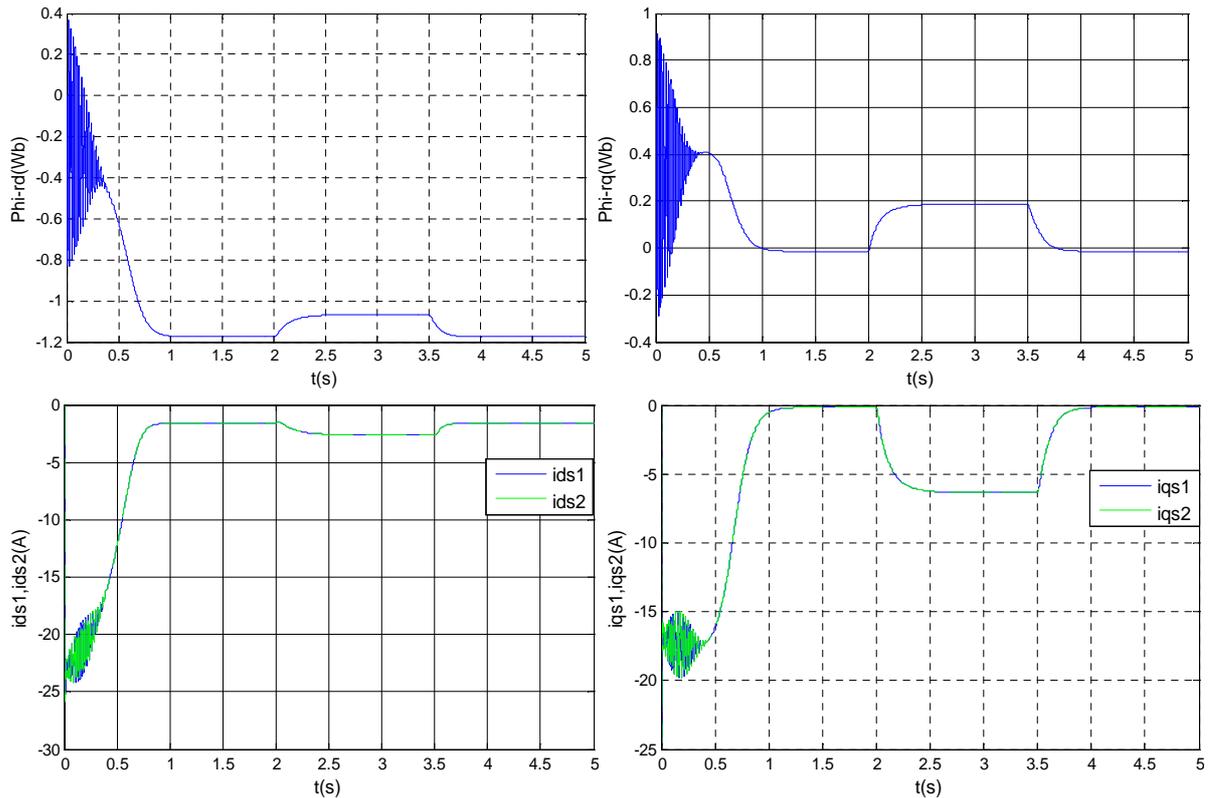


Figure I.3 Evolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux sources sinusoïdales, suivie de l'application de la charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ entre l'intervalle de temps $[2, 3.5] \text{ s}$.

I.7 Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à M.L.I

I.7.1 Introduction

Les développements dans le domaine d'électronique de puissance, soit au niveau des éléments semi-conducteurs, soit au niveau des convertisseurs statiques, permettent la réalisation d'organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables [6].

Les entraînements électriques à vitesse variable font de plus en plus appel aux onduleurs et ils ont une fonction incontournable de l'électronique de puissance, ils sont constitués de cellules de commutations généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances.

I.7.2 Modélisation de l'onduleur de tension à commande M.L.I

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 [9].

Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASDE se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, à base d'onduleurs de tension à fréquence variable. Chaque étoile de la MASDE est alimentée par un onduleur triphasé à M.L.I. Ce dernier se constitue de trois branches où chaque branche est composée de deux

paires d'interrupteurs supposée parfaits et dont les commandes sont disjoints et complémentaires, chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états défini par la fonction de connexion logique suivante [1] :

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur } i \text{ est fermé (} K_i \text{ conduit, } \bar{K}_i \text{ bloqué)} \\ 0 & \text{l'interrupteur } i \text{ est ouvert (} K_i \text{ bloqué, } \bar{K}_i \text{ conduit)} \end{cases}$$

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

La figure I.4 représente le schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux

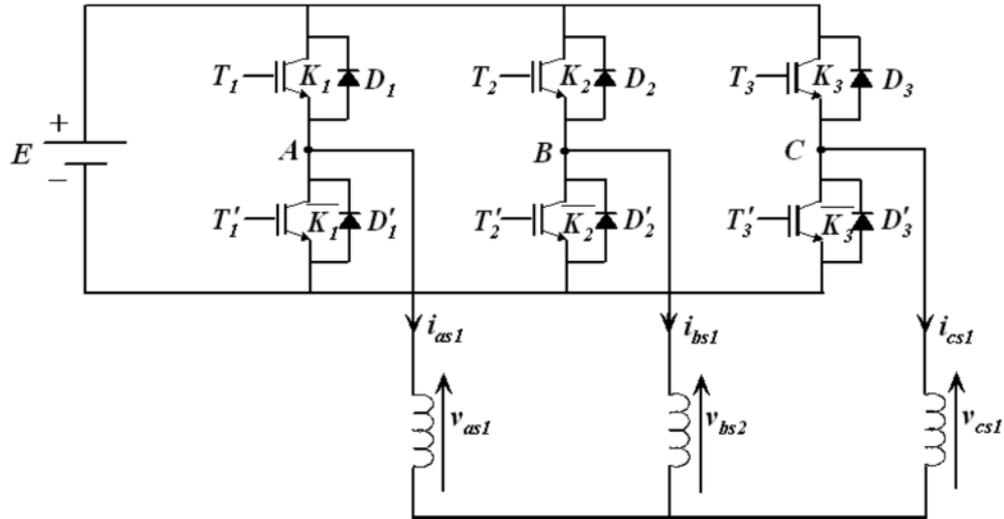


Figure I.4 Onduleur triphasé à deux niveaux

Les tensions composées sont :

$$V_{AB} = v_{as1} - v_{bs1} = E(f_1 - f_2) \quad (I.27)$$

$$V_{BC} = v_{bs1} - v_{cs1} = E(f_2 - f_3) \quad (I.28)$$

$$V_{CA} = v_{cs1} - v_{as1} = E(f_3 - f_1) \quad (I.29)$$

Les tensions simples v_{as1} , v_{bs1} et v_{cs1} forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0 \quad (I.30)$$

La résolution des équations (I.27), (I.28), (I.29) et (I.30) nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

Pour la seconde onduleur, on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

I.7.3 Commande par modulation sinus-triangle

La M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) c'est une technique de commande qui est basé sur la comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) de forme sinusoïdale à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire.

L'intersection entre la porteuse et la modulante nous donne les instants de commutation des interrupteurs.

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\text{Pour la première étoile :} \quad \begin{cases} V_{refa1} = V_m \sin(2\pi ft) \\ V_{refa1} = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{refa1} = V_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.33)$$

$$\text{Pour la seconde étoile :} \quad \begin{cases} V_{refa2} = V_m \sin(2\pi ft - \alpha) \\ V_{refa2} = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ V_{refa2} = V_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \end{cases} \quad (I.34)$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ V_{pm} \left[-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (I.35)$$

La commande M.L.I est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation $\langle m \rangle$ définit comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence ($m = \frac{f_p}{f}$).
- Le coefficient de réglage de tension $\langle r \rangle$ qui est le rapport de l'amplitude V_m de la référence et la tension V_{pm} de la porteuse ($\frac{V_m}{V_{pm}}$).

La figure I.5 représente le principe de la commande M.L.I sinus-triangle dont $r = 0.8$; $m = 63$ et $V_p = 390V$.

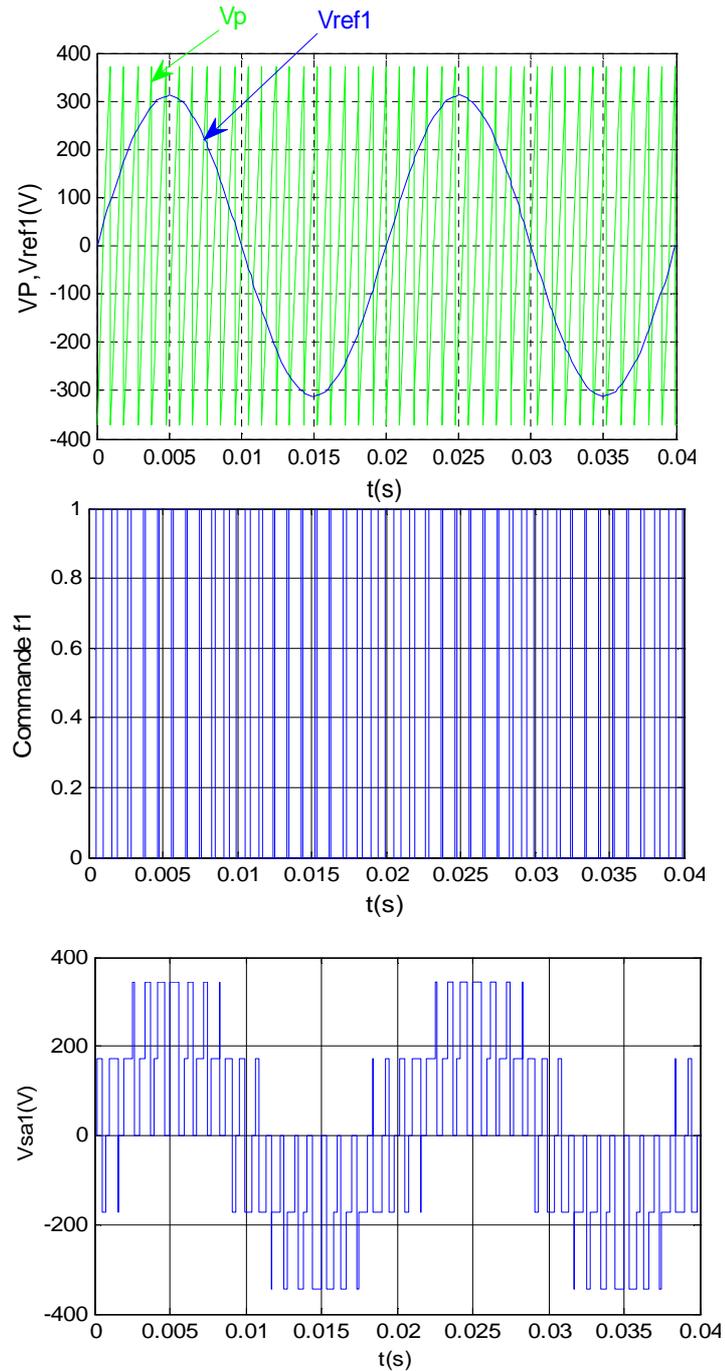


Figure I.5 Principe de la commande M.L.I sinus-triangle

I.7.4 Association de MASDE-Onduleurs de tension à commande M.L.I

La représentation schématique de l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension M.L.I sinus-triangle est donnée par la figure I.6.

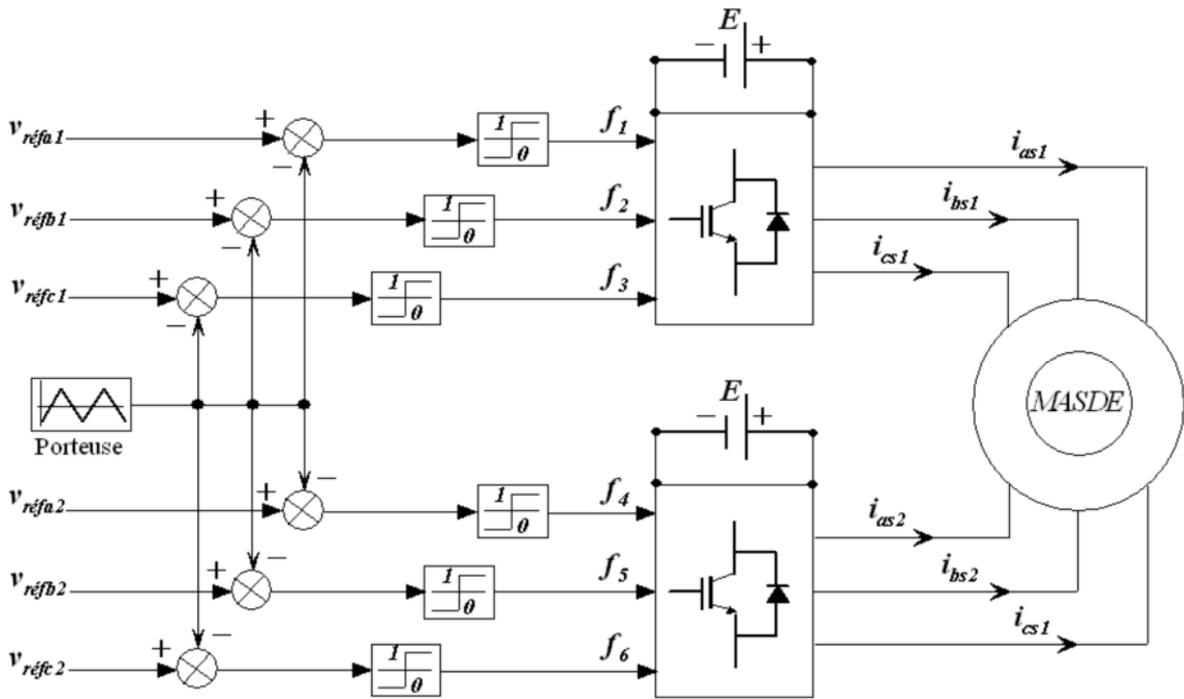
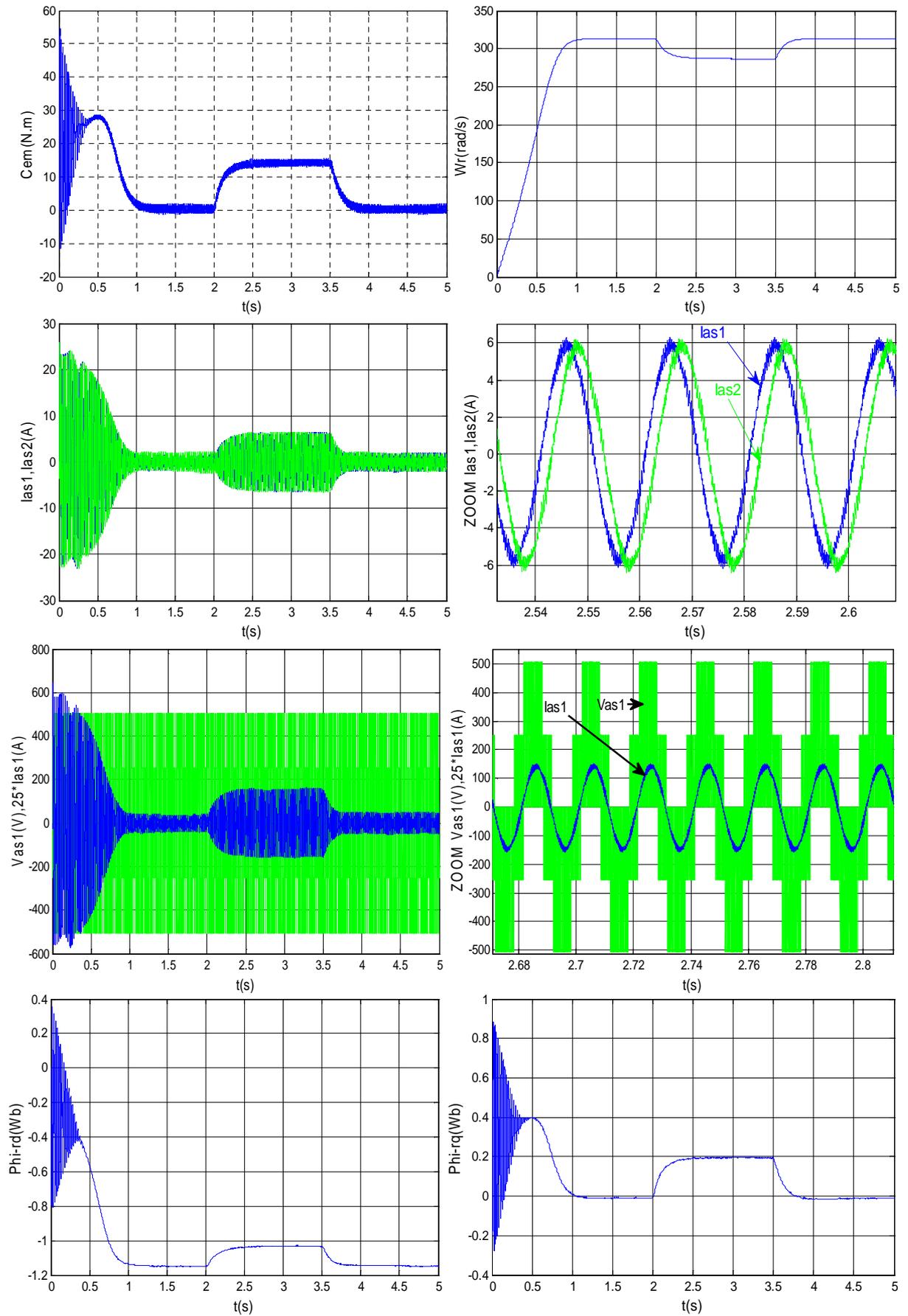


Figure I.6 Association de la MASDE avec deux onduleurs de tension à commande MLI

I.8 Simulation et interprétation des résultats

La simulation est effectuée pour un décalage $\alpha = 30^\circ$. Les figures ci-dessous représentent l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à commande MLI (à deux niveaux) sinus triangle, dont $r = 0.8$ et $m = 63$, suivi de l'application de la charge $C_r = 14$ (N. m) entre l'intervalle de temps $t = [2, 3.5]$ s.

Cette dernière montre que les résultats obtenus sont approximativement similaires avec ceux obtenus par l'alimentation par des sources sinusoïdales. Cependant, ces allures et en particulier celles, du couple électromagnétique, des courants statoriques (étoile 1 et 2) et de ceux suivant les deux axes direct et en quadrature (étoile 1 et 2), montrent que cette technique engendre une augmentation des ondulations dues principalement aux harmoniques délivrés par les onduleurs.



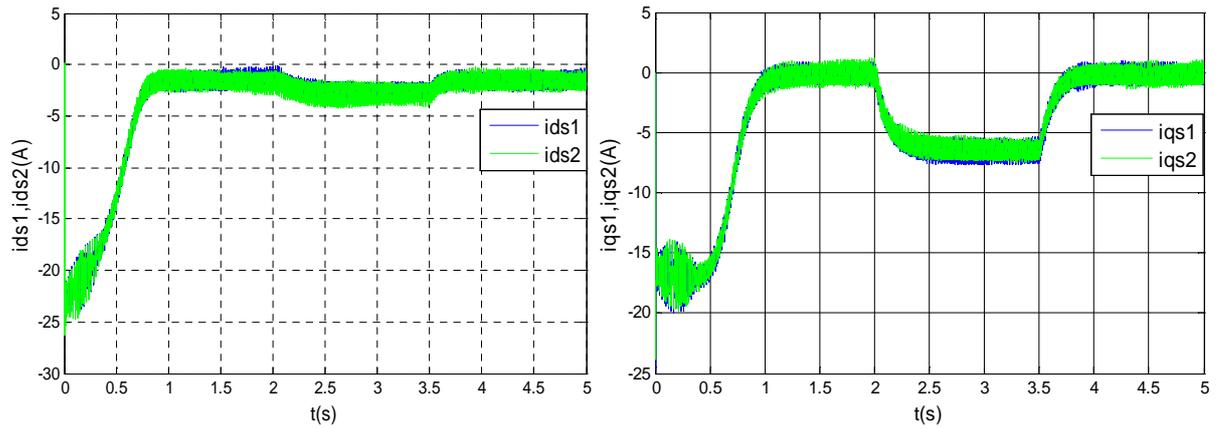


Figure I.7 Evolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs, suivi de l'application de charge $Cr = 14N.m$ entre l'intervalle de temps $t = [2, 3.5]s$

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, on a imposée certaines hypothèses simplificatrices avant de modéliser la MASDE, dans le but d'établir un modèle mathématique simple, et on a effectué le changement de repère par la transformation de Park.

L'étude des performances de la MASDE directement alimentée par des sources sinusoïdales, puis par des onduleurs de tensions à commande M.L.I sinus- triangle a été faite à vide et en charge. On conclut que le système a besoin de régulation pour avoir des meilleures performances.

Dans le chapitre suivant on va exploiter la technique de régulation par la commande vectorielle pour pouvoir commander la MASDE comme une machine à courant continu à excitation séparé.

Chapitre II :
Commande vectorielle de
la MASDE

II.1 Introduction

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blascke en 1972 [10]. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en microélectronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique [11]

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double étoile aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [12].

Dans le présent chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sur la MASDE. Cependant, nous présentons au premier lieu un rappel sur le principe et la méthode indirecte de la commande vectorielle, nous donnons ensuite l'application de cette dernière sur la MASDE, et nous irons enfin commenter les performances apportées par ce type de réglage après l'obtention et l'illustration des résultats de simulation.

II.2 Commande vectorielle de la MASDE à flux orienté

II.2.1 Introduction

Les premiers développements théoriques de la commande vectorielle à flux orienté ont été faits en 1972 grâce à Blascke.

Aujourd'hui grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des variateurs à courant alternatif en particulier les machines asynchrones. Toute fois en industrie, la commande vectorielle par orientation indirecte des flux rotorique est la plus utilisée.

II.2.2 Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle consiste à assimiler le comportement de la MASDE à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

$$C_{em} = k \varphi_f I_a = K' I_f I_a \quad (\text{II.1})$$

Avec : φ_f : Flux imposé par le courant d'excitation I_f ;

I_a : Courant d'induit ;

K, K' : Constantes.

La commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs du couple électromagnétique et du flux rotorique. Pour cela, il faut choisir une loi de commande et un système d'axes assurant le découplage du flux et du couple [13].

A flux constant, le couple peut être réglé par i_a . La production du couple et la création du flux sont indépendantes et c'est l'objectif d'un pilotage vectoriel.

Le principe de pilotage vectoriel de la MASDE est semblable à celui de la MCC à excitation séparée.

La figure II.1 représente le schéma du principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE.

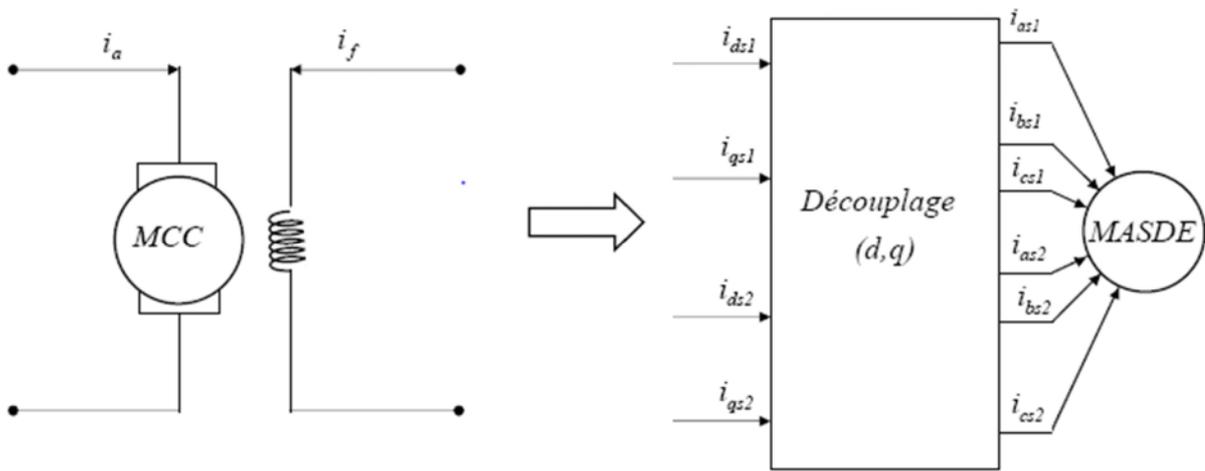


Figure II.1 Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE [14]

La commande de la MASDE par orientation de flux consiste à régler le flux par la composante directe du courant et le couple par la composante en quadrature. Pour cela, il faut choisir une loi de commande et un système d'axes assurant le découplage du flux et du couple. Sachant que le couple est donné par l'expression (I.25). Donc, si le flux rotorique est orienté sur l'axe ($\varphi_{dr} = \varphi_r$) et ($\varphi_{qr} = 0$) d'un repère lié au champ tournant, l'expression de couple devient :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{(L_m + L_r)} [(i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_r] \quad (\text{II.2})$$

$$C_{em} = K'' \varphi_r i_q$$

Avec : $K'' = P \frac{L_m}{(L_r + L_m)}$ et $i_q = i_{qs1} + i_{qs2}$

D'après l'expression (II.2), nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression ressemble à

l'expression du couple de la machine à courant continu à excitation séparée, alors on constate que le couple et le flux de la MASDE sont contrôlables séparément [13].

Néanmoins, si le principe est naturellement appliqué pour la MCC, ce n'est pas le cas pour les machines à courant alternatif et en particulier la MASDE. Car, le contrôle par flux orienté de ces derniers est une commande par orientation de ces deux grandeurs [1].

II.3 Choix d'orientation du flux

La modélisation de la MASDE est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant «d-q», de ce fait, les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis. Alors, l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles :

- Flux rotorique :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r \quad \text{et} \quad \varphi_{qr} = 0 \quad (\text{II. 3})$$

- Flux statorique :

$$\varphi_{ds} = \varphi_s \quad \text{et} \quad \varphi_{qs} = 0 \quad (\text{II. 4})$$

- Flux d'entrefer :

$$\varphi_{dg} = \varphi_g \quad \text{et} \quad \varphi_{qg} = 0 \quad (\text{II. 5})$$

Pour la MASDE, nous choisirons l'orientation du flux rotorique (II.3), 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.

II.4 Commande vectorielle indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position.

Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine [5].

Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à une autre [15].

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

$$\varphi_{dr} = \varphi_r^* \quad (\text{II.6})$$

$$\varphi_{qr} = 0 \quad (\text{II.7})$$

$$p\varphi_r^* = 0 \quad (\text{II.8})$$

Avec : $p = \frac{d}{dt}$ opérateur de Laplace.

En remplaçant (II.6) et (II.8) dans les équations des tensions rotoriques (I.14), on obtient :

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

$$R_r i_{qr} + \omega_{gl} \varphi_r^* = 0 \Rightarrow i_{qr} = -\frac{\omega_{gl} \varphi_r^*}{R_r} \quad (\text{II.10})$$

Et à partir des équations (I.23) et (I.24), on trouve :

$$i_{dr} = \frac{1}{(L_m + L_r)} [\varphi_r^* - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (\text{II.11})$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{(L_m + L_r)} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (\text{II.12})$$

En introduisant (II.11) et (II.12) dans le système d'équations des flux statoriques (I.15), on aura :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \varphi_r^* \\ \varphi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \varphi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \varphi_r^* \\ \varphi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Avec : $\eta = \frac{L_m}{(L_m + L_r)}$ et $\lambda_{1,2} = L_{1,2} + \eta L_r$

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

$$\varphi_r^* = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (\text{II.14})$$

A partir de l'équation (II.12), on trouve :

$$L_m (i_{qs1} + i_{qs2}) = -(L_m + L_r) i_{qr} \quad (\text{II.15})$$

En remplaçant (II.13) et (II.15) dans le système d'équations des tensions statoriques (I.14), on obtient :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}p i_{ds1} - \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1}^* = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}p i_{qs1} + \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ v_{ds2}^* = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}p i_{ds2} - \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2}^* = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}p i_{qs2} + \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

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

En introduisant l'équation (II.12) dans (II.10) on tire :

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m (i_{qs1} + i_{qs2})}{(L_m + L_r) \varphi_r^*} \quad (\text{II.17})$$

A partir de la relation (II.2), on trouve :

$$i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{(L_m + L_r) C_{em}^*}{P L_m \varphi_r^*} \quad (\text{II.18})$$

Le système d'équations électriques (II.16) montre que les tensions $(v_{ds1}^*, v_{qs1}^*, v_{ds2}^*, v_{qs2}^*)$ influent en même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures $(i_{ds1}^*, i_{qs1}^*, i_{ds2}^*, i_{qs2}^*)$ donc sur le flux et sur le couple. Il est alors nécessaire de réaliser un découplage. Cela, en définissant de nouvelles variables $(v_{ds1r}, v_{qs1r}, v_{ds2r}, v_{qs2r})$ n'agissant respectivement que sur $(i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2})$, tel que :

$$\begin{cases} v_{ds1r} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}p i_{ds1} \\ v_{qs1r} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}p i_{qs1} \\ v_{ds2r} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}p i_{ds2} \\ v_{qs2r} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}p i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

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

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = v_{ds1r} - v_{ds1c} \\ v_{qs1}^* = v_{qs1r} + v_{qs1c} \\ v_{ds2}^* = v_{ds2r} - v_{ds2c} \\ v_{qs2}^* = v_{qs2r} + v_{qs2c} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Tel que :

$$\begin{cases} v_{ds1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ v_{ds2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

II.4.1 Identification des paramètres des régulateurs PI

L'identification des paramètres des régulateurs PI des systèmes dont la fonction de transfert est du premier ordre, telle que :

$$H(P) = \frac{1}{aP+b} \quad (\text{II.22})$$

Se fait d'une manière générale comme suit :

La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par :

$$C(P) = K_p + \frac{k_i}{P} \quad (\text{II.23})$$

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire réglé par un PI est donné par la figure II.2.

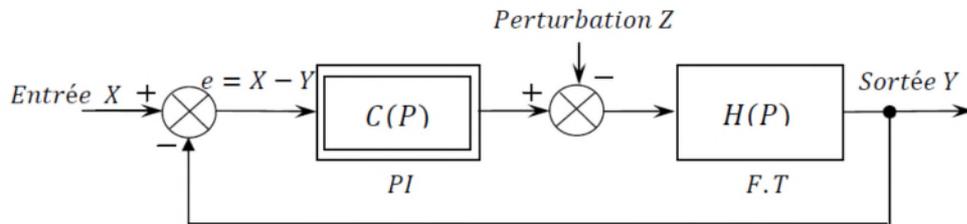


Figure II.2 Schéma d'un système asservi de premier ordre réglé par un PI

La perturbation est négligée dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi est :

$$M(P) = C(P)H(P) = \frac{K_p P + K_i}{aP^2 + bP} \quad (\text{II.24})$$

En boucle fermée, on obtient :

$$F(P) = \frac{M(P)}{1+M(P)} = \frac{K_p P + K_i}{aP^2 + (b+K_p)P + K_i} \quad (\text{II.25})$$

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

$$G(P) = \frac{1}{TP+1} \quad (\text{II.26})$$

Il suffit d'identifier (II.24) et (II.25) comme suit :

$$\frac{K_p P + K_i}{aP^2 + (b+K_p)P + K_i} = \frac{1}{TP+1} \quad (\text{II.27})$$

Ce qui donne :

$$K_p T P^2 + (K_i T + K_p) P + K_i = a P^2 + (b + K_p) P + K_i \quad (\text{II.28})$$

D'où :

$$\begin{cases} K_p = \frac{a}{T} \\ K_i = \frac{b}{T} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

La figure II.3 représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques (Étoiles 1 et 2).

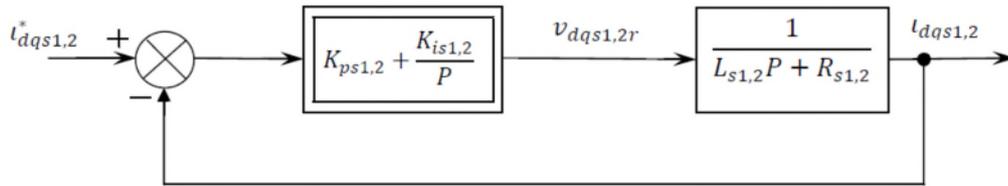


Figure II.3 Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques

Avec :

$$\begin{cases} K_{ps1} = \frac{Ls1}{T} \\ K_{is1} = \frac{Rs1}{T} \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} K_{ps2} = \frac{Ls2}{T} \\ K_{is2} = \frac{Rs2}{T} \end{cases}$$

Pour avoir une dynamique du processus rapide, on prend $T = \frac{\tau_r}{3}$, avec $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ représente la constante de temps électrique (rotorique) du système.

II.5 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse

Le principe de la commande vectorielle avec la régulation de la vitesse, consiste à déterminer directement la composante du flux rotorique à partir de la vitesse mécanique de rotation du rotor en utilisant un capteur de vitesse, cela est réalisable par un bloc de défluxage défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \varphi_r^* = \varphi_n & \text{si } |\Omega| \geq \Omega_n \\ \varphi_r^* = \frac{\varphi_n \Omega_n}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| = \Omega_n \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

La figure II.4 représente le schéma de défluxage

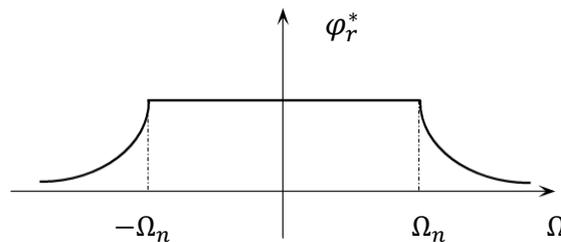


Figure II.4 Schéma de défluxage

A partir de l'équation de la tension rotorique v_{dr} du système d'équations (I.14) et de l'équation du flux rotorique φ_{dr} du système d'équations (I.15), on obtient :

$$0 = \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r^* - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{ds1} + i_{ds2}) + p \varphi_r^* \quad (II.31)$$

Des équations (I.8) et (II.2), on tire :

$$Jp\Omega = P \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_r^* - C_r - K_f \Omega \quad (II.32)$$

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la figure II.5.

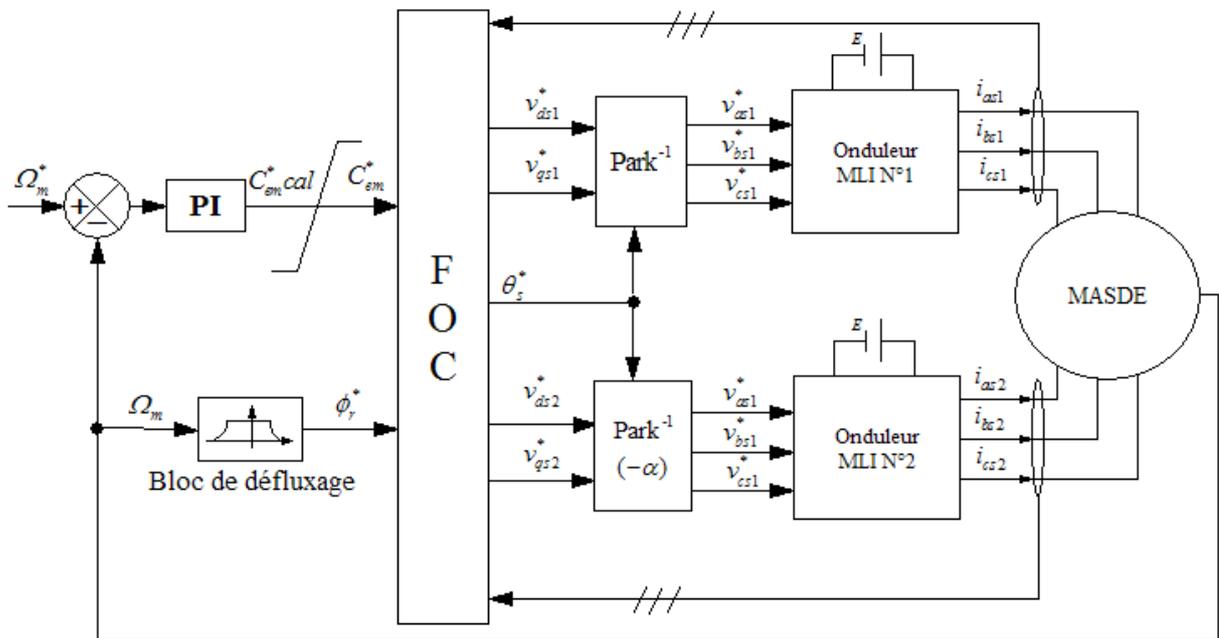


Figure II.5 Schéma de la commande FOC avec régulation de vitesse

II.5.1 identification des paramètres du régulateur de vitesse

Le schéma de la boucle de régulation de la vitesse est donné par la figure II.6.

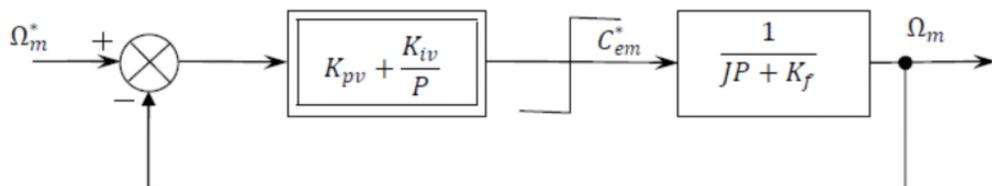


Figure II.6 schéma du bloc de régulation de la vitesse rotorique

L'identification nous donne :

$$\begin{cases} K_{pv} = \frac{J}{T} \\ K_{iv} = \frac{K_f}{T} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

On prend : $T = \tau_r$.

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation défini par [16] :

$$C_{em}^*(Lim) = \begin{cases} C_{em}^* & \text{si } |C_{em}^*| \leq C_{emMax} \\ C_{emMax} \text{sign}(C_{em}^*) & \text{si } |C_{em}^*| \geq C_{emMax} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Le couple maximal adopté est : $C_{emMax} = 30 \text{ N.m}$.

II.6 Simulation et interprétation des résultats

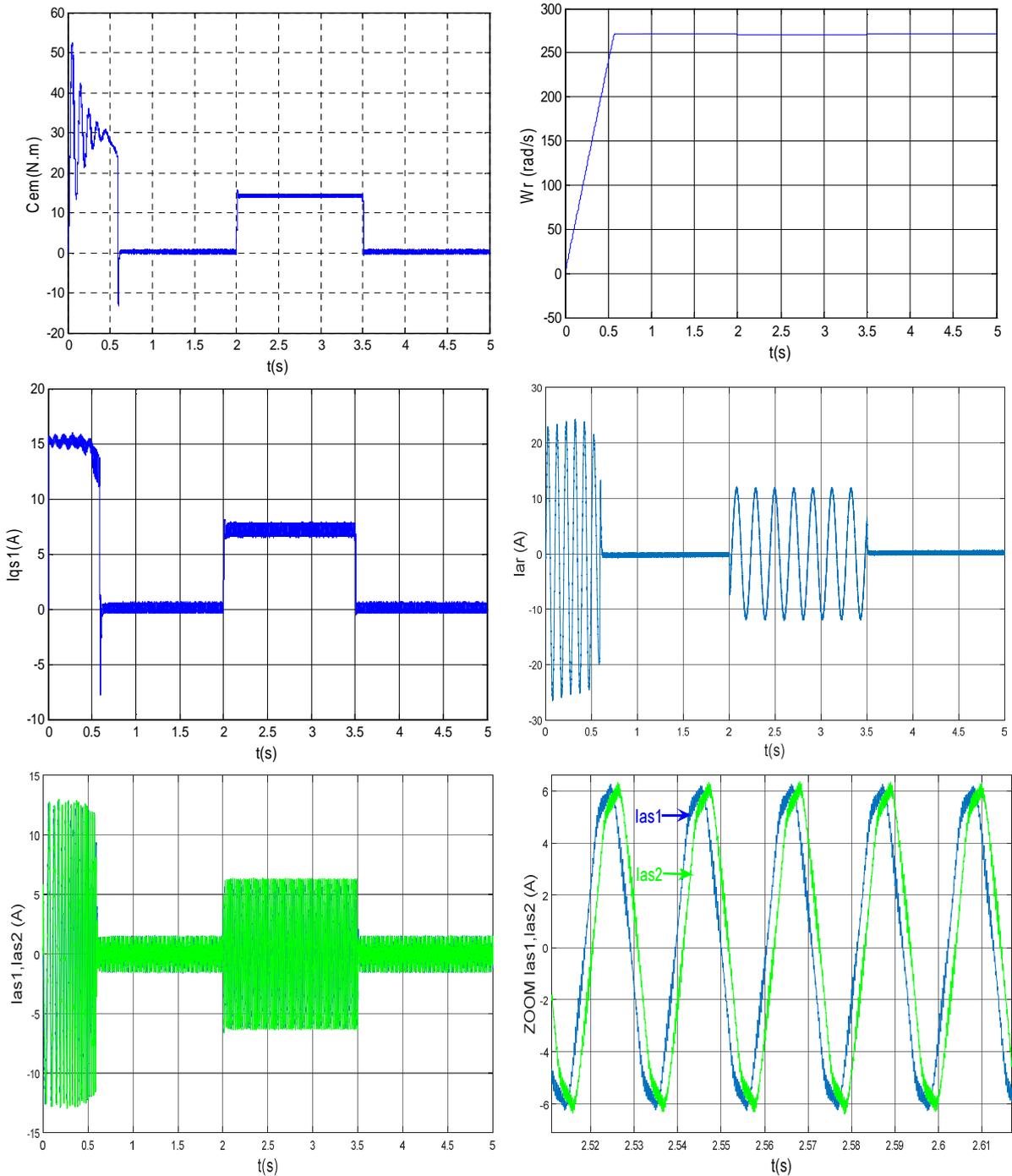
La figure II.7 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application d'une charge $C_r = 14$ (N.m) entre l'intervalle de temps $t = [2, 3.5]$ s, en imposant la vitesse de référence $\omega_r^* = 270$ (rad/s). Celle-ci montrent que :

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle rejoint sa valeur de consigne à $t = 0.57$ s, avec un dépassement de 0.40%. Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 52.1 (N.m) et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.56 s, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à la grandeur due aux frottements (proche de 0). Le courant statorique suivant l'axe en quadrature, évolue d'une façon à peu près analogue à l'évolution du couple C_{em} . Les courants statoriques (étoile 1 et 2) présentent des dépassements excessifs induisant de forts appels de courant, mais qui disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Le courant rotorique I_{ar} atteint approximativement 36 (A) pendant le régime transitoire, et il se stabilise à 0 en régime permanent. Les flux rotoriques progressent d'une manière analogue à celle du couple électromagnétique pendant le régime transitoire, toutefois ils se stabilisent et évoluent selon leurs consignes durant le régime permanent. La tension d'alimentation v_{as1} (V) et le courant statorique i_{as1} (A) sont presque en phase et de même signe ; toutefois, le déphasage en arrière du courant par rapport à la tension est dû à l'effet inductif de la machine, les deux grandeurs sont de même signe, veut dire que le sens de transition de la puissance est positif, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive.

En appliquant la charge $C_r = 14$ (N.m) à partir de l'instant $t = 2$ s, on constate que la vitesse rejoint presque sa valeur de référence, et le courant I_{qs1} augmente et se stabilise à 10 (A), le couple électromagnétique évolue presque d'une manière identique à i_{qs1} et se

stabilise à 15 (N.m), les courants statoriques (étoile 1 et 2) augmentent à 6 (A), les flux rotoriques suivent leurs références.

Après l'enlèvement de la charge au-delà de l'instant $t = 3.5$ s, les performances de la machine asynchrone double étoile sont les mêmes que les performances en fonctionnement à vide.



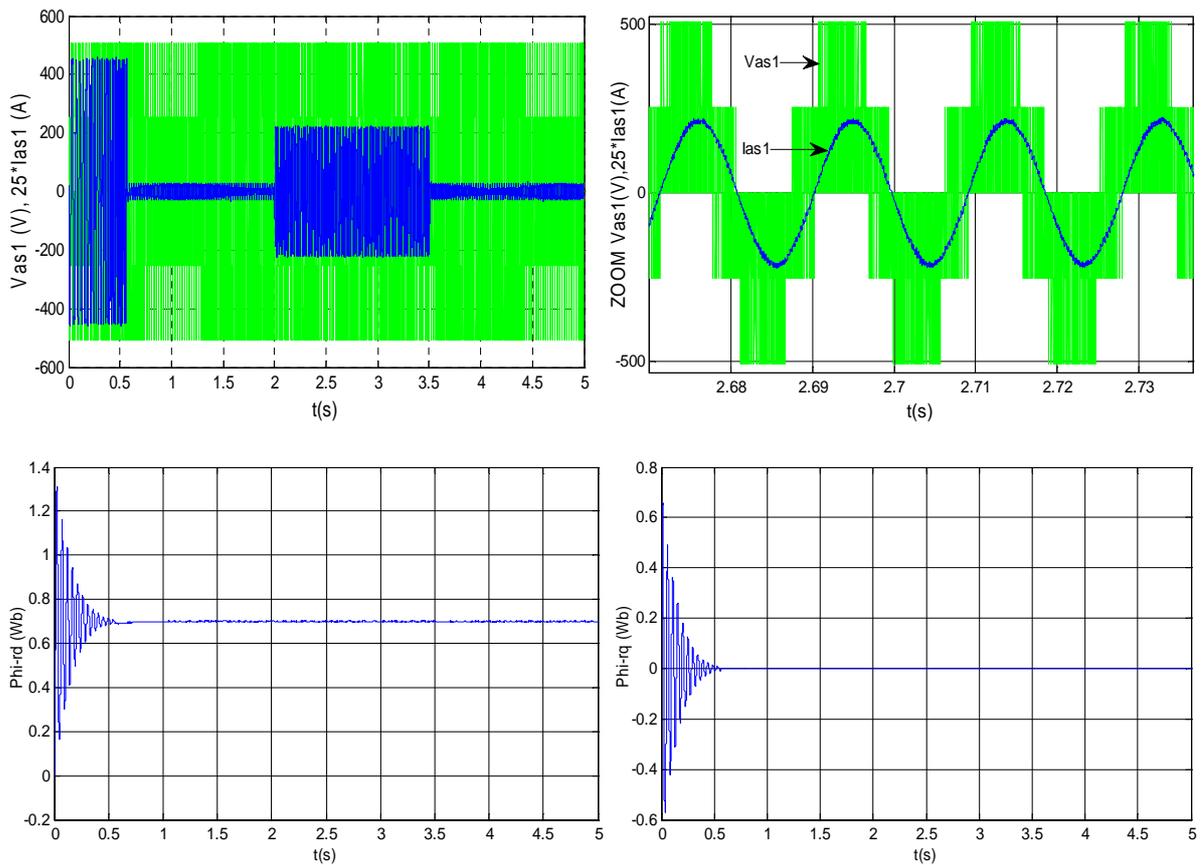


Figure II.7 Evolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application d'une charge $C_r = 14$ (N.m) entre l'intervalle de temps $t = [2, 3.5]$ s.

II.7 Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec la méthode indirecte, deux tests sont effectués. Le premier est celui par inversion de la vitesse, le second par la variation de la résistance rotorique.

- **Première test**

La figure II.8 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de cette dernière de 270 à -270 rad/s à partir de l'instant $t = 1.5$ s.

Les résultats obtenus montrent clairement que :

La vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 1.1s. Cela engendre une augmentation au niveau du courant statorique d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initial. Le couple électromagnétique atteint -30 (N.m) pendant l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative. Le courant I_{qs1} (A) évolue d'une façon analogue au couple. Les allures des flux rotoriques suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse.

- **Second test**

La figure II.9 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique R_r de 100% à partir de l'instant $t = 1s$, avec l'application de charge $C_r = 14(N.m)$ entre l'intervalle de temps $[2,3.5]s$, tout en imposant la vitesse de référence $\omega_r^* = 270$ (rad/s).

Ces caractéristiques montrent, premièrement une légère variation au niveau de la vitesse et du couple ($C_{em}(N.m)$) due essentiellement à l'application de la charge, secondement la stabilité au niveau de l'évolution du courant ($I_{as1}(A)$), finalement des perturbations remarquables sur les flux rotoriques direct et en quadrature.

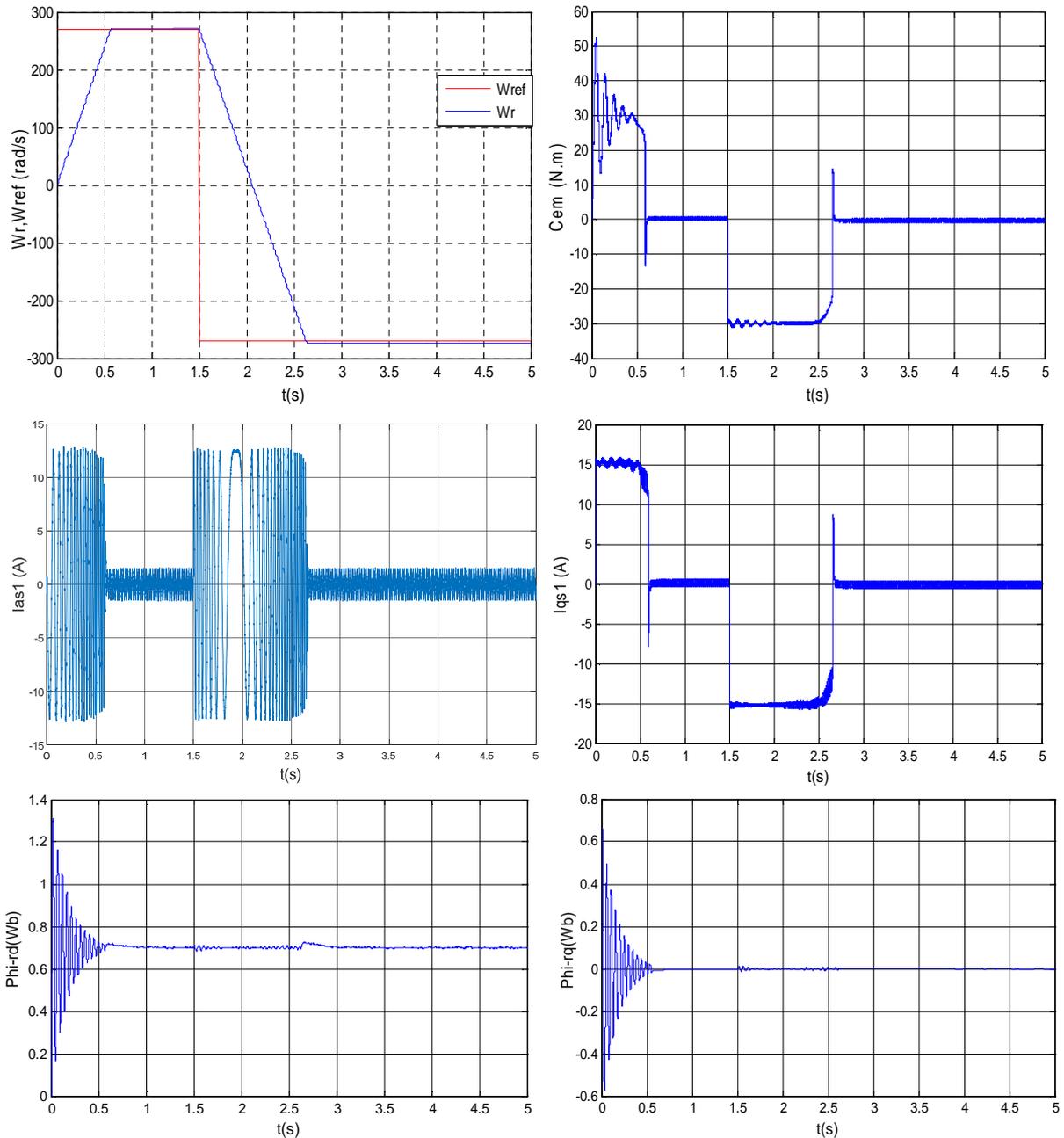


Figure II.8 Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de celle-ci de 270 rad/s à -270 rad/s à partir de $t = 1.5 s$.

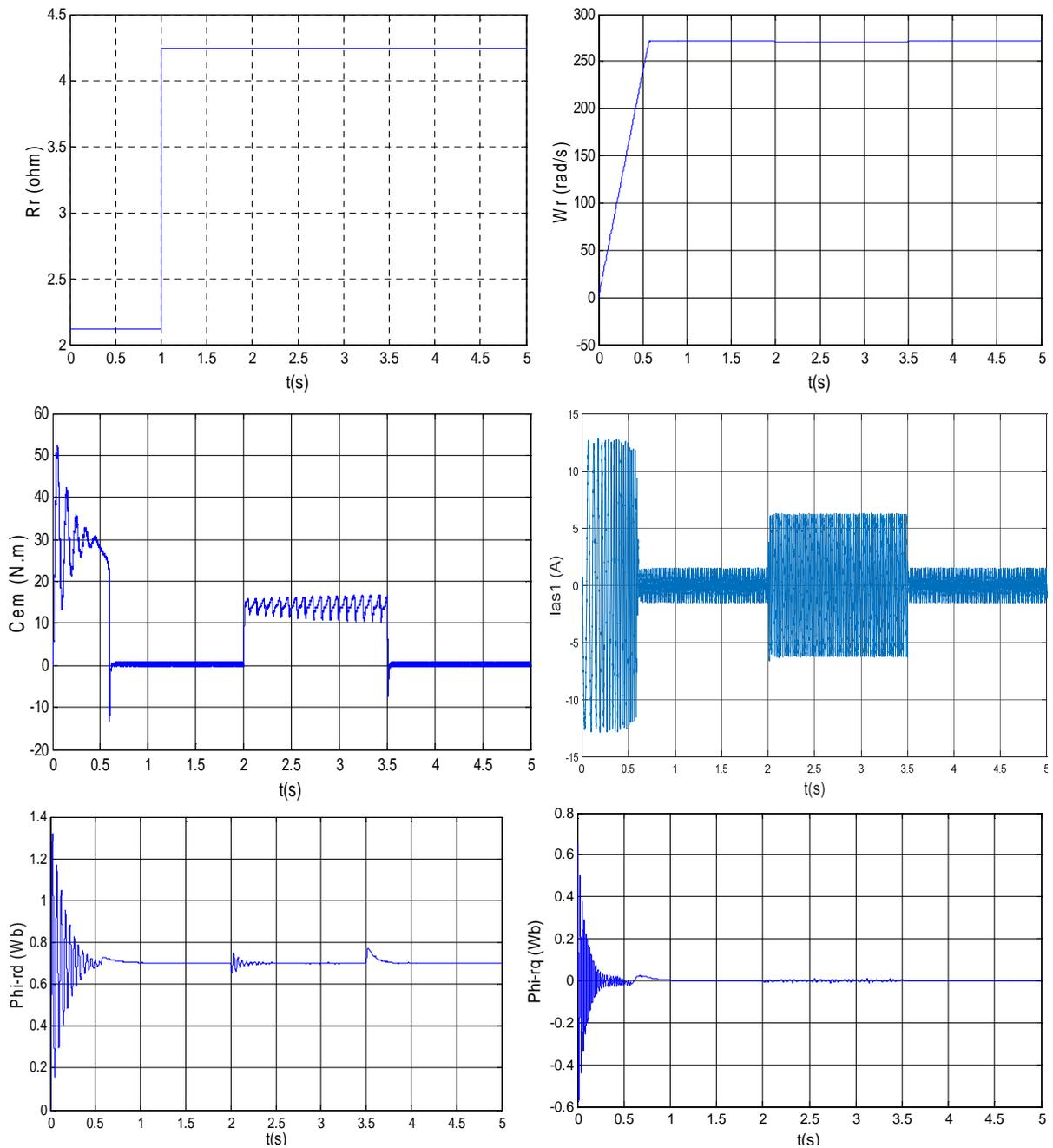


Figure II.9 Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique R_r de 100% à partir de $t = 1$ s, avec l'application de la charge $C_r = 14$ N.m entre l'intervalle de temps $t = [2, 3.5]$ s.

II.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE, l'objectif étant la régulation de la vitesse. Dans ce contexte, on a présenté le principe de la commande vectorielle indirecte et son application à la MASDE avec les résultats de simulation.

Les tests de robustesse ont montré la sensibilité du contrôle de la vitesse par les régulateurs PI aux variations paramétriques de la machine. Dans le but d'améliorer les

performances, on appliquera la commande par backstepping, qui fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III :
Commande par
backstepping de la MASDE

III.1 Introduction

Depuis quelques années, beaucoup de recherches ont été effectuées dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. Le backstepping fait partie de ces nouvelles méthodes de contrôle. L'idée de base de la commande par backstepping est de rendre les systèmes bouclés équivalents à des sous-systèmes d'ordre un en cascade stable au sens de Lyapunov, ce qui lui confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique [17].

Ce chapitre est consacré à l'étude de la commande par backstepping de la MASDE basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. Cette approche consiste à trouver une fonction de Lyapunov. La commande obtenue, permet d'assurer le suivi de vitesse, de flux et de courant en assurant à chaque fois des dynamiques stables pour les erreurs entre des grandeurs réelles et de références. Des résultats de simulation avec des tests de robustesse seront présentés à la fin de ce chapitre.

III.2 Méthodes de Lyapunov

Les deux méthodes de Lyapunov, connues sous les noms de la première et la seconde méthode représentent des outils analytiques puissants. Dans la première méthode, appelée également méthode de linéarisation, il s'agit d'analyser la stabilité du système non linéaire au voisinage du point d'équilibre à travers une approximation linéaire. La mise en évidence de cette méthode, permet l'utilisation des outils des systèmes de contrôle linéaire. Cependant, la seconde méthode est plus générale et elle repose sur le principe d'énergie pour analyser la stabilité, «un système physique est stable, si son énergie mécanique totale, diminue avec le temps», Lyapunov a pu décrire une fonction similaire ayant les propriétés de l'énergie et pour laquelle l'analyse de stabilité devient plus commode [18].

III.2.1 Première méthode

Cette méthode est basée sur l'étude de la stabilité locale par linéarisation de la dynamique autour d'un point d'équilibre. Cette méthode apporte une validité théorique à la technique de linéarisation. Elle mentionne que [19] :

- Si le système linéarisé est asymptotiquement stable, il y a stabilité asymptotique.
- Si le système linéarisé est instable, il y a instabilité.
- Si le système linéarisé est stable sans l'être asymptotiquement, on ne peut se prononcer.

C'est le cas critique de Lyapunov. La stabilité ou l'instabilité dans ce cas dépend des termes de degré supérieur à un, négligés dans l'approximation.

III.2.2 Deuxième méthode

Cette méthode est basée sur l'étude des variations (signe et dérivée) de la fonction de Lyapunov, le long de la trajectoire du système.

L'étude consiste alors à chercher une fonction $V(x)$ (fonction de Lyapunov) de signe défini, dont la dérivée $\frac{dV}{dt}$ est semi-définie et de signe opposé dans le même domaine.

III.3 Commande par backstepping

III.3.1 Historique

Le backstepping a été inspiré par les travaux de Feurer et Morse (1978) d'une part et Tsinias (1989) et Kokotovii & Sussmann (1989) d'autre part, puis développé par Kanellakopoulos en (1991). Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. L'idée consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit définie positive et que cette dérivée soit toujours négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant [20].

III.3.2 Principe de la commande backstepping

La technique du backstepping propose une méthode de synthèse systématique destinée à la classe des systèmes non linéaires ayant une forme triangulaire. Elle est basée sur la décomposition du système entier de commande, qui est généralement multi variable et d'ordre élevé en une cascade de sous systèmes de commande du premier ordre. Pour chaque sous système, une loi de commande dite virtuelle est calculée. Cette dernière servira comme référence pour le sous système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour le système complet (figure III.1). Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation [19].

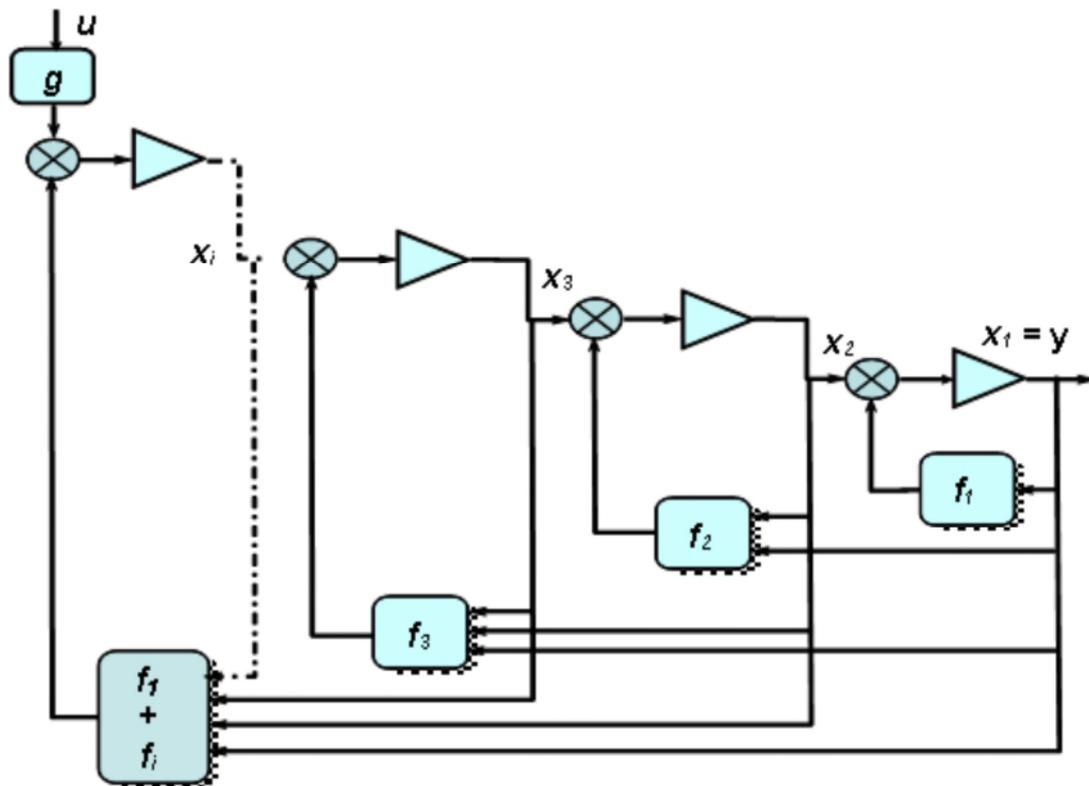


Figure III.1 Procédure générale de la conception de la commande par backstepping.

III.3.3 Méthode générale de synthèse par Backstepping

Cette méthode s'applique aux systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_n = f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u \end{cases} \quad (\text{III. 1})$$

Telles que : $[x_1, x_2, \dots, x_n]^t$: Vecteur d'état ($x \in \mathcal{R}^n$); ($u \in \mathcal{R}$).

Afin d'illustrer la procédure récursive de la méthode Backstepping, on considère que la sortie du système $y = x_1$ désire suivre le signal de référence y^* . Le système étant d'ordre n , la mise en oeuvre s'effectue en n étapes [21].

- **Etape 1**

On commence par la première équation du système (III.1), où x_2 sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire.

La première référence désirée est notée :

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y^* \quad (\text{III. 2})$$

Ce qui conduit à l'erreur de régulation suivante :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (\text{III. 3})$$

Ainsi sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \\ &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \end{aligned} \quad (\text{III. 4})$$

Pour un tel système, nous construisons d'abord la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique :

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 \quad (\text{III. 5})$$

Sa dérivée temporelle est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] \end{aligned} \quad (\text{III. 6})$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait \dot{V}_1 négative et assurerait la stabilité pour la dynamique de (III.4). Pour cela, prenons $x_2 = \alpha_1$ telle que :

$$f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 = -K_1 e_1 \quad (\text{III. 7})$$

K_1 : Gain positif ;

Ainsi, la loi de commande pour le système (III.4) sera donnée par :

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-K_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (\text{III. 8})$$

Ce qui implique

$$\dot{V}_1 = -K_1 e_1^2 \leq 0 \quad (\text{III. 9})$$

• Etape 2

Maintenant, la nouvelle référence désirée sera la variable de commande pour le sous système précédent (III.4):

$$(x_2)^* = \alpha_1 \quad (\text{III. 10})$$

D'où l'erreur de régulation

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{III. 11})$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 \\ &= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 \end{aligned} \quad (\text{III. 12})$$

Pour le système (III.12), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \\ &= \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2] \end{aligned} \quad (\text{III. 13})$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -K_1 e_1 + e_2 [f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned} \quad (\text{III. 14})$$

Le choix de x_3 qui stabilisera la dynamique du système (III.12), et rendra \dot{V}_2 négative est :

$$x_3 = \alpha_2 \quad (\text{III. 15})$$

Telle que :

$$f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 = -K_2 e_2 \quad (\text{III. 16})$$

K_2 : Gain positif.

Ainsi, la loi de commande pour le système (III.12) sera donnée par :

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)} [-K_2 e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_2(x_1, x_2)] \quad (\text{III. 17})$$

Avec :

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{g_0(x_1)[-K_1 \dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1) - [-K_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)]\dot{g}_0(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad (\text{III. 18})$$

Un tel choix implique que :

$$\dot{V}_2 = -K_1 e_1^2 - K_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{III. 19})$$

• Etape n

Maintenant, la nouvelle référence désirée sera la variable de commande pour le sous système précédent :

$$(x_n)^* = \alpha_{n-1} \quad (\text{III. 20})$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (\text{III. 21})$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_n &= \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} \\ &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \end{aligned} \quad (\text{III. 22})$$

Pour le système (III.22), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$\begin{aligned} V_n &= V_1 + V_2 + \dots + \frac{1}{2} e_n^2 \\ &= \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2 + \dots + e_n^2] \end{aligned} \quad (\text{III. 23})$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &= \dot{V}_1 + \dot{V}_2 + \dots + e_n \dot{e}_n \\ &= -K_1 e_1^2 - K_2 e_2^2 + \dots + e_n [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}] \end{aligned} \quad (\text{III. 24})$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la loi de commande pour le système entier. Un bon choix doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} = -K_n e_n \quad (\text{III. 25})$$

K_n : Gain positif ;

Ainsi, la loi de commande pour le système sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)} [-K_n e_n + \dot{\alpha}_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n)] \quad (\text{III. 26})$$

Ce qui garanti la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue :

$$\dot{V}_n = -K_1 e_1^2 - K_2 e_2^2 \dots \dots - K_n e_n^2 \leq 0 \quad (\text{III. 27})$$

III.4 Application de la commande par Backstepping à la MASDE:

L'approche du Backstepping, que nous allons appliquer à la commande de la machine asynchrone double étoile, est basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique.

Dans cette partie, on se propose d'éliminer les régulateurs PI classiques dans la commande vectorielle de la machine et de les remplacer par des régulateurs Backstepping. L'objective attendu est d'atteindre la convergence des erreurs vers zéros.

En mettant le système d'équations (II.16) et les équations (II.31) et (II.32) sous forme d'état, on aura le système d'équations d'états suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} p i_{ds1} = \frac{1}{L_{s1}} \{V_{ds1} - R_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)\} \\ p i_{qs1} = \frac{1}{L_{s1}} \{V_{qs1} - R_{s1} i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*)\} \\ p i_{ds2} = \frac{1}{L_{s2}} \{V_{ds2} - R_{s2} i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)\} \\ p i_{qs2} = \frac{1}{L_{s2}} \{V_{qs2} - R_{s2} i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*)\} \\ p \varphi_r = -\frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \\ p \Omega_r = \frac{1}{J} \left\{ P \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_r^* - C_r - K_f \Omega \right\} \end{array} \right. \quad (\text{III. 28})$$

Avec : $p = \frac{d}{dt}$ opérateur de Laplace ; $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ et $\omega_{gl}^* = \omega_s^* - \omega_r$.

L'application du Backstepping à la commande de la machine est divisée en deux étapes :

- **Etape 1 :**

Cette première étape consiste à identifier les erreurs e_1 et e_2 qui représentent respectivement l'erreur entre la vitesse réelle ω_r et la vitesse de référence ω_r^* ainsi que le module du flux rotorique φ_r et celui de référence φ_r^* :

$$\begin{cases} e_1 = \omega_r^* - \omega_r \\ e_2 = \varphi_r^* - \varphi_r \end{cases} \quad (\text{III. 29})$$

Avec : $\Omega = \frac{\omega_r}{P}$ d'où :

$$\dot{\omega}_r = \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \left((i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_r^* \right) - \frac{K_f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r \quad (\text{III. 30})$$

Les dérivées des erreurs sont donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \\ \dot{e}_2 = \dot{\varphi}_r^* - \dot{\varphi}_r = \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{ds1} + i_{ds2}) \end{cases} \quad (\text{III. 31})$$

La fonction de Lyapunov est :

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \quad (\text{III. 32})$$

Dont la dérivée est :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (\text{III. 33})$$

$$= e_1 \left[\dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} i_{qs} \varphi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right] + e_2 \left[\dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{ds} \right]$$

Avec : $i_{ds} = i_{ds1} + i_{ds2}$ et $i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}$.

$$\text{Pour que } \dot{V}_1 < 0 \text{ il faut } \dot{e}_1 = -K_1 e_1 \text{ et } \dot{e}_2 = -K_2 e_2 \quad (\text{III. 34})$$

Ce qui donne

$$\dot{V}_1 = -K_1 e_1^2 - K_2 e_2^2 \quad (\text{III. 35})$$

Telle que :

$$\begin{cases} \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} i_{qs} \varphi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r = -K_1 e_1 \\ \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{ds} = -K_2 e_2 \end{cases} \quad (\text{III. 36})$$

Avec : (K_1, K_2) sont des gains positifs.

Pour rendre \dot{V}_1 négative, on fait un choix convenable des nouvelles entrées virtuelles i_{ds}^* et i_{qs}^* De la façon suivante :

$$i_{ds}^* = \frac{L_r + L_m}{R_r L_m} \left[\dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r + K_2 e_2 \right] \quad (\text{III.37})$$

$$i_{qs}^* = \frac{J(L_r + L_m)}{P^2 L_m \varphi_r^*} \left[\dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r + K_1 e_1 \right] \quad (\text{III.38})$$

• **Etape 2 :**

L'objectif de cette étape est le calcul des tensions de commande. On définit les autres erreurs concernant les composantes du courants statoriques ($i_{ds1}, i_{ds2}, i_{qs1}, i_{qs2}$) et leurs références ($i_{ds1}^*, i_{ds2}^*, i_{qs1}^*, i_{qs2}^*$).

Dans cette etape en admettant que : $i_{ds1}^* = i_{ds2}^* = i_{ds}^*$ Et $i_{qs1}^* = i_{qs2}^* = i_{qs}^*$.

Donc :

$$\begin{cases} e_3 = i_{ds}^* - i_{ds1} \\ e_4 = i_{ds}^* - i_{ds2} \\ e_5 = i_{qs}^* - i_{qs1} \\ e_6 = i_{qs}^* - i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

Les dérivées des erreurs sont donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = \dot{i}_{ds}^* - \dot{i}_{ds1} = \dot{i}_{ds}^* - \frac{1}{L_{s1}} \{V_{ds1} - R_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)\} \\ \dot{e}_4 = \dot{i}_{ds}^* - \dot{i}_{ds2} = \dot{i}_{ds}^* - \frac{1}{L_{s2}} \{V_{ds2} - R_{s2} i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)\} \\ \dot{e}_5 = \dot{i}_{qs}^* - \dot{i}_{qs1} = \dot{i}_{qs}^* - \frac{1}{L_{s1}} \{V_{qs1} - R_{s1} i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*)\} \\ \dot{e}_6 = \dot{i}_{qs}^* - \dot{i}_{qs2} = \dot{i}_{qs}^* - \frac{1}{L_{s2}} \{V_{qs2} - R_{s2} i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*)\} \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

La fonction de Lyapunov est :

$$V_2 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2 + e_5^2 + e_6^2) \quad (\text{III.41})$$

Dont la dérivée est :

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 + e_5 \dot{e}_5 + e_6 \dot{e}_6 = \dot{V}_1 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 + e_5 \dot{e}_5 + e_6 \dot{e}_6 \quad (\text{III.42})$$

Pour que $\dot{V}_2 < 0$, il faut :

$$\dot{e}_3 = -K_3 e_3, \dot{e}_4 = -K_4 e_4, \dot{e}_5 = -K_5 e_5, \dot{e}_6 = -K_6 e_6. \quad (\text{III.43})$$

Ce qui donne :

$$\dot{V}_2 = -K_1 e_1^2 - K_2 e_2^2 - K_3 e_3^2 - K_4 e_4^2 - K_5 e_5^2 - K_6 e_6^2 \quad (\text{III. 44})$$

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 - K_3 e_3^2 - K_4 e_4^2 - K_5 e_5^2 - K_6 e_6^2 \quad (\text{III. 45})$$

Telle que :

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds}^* - \frac{1}{L_{s1}} \{V_{ds1} - R_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)\} = -K_3 e_3 \\ \dot{i}_{ds}^* - \frac{1}{L_{s2}} \{V_{ds2} - R_{s2} i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)\} = -K_4 e_4 \\ \dot{i}_{qs}^* - \frac{1}{L_{s1}} \{V_{qs1} - R_{s1} i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*)\} = -K_5 e_5 \\ \dot{i}_{qs}^* - \frac{1}{L_{s2}} \{V_{qs2} - R_{s2} i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*)\} = -K_6 e_6 \end{cases} \quad (\text{III. 46})$$

Avec : (K_3, K_4, K_5, K_6) sont des gains positifs.

On choisissant la loi de commande comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = L_{s1} (\dot{i}_{ds}^* + K_3 e_3) + R_{s1} i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{ds2}^* = L_{s2} (\dot{i}_{ds}^* + K_4 e_4) + R_{s2} i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs1}^* = L_{s1} (\dot{i}_{qs}^* + K_5 e_5) + R_{s1} i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ V_{qs2}^* = L_{s2} (\dot{i}_{qs}^* + K_6 e_6) + R_{s2} i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III. 47})$$

Ce qui rend $\dot{V}_2 < 0$.

A partir l'équation (III. 34) et (III. 43) on peut écrire :

$$\dot{e} = A. e \quad (\text{III. 48})$$

Avec :

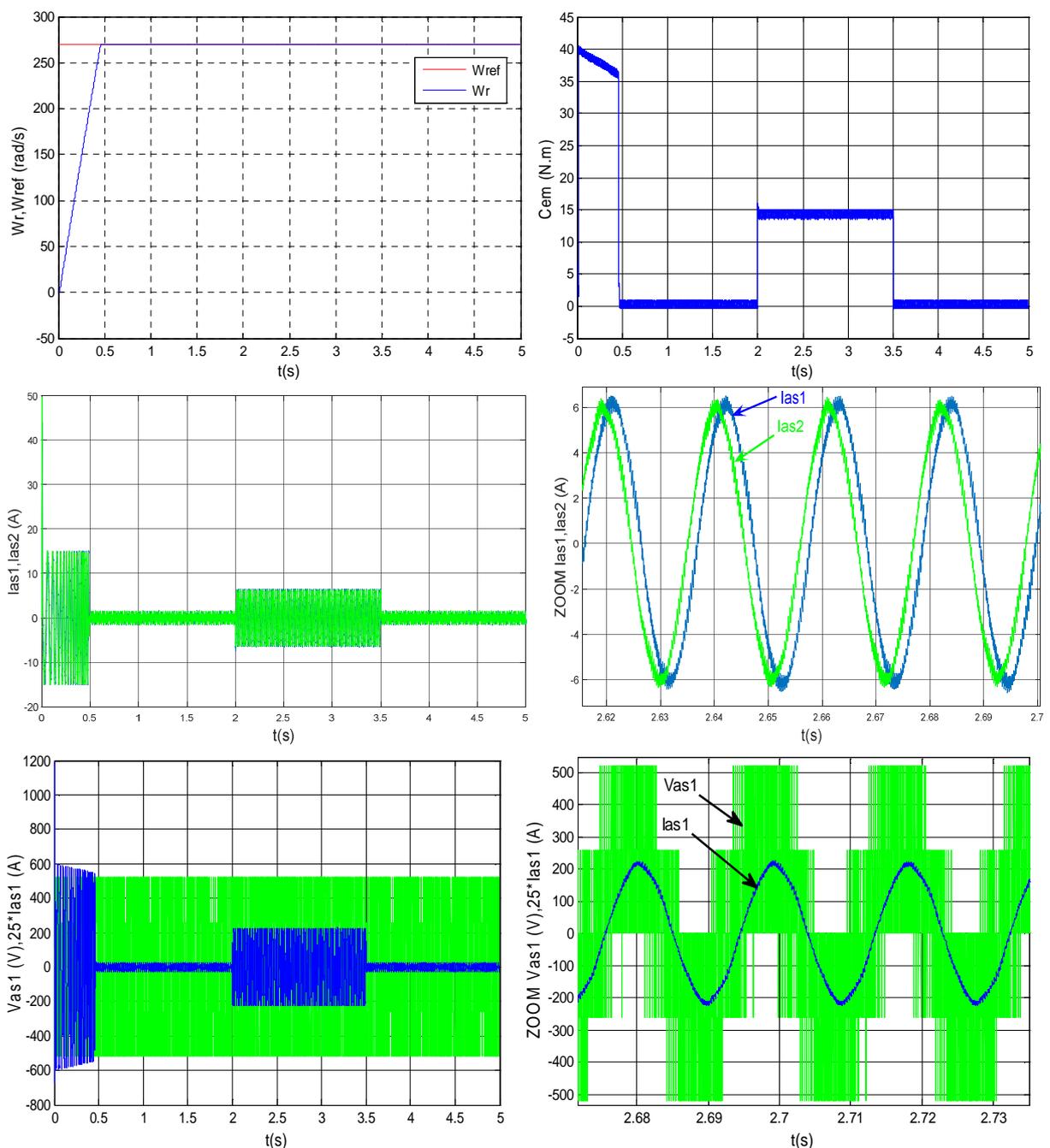
$$[A] = \begin{bmatrix} -K_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -K_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -K_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -K_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -K_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -K_6 \end{bmatrix} \text{ et } [e] = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \\ e_5 \\ e_6 \end{bmatrix}$$

La stabilité de la commande est obtenue seulement si on fait un bon choix des gains $(K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6)$.

III.5 Simulation et interprétation des résultats

La figure (III.3) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de vitesse et le flux rotorique par la méthodes backstepping, suivi de l'application de la charge $C_r = 14$ (N.m) sur l'intervalle du temps $t = [2, 3.5]$ s, en imposant une vitesse de référence $\omega_r^* = 270$ (rad/s). Celles-ci montrent que :

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur de référence (à $t = 0.47$ s) sans dépassement. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale de 41.5 (N.m) (à $t = 0.023$ s), puis il rejoint le régime permanent (à $t = 0.47$ s) sans dépassement. Au début, les courants statoriques i_{as1} et i_{as2} enregistrent une valeur maximale de 15 (A), par suite une diminution jusqu'à la stabilité dans la valeur 1 (A) (à $t = 0.47$ s). Le courant en quadrature, initialement atteint 29.7 (A), après il évolue identiquement au couple électromagnétique (voire les figures ci dessus). Le courant rotorique est approximativement de 30 (A) au démarrage, puis il diminue pour se stabilise à 0 (A) à $t = 0.47$ s. Les flux rotoriques selon (d, q) présentent au démarrage des pics, ensuite ils se stabilisent respectivement à $t = 0,016$ s et 0,8 s en poursuivant leurs parcours selon leurs référence, $\varphi_{dr} = 0.7$ (Wb) et $\varphi_{qr} = 0$ (Wb) (voire les figures ci dessus).



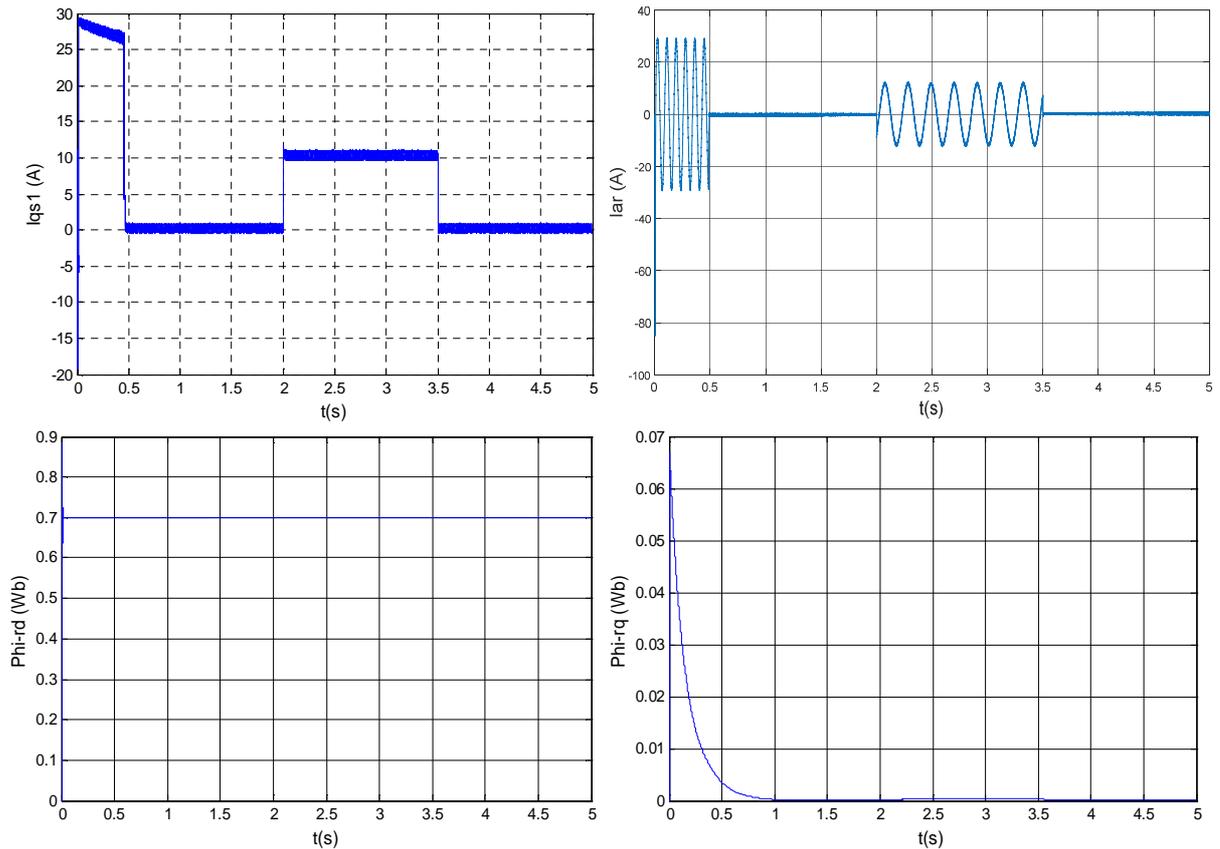


Figure III.2 Evolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique direct par la commande backstepping, suivi de l'application de la charge $Cr = 14 \text{ N.m}$ entre l'intervalle du temps $[2, 3.5]$ s.

III.6 Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande par backstepping de la MASDE, deux tests sont effectués. Le premier est celui par inversion de la vitesse, le second par la variation de la résistance rotorique.

- **Premier test**

La figure III.3 représente l'évolution des caractéristiques du MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par backstepping, suivi de l'inversion de la vitesse de 270 à -270 (rad/s) à partir de l'instant $t = 1.5$ s. Cette figure montre clairement que :

Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse (de $t = 0$ s à 1.5 s), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment. Au delà de $t = 1.5$ s, la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative au bout de $t = 0.85$ s. Cela engendre, une augmentation au niveau du courant i_{as1} (A), et se stabilise au bout de 0.85 s, pour redonner lieu à la forme du régime permanent. Le couple électromagnétique atteint -42.5 (N.m) au moment de l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de consigne négative -270 (rad/s) ; Le courant en quadrature i_{qs1} (A) progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique ; la courbe de flux rotorique en quadrature observe une légère variation pendant l'inversion de la vitesse.

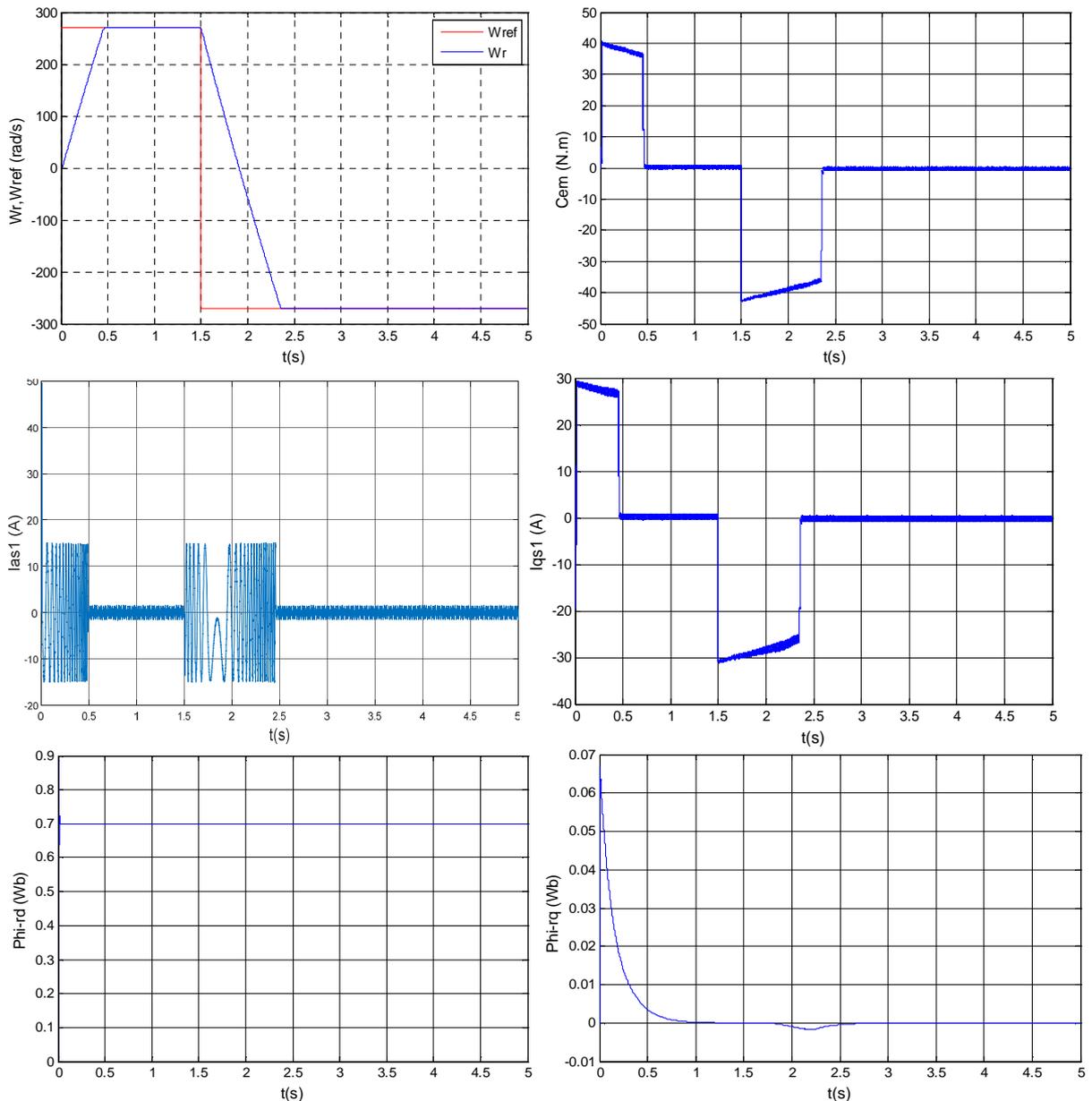


Figure III.3 Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par la commande backstepping suivi de l'inversion de la vitesse de 270 à -270 (rad/s) à partir de $t = 1.5$ s

- **Second test**

La figure III.25 représente les caractéristiques du MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par Backstepping, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique de 100 % à partir de $t = 1$ s, avec l'application de la charge $C_r = 14$ (N.m) entre l'intervalle $t = [2, 3.5]$ s. Cette dernière montre :

Premièrement, la vitesse n'a pas été influencée par l'augmentation de la résistance rotorique, car elle suit toujours la vitesse de consigne 270 (rad/s).

Deuxièmement, on constate la stabilité de l'évolution de courant i_{as1} (A), et du couple C_{em} (N.m), et aussi pour le flux rotorique direct φ_{rd} (Wb).

Finalement, une légère perturbation est observée par le flux rotorique en quadrature $\varphi_{rq}(Wb)$, qui est due à l'effet simultané de la variation de la résistance rotorique et de la charge ($C_r = 14$ (N.m)), car à partir de $t = 3.5$ s il reprend leur progression selon leur consigne sans perturbation.

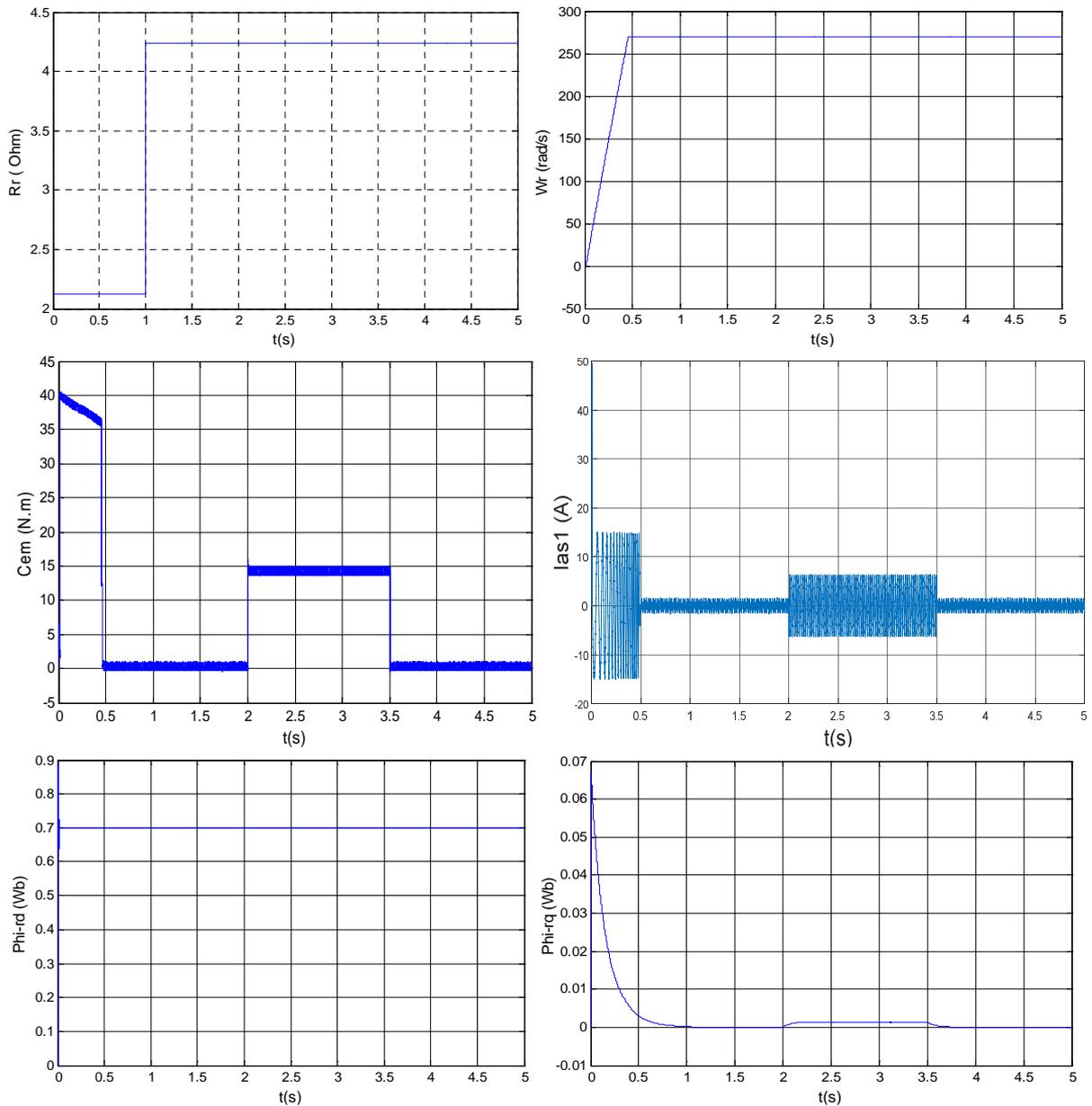
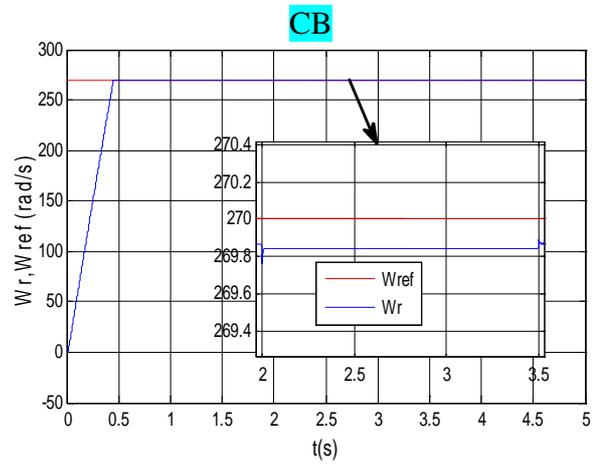
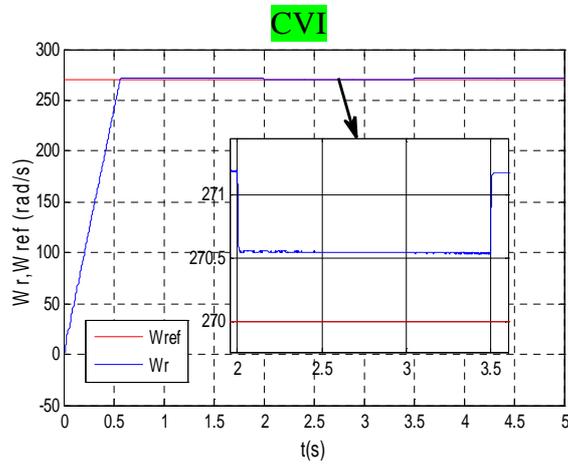


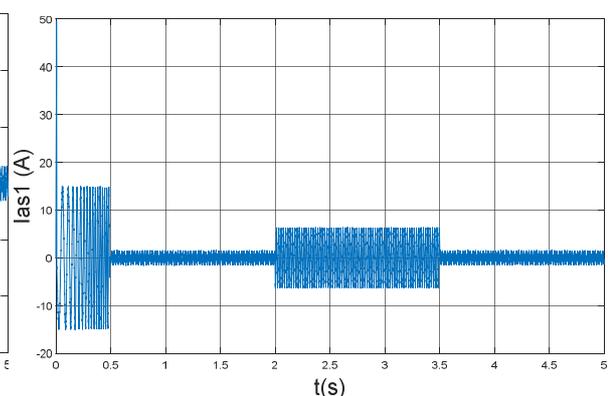
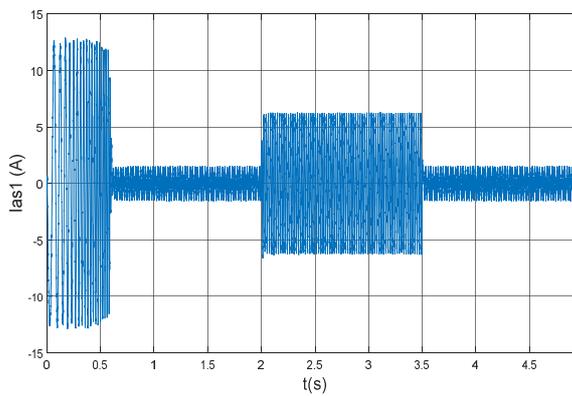
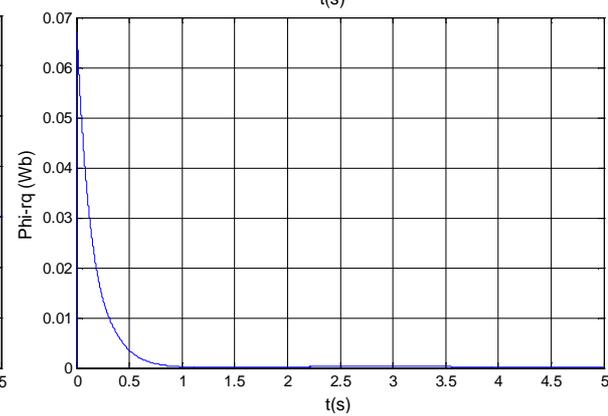
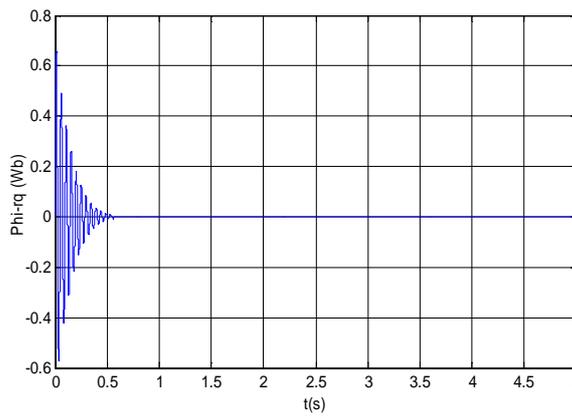
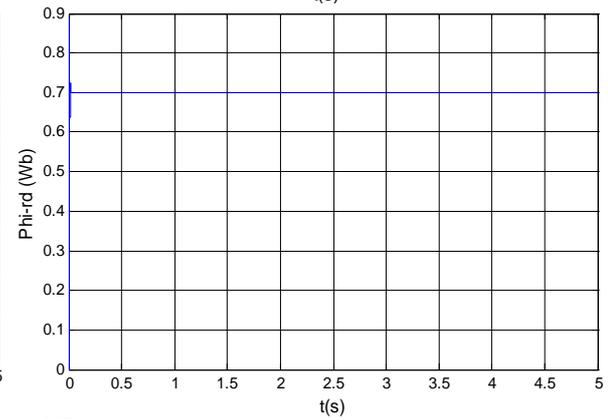
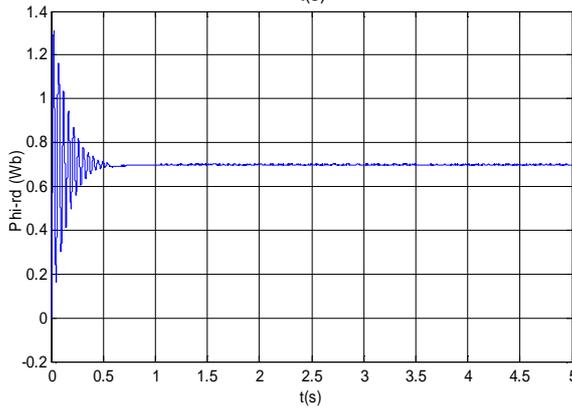
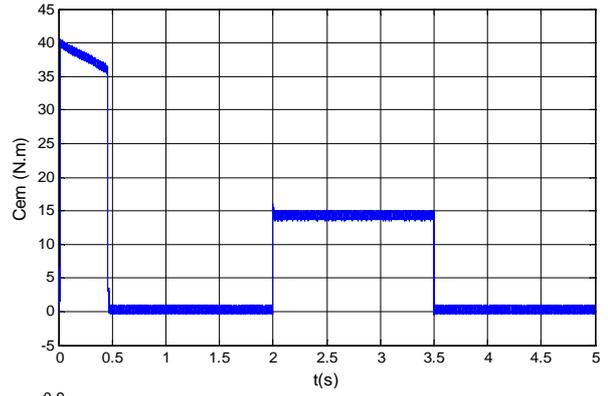
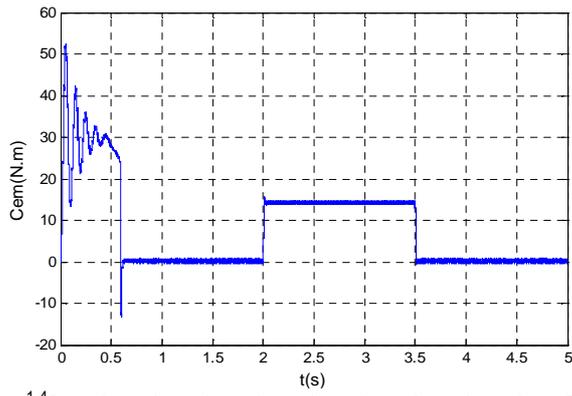
Figure III.4 Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par Backstepping suivi, de la variation de la résistance rotorique R_r de 100 % à partir de $t = 1$ s, avec l'application de C_r de 14 (N.m) entre 2 et 3.5 s

III.7 Etude comparative

Les résultats de simulation obtenus précédemment par la commande vectorielle indirecte (CVI) et par la commande backstepping (CB) nécessitent une étude comparative pour connaître la commande préférée en termes de stabilité, précision et rapidité.

✚ Comparaison au niveau de fonctionnement en charge de la MASDE :





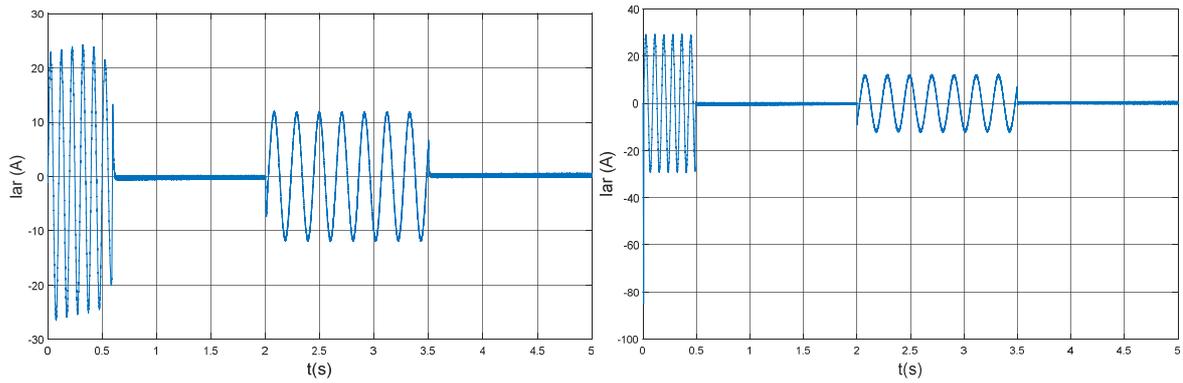
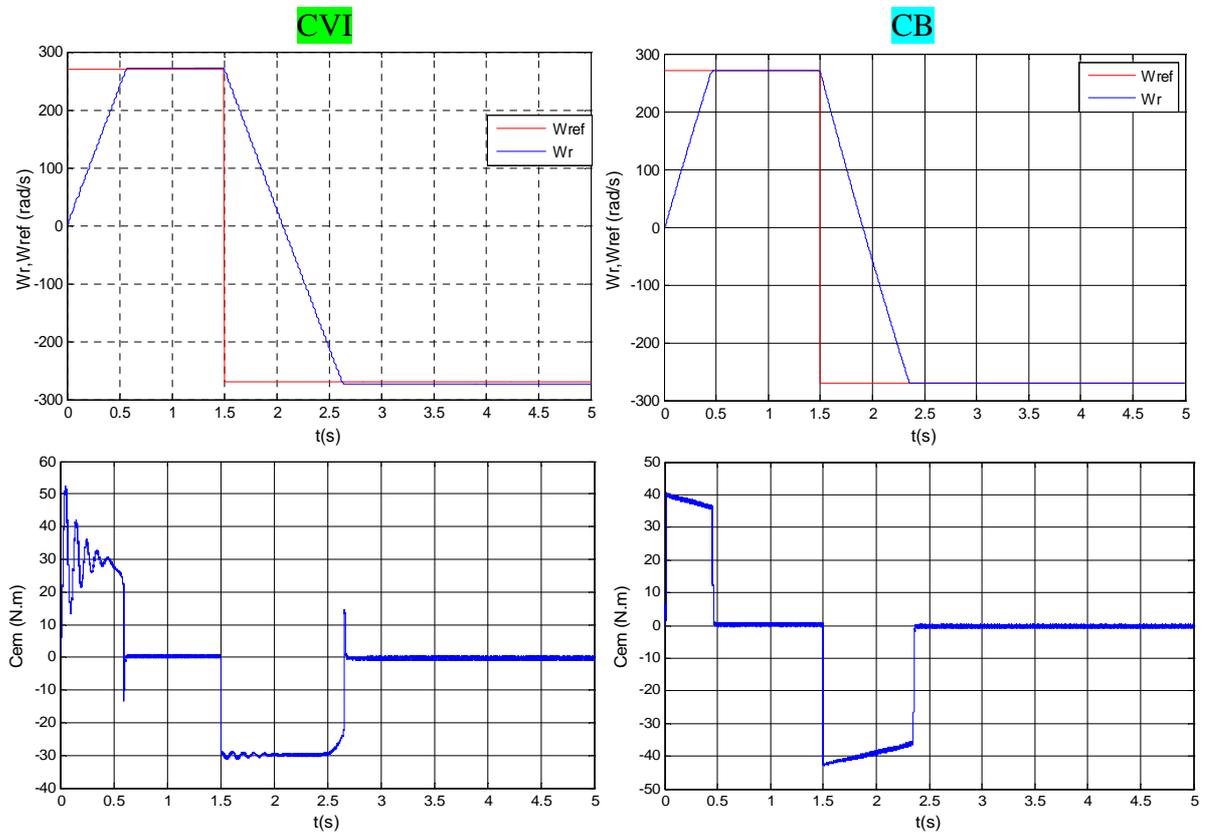


Figure II.5 Evolution des caractéristiques de la MASDE par la CVI et CB tout en appliquant de C_r de 14 (N.m) entre 2 et 3.5 s.

✚ Comparaison au niveau de la robustesse

a) Test d'inversion de vitesse



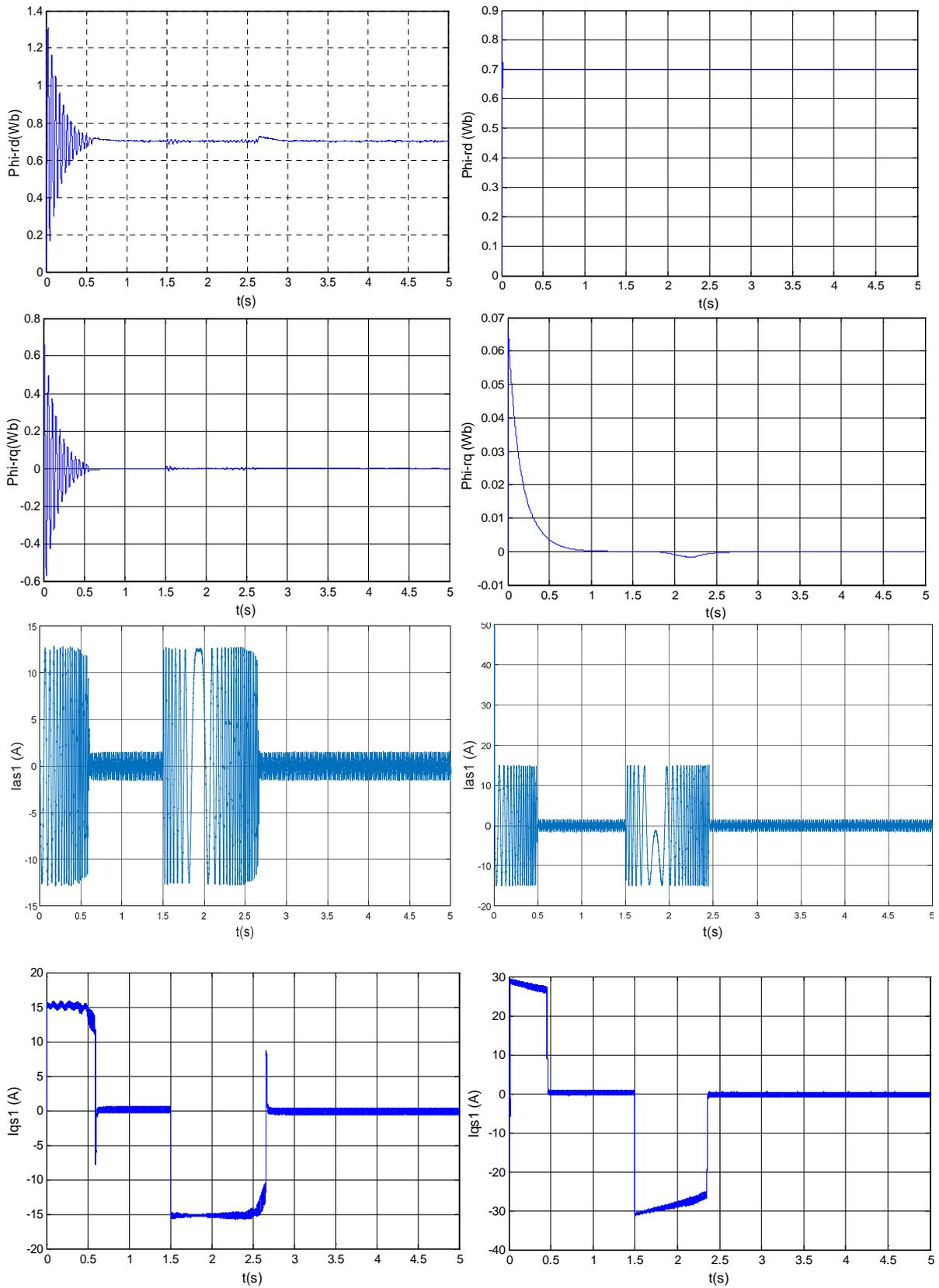
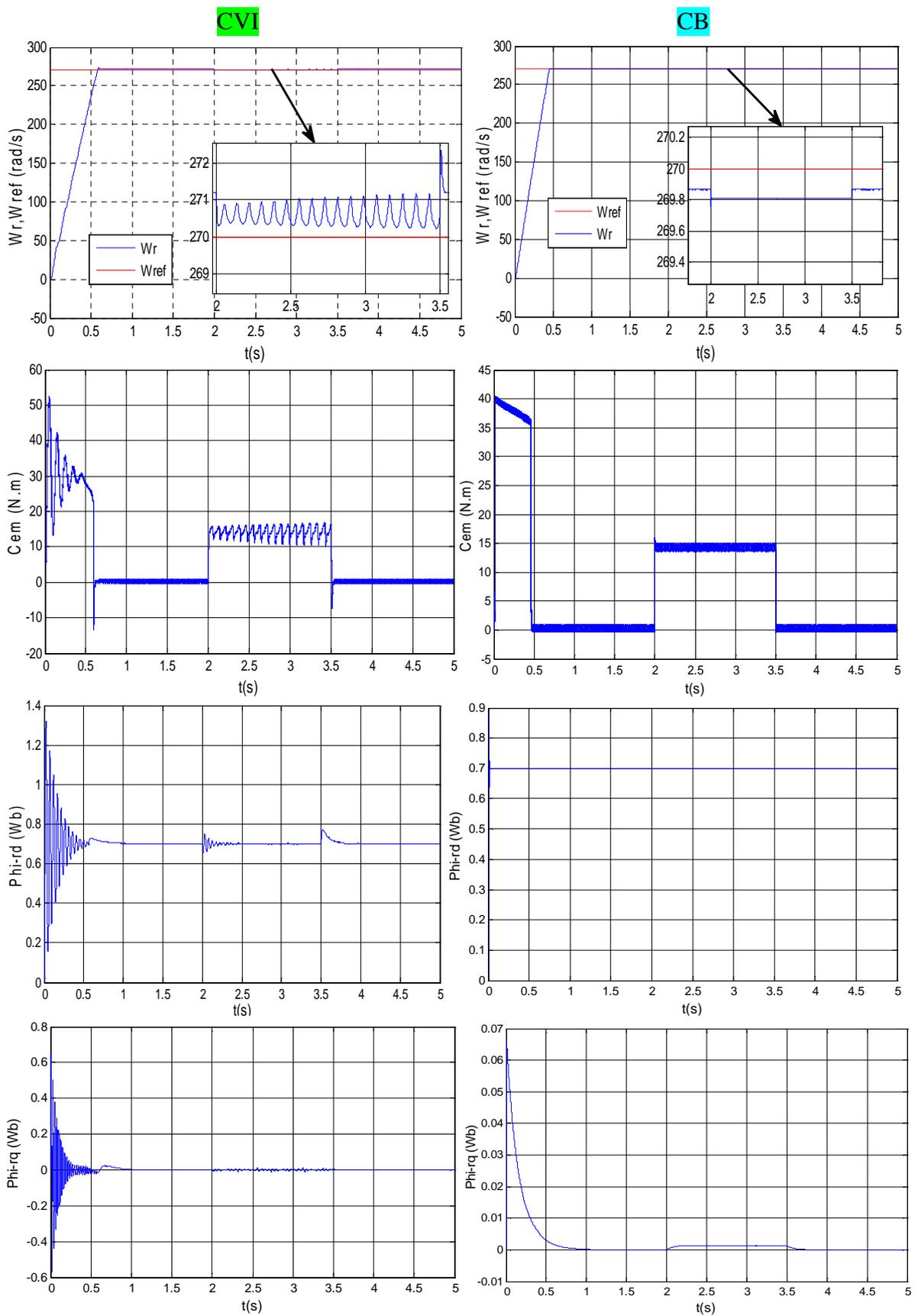


Figure III.6 Evolution des caractéristiques de la MASDE par la CVI et la CB durant l'inversion de la vitesse de 270 à -270 (rad/s) à partir de $t = 1.5$ s

b) Test de variation de résistance rotorique



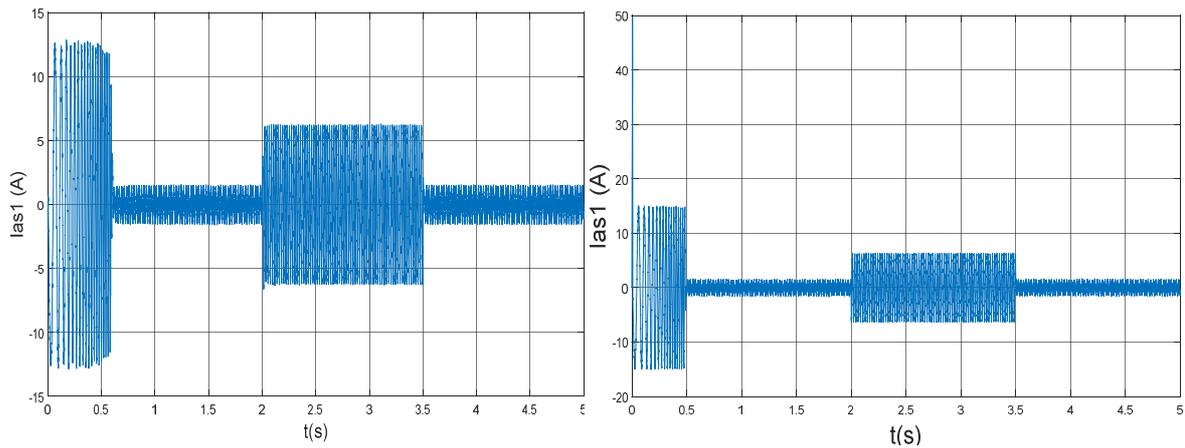


Figure III.7 Evolution des caractéristiques de la MASDE par la CVI et CB durant la variation de la résistance rotorique R_r de 100 % à partir de $t = 1$ s, avec l'application de C_r de 14 (N.m) entre 2 et 3.5 s.

🚩 Interprétation des résultats de comparaison

La figure III.5 représente le démarrage à vide de la MASDE suivi de l'application de la charge à l'instant $t = 2$ s de 14 N.m qu'on annule à l'instant $t = 3.5$ s pour les deux commandes CVI et CB. On constate qu'avec les régulateurs PI classiques, le régime transitoire est plus pulsatif et le temps de réponse est $t = 0.57$ s, par contre avec les régulateurs backstepping le régime transitoire est moins pulsatif et aussi le temps de réponse est $t = 0.47$ s. Durant le régime permanent, les régulateurs backstepping ont une meilleure régulation pour la vitesse en terme de stabilité et de précision.

La figure III.6 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE après l'inversion de la vitesse de 270 rad/s à -270 rad/s à l'instant 1.5s pour les deux commandes CVI et CB. On remarque que La vitesse atteint sa consigne positive pendant la même durée de l'essai précédant pour les deux cas. A partir 1.5 s la vitesse s'inverse et diminue d'une façon linéaire pour la CB et la CVI, après la vitesse atteint sa consigne négative au bout de $t = 0.85$ s pour la CB et de $t = 1.1$ s pour la CVI.

La figure III.7 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE après la variation de résistance rotorique R_r de 100% à l'instant 1s puis l'application de la charge de 14 N.m entre l'intervalle du temps [2, 3.5] s.

Les résultats de CVI : les résultats obtenus sont similaires à l'essai en charge jusqu'à l'instant de la variation de la résistance rotorique essentiellement pendant l'application de la charge, les allures de la vitesse et le couple deviennent pulsatives, après la vitesse rejoint sa consigne à l'instant $t = 3.5$ s, et le couple se stabilise au même temps. A propos des flux rotoriques, on remarque sur leurs allures des légères perturbations.

Les résultats de CB : en variant la résistance rotorique de 100% à partir l'instant 1s, les résultats observés par les régulateurs backstepping sont presque identiques à ceux obtenus en charge, la commande est plus robuste.

III.8 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par backstepping sur le MASDE, l'objectif principal étant la régulation de vitesse. Dans ce contexte, on a défini les conceptions nécessaires de cette commande. Puis on a appliqué cette dernière sur la MASDE, et enfin des résultats de simulation sont présentés et commentés.

Des tests de robustesse de cette commande ont été appliqués à la machine telle que l'inversion de vitesse et la variation de la résistance rotorique. Les résultats de simulation obtenus montrent une bonne poursuite de la vitesse et du flux rotorique directe aux valeurs de références correspondantes.

L'étude comparative qui a été faite entre la commande vectorielle indirecte et la commande par backstepping montre que cette dernière présente une meilleure régulation de la vitesse (stabilité et précision) comparativement avec la commande vectorielle indirecte.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail effectué dans ce mémoire propose une technique de commande non linéaire robuste pour la commande de la MASDE, dans ce contexte, notre travail est partagé en trois chapitres.

Le premier chapitre a été consacré pour la modélisation et la simulation de la MASDE, pour cela on a commencé par le cas d'alimentation directe par deux sources triphasé et équilibré, puis avec le cas d'alimentation par deux onduleurs de tension contrôlés par la technique M.L.I..

Dans le second chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle de la MASDE, dans ce cadre nous avons contrôlé notre machine par la méthode indirecte à flux rotorique orienté. Cette dernière offre des performances acceptables, donc l'algorithme de réglage par les régulateurs PI peut s'avérer suffisante si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas strictes.

Dans le but d'améliorer les performances, nous nous sommes intéressé dans le dernier chapitre à l'application d'une technique de commande robuste, nommée commande par backstepping. Les résultats obtenus ont montré que ce type de contrôle apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI. L'étude comparative entre la CVI et la CB a montré clairement que la CB offre des bonnes performances statiques et dynamique, un rejet total des perturbations et minimisation des ondulations en régime transitoire pour le couple et le flux rotorique directe, comme elle accorde aussi une meilleure poursuite.

Suite à cette étude et pour la continuité des recherches relatives à ce travail, quelques suggestions et perspectives peuvent être envisagées :

- Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la commande adaptative, les réseaux de neurones, commande par logique floue ;
- Étude de cette machine en fonctionnement génératrice, et son intégration dans un système de production d'énergie (production d'énergie électrique d'origine éolienne) ;
- Application du backstepping sur d'autres systèmes comme les véhicules électriques, la traction ferroviaire, etc. ;
- Combinaisons entre les différentes techniques associées à la commande par backstepping, à titre d'exemples : la commande par backstepping adaptative, la commande par backstepping avec l'action intégrale, commande par mode glissant basée sur l'approche backstepping, etc..

Annexes

Annexe A

Paramètres de la machine [3] [8]

Puissance nominale	$P_n = 4.5 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
Fréquence	$f_s = 50 \text{ Hz}$
Résistance d'une phase statorique (étoile 1 et 2)	$R_{s1} = R_{s2} = 3.72 \Omega$
Résistance d'une phase rotorique	$R_r = 2.12 \Omega$
Inductance de fuite d'une phase statorique (étoile 1 et 2)	$L_{s1} = L_{s2} = 0.022 \text{ H}$
Inductance de fuite d'une phase rotorique	$L_r = 0.006 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672 \Omega$
Nombre de paires de pôles	$P = 1$
Moment d'inertie	$J = 0.0625 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001 \text{ N.m.s/rd}$

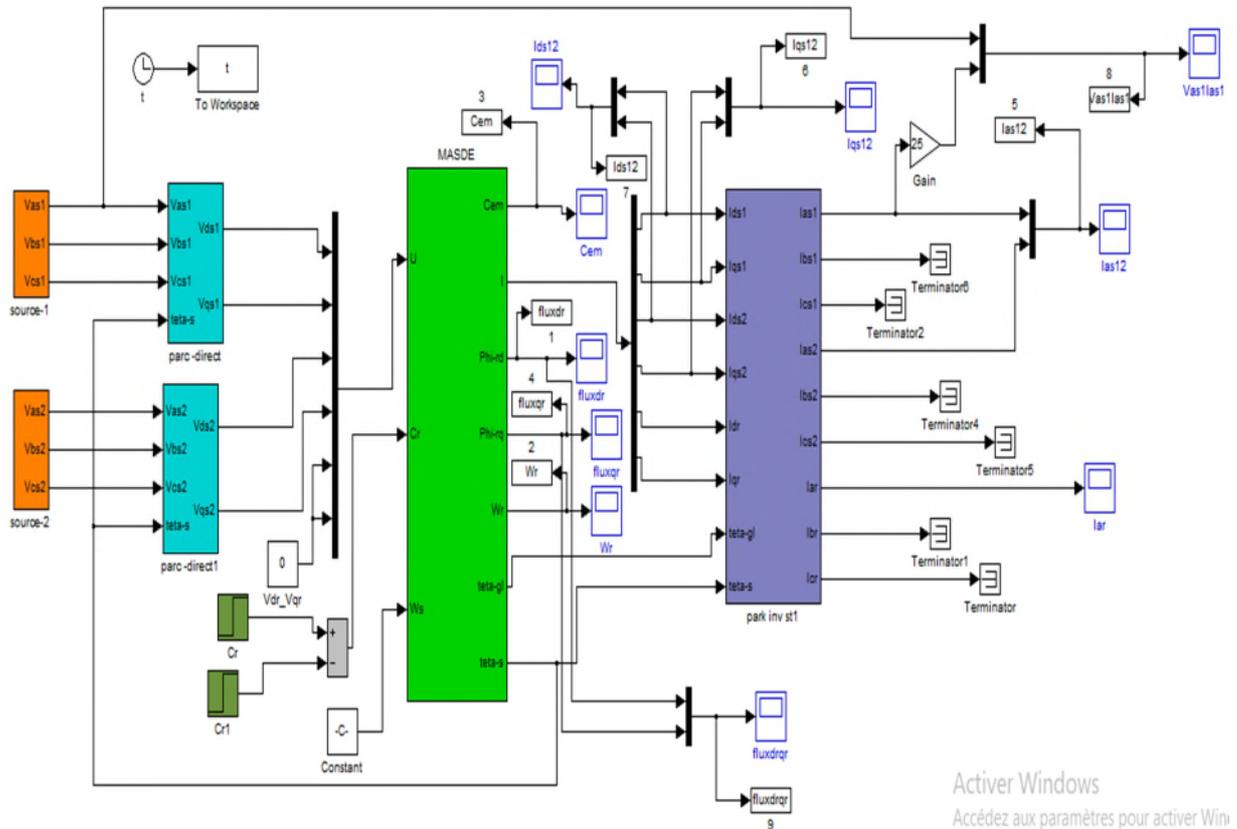


Figure A.1 schéma bloc de simulation de la MASDE

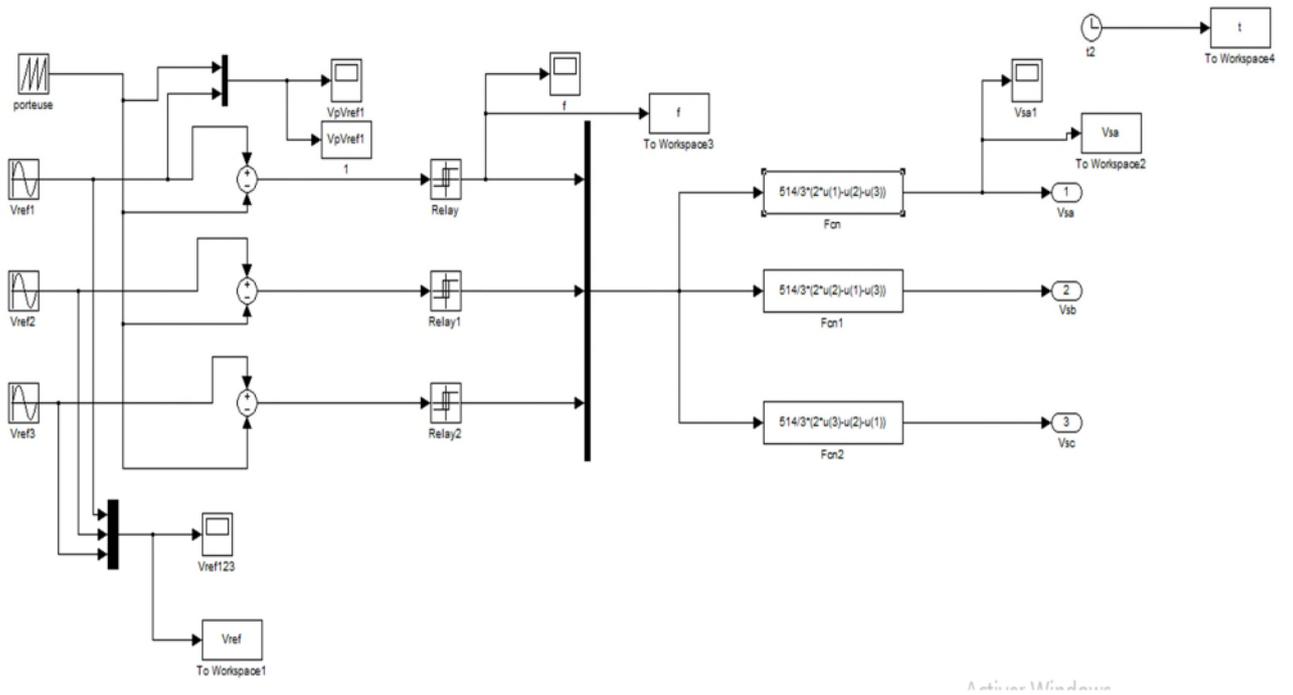


Figure A.2 schéma bloc de l'onduleur à deux niveaux sous MATLAB/SIMULINK.

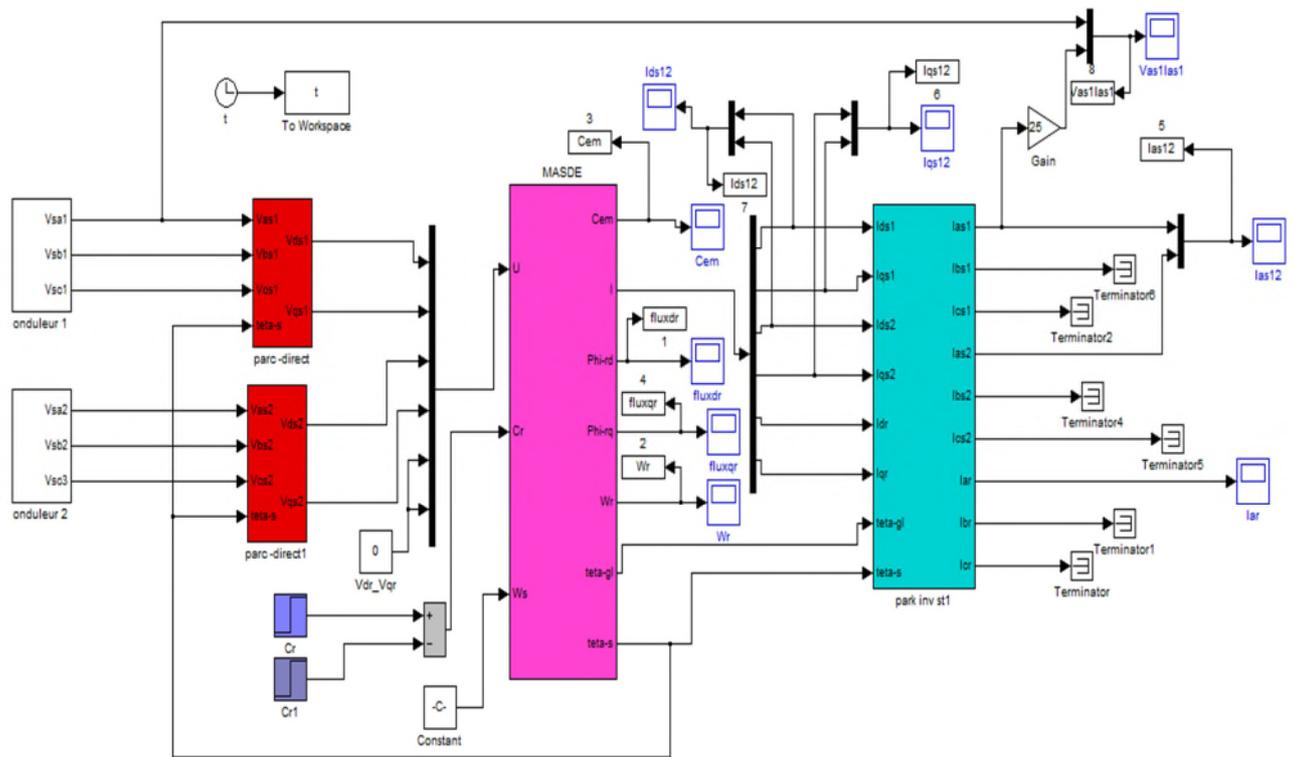


Figure A.3 Association MASDE-Onduleurs de tension à commande M.L.I

Annexe B

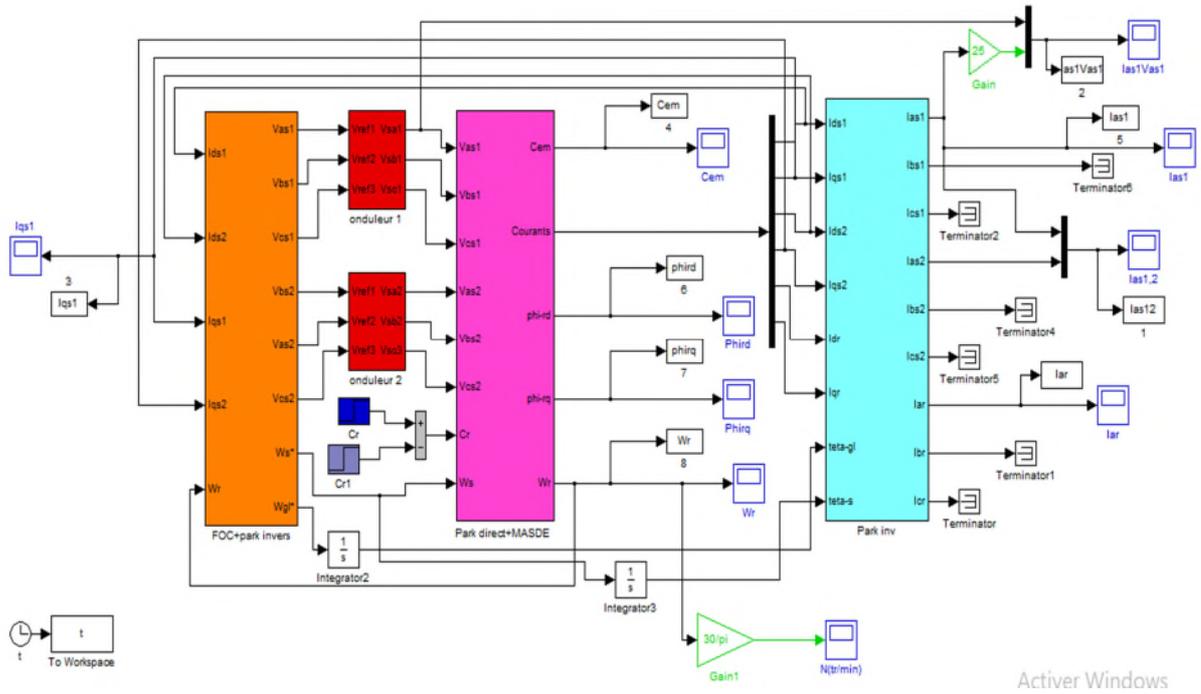


Figure B.1 Schéma bloc de simulation de la CVI à flux orienté avec régulation de vitesse d'une MASDE

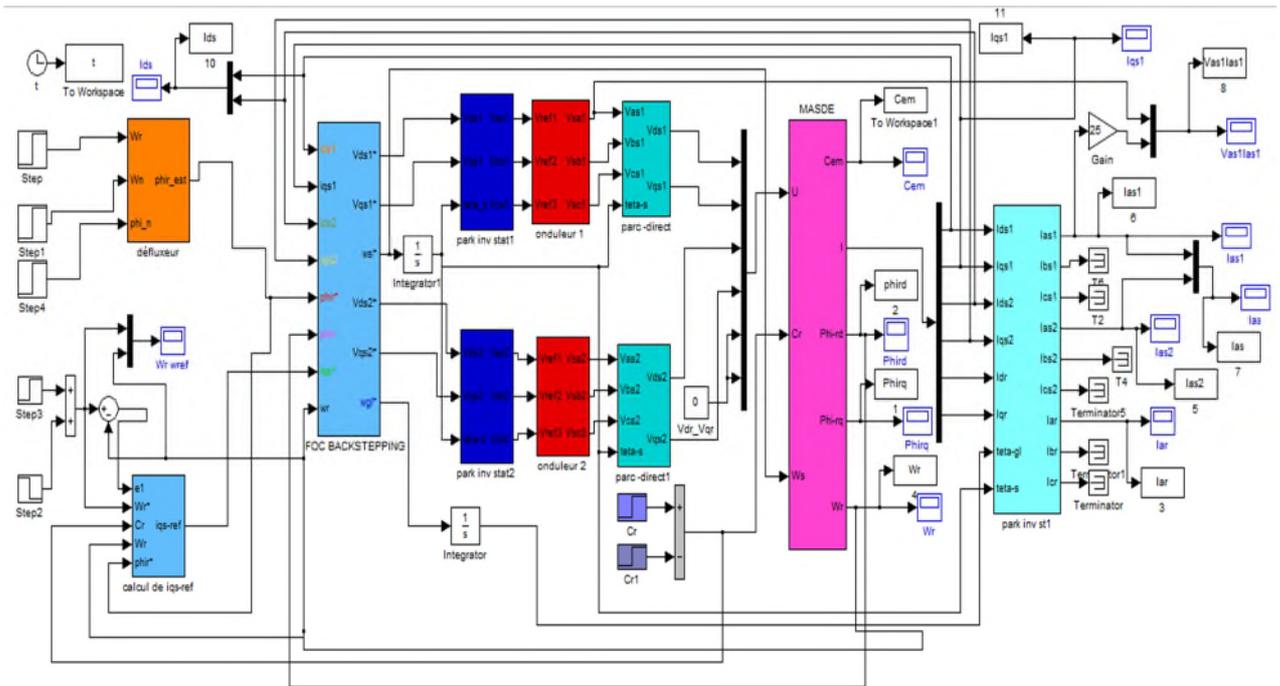


Figure B.2 Schéma bloc de commande par Backstepping de la MASDE

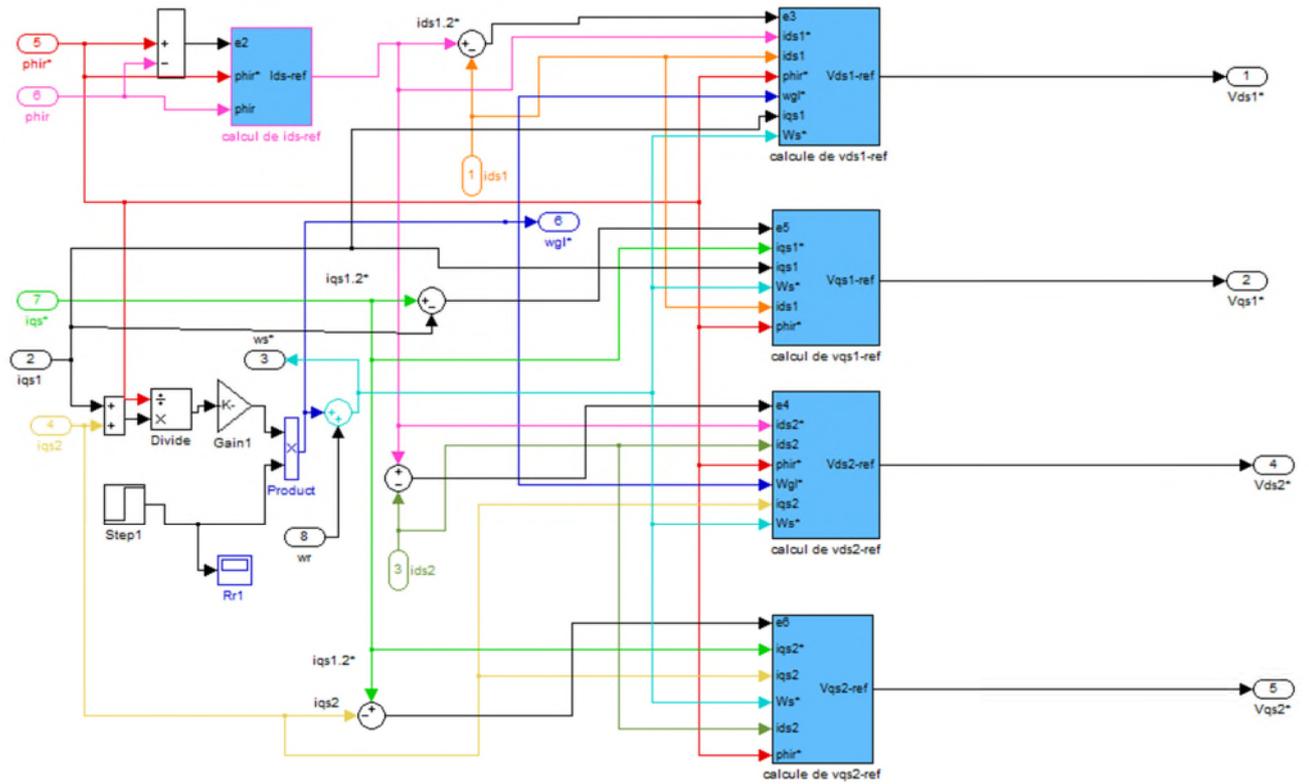


Figure B.3 Représentation schématique du bloc FOC Backstepping

Paramètre des gains :

$$\begin{cases} K_1 = 300 \\ K_2 = 25000 \\ K_3 = 9000 \\ K_4 = 9000 \\ K_5 = 9000 \\ K_6 = 9000 \end{cases}$$

Bibliographie

Bibliographie

- [1] H. Amimeur, « Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement », Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, 2008.
- [2] K. Hamitouche, « Contribution à l'amélioration des performances d'une chaine de traction ferroviaire », Mémoire de Magistère, Université de Bejaia, 2013.
- [3] D. Traore, « Commande non linéaire sans capteur de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat de l'école centrale de Nantes, France, 2008.
- [4] F. Berrabah, « Commande sans capteur de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat, Université de Annaba, 2016.
- [5] F.Azzeddine, M.M.Merzouga, « Commande backstepping d'une machine asynchrone à double alimentation », Mémoire de Master en Electrotechnique, Université de M'sila, 2019.
- [6] E. Merabet, « Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile », Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, 2008.
- [7] A. Adjati, « Etude des machines asynchrones à double étoilé en pompage », Mémoire de Magister, Université de Bejaia, 2012.
- [8] D. Hadiouche, « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure », Thèse de Doctorat, Université de Nancy-I, France, 2001.
- [9] H. Ney, *Equipements de puissance*, Editions Fernand Nathan, Paris, 1988.
- [10] J. L. Thomas, "Future practical developments in vector control principles," IEE Colloquium - Power Division, Savoy place, London WC2R 0BL, pp. 4/1-4/8, 23 February 1998.
- [11] L. Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de Doctorat, Université de Nancy I, France, 1999.

Bibliographie

- [12] A. Chaiba, « Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2010.
- [13] S. Chekkal, « Evaluation des performances de l'aérogénérateur à base de la machine asynchrone double étoile connecté au réseau électrique », Mémoire de Magister, Université de Bejaia, 2011.
- [14] T. Wildi , G. Sybille, *Electrotechnique*, 4^{ème} édition de Boeck, Paris, France, 2005.
- [15] A. Kheldoun, « Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté », Thèse de doctorat, Université de boumerdes, 2007.
- [16] A. L. Nemmour, « Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation, Mémoire de Magister, Université El-Hadj Lakhder Batna, 2002.
- [17] D. Traore, Commande non linéaire sans capteur de la machine asynchrone », Automatique/Robotique. Ecole Centrale de Nantes(ECN), France, 2008.
- [18] F. Eshbair, « Modélisation et commande d'un système multi-Motors par la technique de commande Backstepping », thèse de doctorat, Université de trois rivières, Québec, 2005.
- [19] N. Dif, « Commande par Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse », Mémoire de master. Université Oum El Bouaghi, 2016.
- [20] L. Paquin, « Application du backstepping à une colonne de flottation », Mémoire pour l'obtention du grade de maîtres sciences (MSc.), Département de Mines et Métallurgie, Université de Laval, 2000.
- [21] S. Chetam, H. Bakkar, S. Lhiou Faiza, « Commande backstepping d'un moteur asynchrone, Mémoire de master, Université Echahid Hamma Lakhdar El-Oued, 2019.

Bibliographie

Résumé

Ce travail est consacré à la commande par backstepping d'une machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension à commande mli. Pour cela, nous avons présenté d'abord le modèle dynamique de la machine basé sur la transformation de Park. Ensuite, Nous nous sommes intéressés à l'application de la commande vectorielle indirecte à flux orienté pour améliorer les performances par les régulateurs PI.

Enfin, nous avons passé à l'application de la commande backstepping, dans le but d'améliorer les performances et la robustesse du système en termes de suivi de consigne vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

Mots-clés : MASDE, Onduleur de tension à commande mli, Commande vectorielle, commande par backstepping.

Abstract

This work is dedicated to the backstepping control of a dual stator induction machine (DSIM) powered by two mli controlled voltage inverters. For this, we present the dynamic model of the machine based on Park transformation. Firstly, we are interested for the application of the indirect vectorial control with an oriented field, to improve the performance by PI regulators. Finally, we have spent for the application of the backstepping control, in order to improve the performance and the robustness of the system in terms of set point monitoring according to the variations of machine parameters.

Keywords: DSIM, mli controlled voltage inverter, Vectorial control, backstepping control.