



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



MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

En vue d'obtention du diplôme Master en Electrotechnique

Option : commande électrique.

Thème :

*Commande non linéaire d'un moteur
asynchrone double étoile*

Présenté par :

M^r FENGAL Walid
M^r MOKRANI Adel

Encadré par :

M^r H.AMIMEUR

Promotion 2021-2022

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 à Monsieur Amimeur Hocine pour les encouragements, les orientations, les conseils précieux, la confiance et l'aide qu'il nous a accordé pour mener ce travail à terme.

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 enseignés durant toutes ces années pour leurs sérieux et sans réserve.

Nous remercions aussi tous nos chères et nos proches qui ont été toujours là pour nous de près ou de loin.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents qui sont la source de mon éducation, mon savoir et mes principes et à cette occasion je vous dis merci d'avoir consacré votre vie pour bâtir la mienne.

A mon cher frère Mounir et chers sœurs (Samira, Amel, Rebiha et Chahrazad) pour leurs soutiens, qui m'ont aidé à tracer un tel chemin de réussite.

Je dédie également ce travail à mes amis qui m'ont soutenu pendant cette magnifique expérience dont je cite : Nassim, Halim, Fouad, Idris, Mehdi, Habib, Yanis.

A mon binôme Adel qu'il a tant donné pour l'achèvement de ce mémoire.

A toute la promotion de commande électriques2021/2022.

WALID

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à ...

*Ma très chère mère et mon très cher père pour leurs soutiens,
leurs patiences et leurs confiances.*

*Qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude pour
tout ce qu'ils font pour moi « que Dieu vous garde et vous
bénisse ».*

À mes très chers frères Fateh et Yacine et leurs femmes ainsi mes nièces

À ma très cher sœur Rima

À toute ma famille sans exception, Oncles, Tantes, Cousins et Cousines.

À mon binôme Walid qu'il a beaucoup donné pour l'achèvement de cette thèse.

À tous mes amis qui m'ont vraiment soutenu pendant cette période.

À toute la promotion Commande électrique.

À ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire de fin d'étude.

ADEL

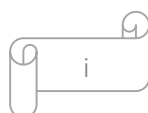
Table des matières

Table des matières

Table des matières	i
Table des figures	v
Liste des tableaux	viii
Liste des symboles	ix
Abréviations	xiii
Introduction générale	1

Chapitre I : Généralités sur le moteur asynchrone double étoile

I.1. Introduction	3
I.2. Rappels sur le régime triphasé	3
I.3. Rappel sur les machines multiphasées	4
I.3.1. Types des machines multiphasées	4
I.3.1.1. Machines multiphasées de type 1	4
I.3.1.2. Machines multiphasées de type 2	6
I.4. Machine asynchrone à double étoile	7
I.4.1. Description de la machine asynchrone à double étoile	7
I.4.2. Constitution de la machine asynchrone double étoile(MASDE)	8
I.4.2.1. Stator	8
I.4.2.2. Rotor	9
I.4.3. Principe de fonctionnement	10
I.4.4. Applications de la MASDE	11
I.4.5. Avantages de la MASDE	11
I.4.6. Inconvénients de la MASDE	13
I.5. Conclusion	13



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

II.1. Introduction	14
II.2. Hypothèses simplificatrices	14
II.3. Modèle triphasé de la MASDE sur les axes réels	15
II.3.1. Equations électriques de la machine	15
II.3.2. Equations électromagnétiques	17
II.3.3. Expression du couple électromagnétique	18
II.3.4. Equations mécaniques	19
II.4. Modèle biphasée de la MASDE	19
II.4.1. Transformation de PARK	19
II.4.2. Modèle de la MASDE selon le système d'axes (d, q)	21
II.4.2.1. Choix du référentiel	21
II.4.3. Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes (d, q)	23
II.4.3.1. Equations des tensions	23
II.4.3.2. Equations des flux	24
II.4.3.3. Puissance absorbée et couple électromagnétique	25
II.5. Simulation et interprétation des résultats	27
II.6. Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à M.L.I	30
II.6.1. Introduction	30
II.6.2. Modélisation de l'onduleur de tension à commande M.L.I	30
II.6.3. Commande par modulation sinus-triangle	32
II.6.4. Association MASDE-Onduleurs de tension à commande M.L.I	34
II.7. Simulation et interprétation des résultats	34
II.8. Conclusion	37

Chapitre III : Commande vectorielle de la MASDE

III.1. Introduction	38
III.2. Commande vectorielle de la MASDE à flux orienté	38
III.2.1. Introduction	38
III.2.2. Principe de la commande vectorielle	39
III.3. Choix d'orientation du flux	40
III.4. Commande vectorielle indirecte	41

III.4.1. Synthèse des paramètres des régulateurs PI	43
III.5. Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse	45
III.5.1. Synthèse des paramètres du régulateur de vitesse	47
III.6. Simulation et interprétation des résultats	47
III.7. Test d'inversion de vitesse	50
III.8. Conclusion	52

Chapitre IV : Commande non linéaire par backstepping et par mode de glissement d'une MASDE

IV.1. Introduction	53
IV.2. Commande par backstepping de la MASDE	53
IV.2.1. Méthodes de Lyapunov	53
IV.2.1.1. Première méthode	54
IV.2.1.2. Deuxième méthode	54
IV.2.2. Commande par backstepping	54
IV.2.2.1. Historique	54
IV.2.2.2. Principe de la commande backstepping	54
IV.2.2.3. Méthodes générale de synthèse par backstepping	55
IV.2.3. Application de la commande par backstepping à la MASDE	59
IV.2.4. Simulation et interprétation des résultats	61
IV.2.5. Test de robustesse	63
IV.3. Commande par mode de glissement	65
IV.3.1. Principe de la commande par mode de glissement	65
IV.3.2. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement	66
IV.3.2.1. Choix des surfaces de glissement	66
IV.3.2.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	67
IV.3.2.3. Détermination de la loi de commande	68
IV.3.3. Surface de régulation de la vitesse	72
IV.3.4. Application de la commande par mode de glissement à la MASDE	73
IV.3.5. Simulation et interprétation des résultats	74
IV.3.6. Test de robustesse	76
IV.3.7. Etude comparative	78
IV.4. Conclusion	88

Conclusion générale	89
Annexe	I
Bibliographie	V
Résumé	

Table des figures

Table des figures

Figure I.1. Représentation d'une ligne triphasée à quatre fils	3
Figure I.2. Vue éclaté d'une MAS à cage	8
Figure I.3. Stator d'une machine asynchrone	8
Figure I.4. Vue d'un rotor à cage d'écureuil	9
Figure I.5. Modes de fonctionnement suivant le glissement	10
Figure I.6. Exemple d'application d'une machine asynchrone double étoile	11
Figure II.1. Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MASDE	15
Figure II.2. Représentation des enroulements de la machine dans les repères (d, q) et (A, B, C) . .	19
Figure II.3. Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE	21
Figure II.4. Evolution du couple C_{em} (N.m)	28
Figure II.5. Evolution de la vitesse ω_r (rad/s)	28
Figure II.6. Evolution des courants i_{ds1}, i_{ds2} (A)	29
Figure II.7. Evolution des courants i_{qs1}, i_{qs2} (A)	29
Figure II.8. Allures des courants statoriques i_{as1}, i_{as2} (A)	29
Figure II.9. Tension et courant de la phase 1 étoile 1	29
Figure II.10. Flux rotorique directe ϕ_{dr} (Wb)	30
Figure II.11. Flux rotorique quadratique ϕ_{qr} (Wb)	30
Figure II.12. Onduleur triphasé à deux niveaux	31
Figure II.13. Principe de la commande M.L.I sinus-triangle	33
Figure II.14. Association de la MASDE avec deux onduleurs de tension à commande M.L.I . . .	34
Figure II.15. Evolution du couple C_{em} (N.m)	35
Figure II.16. Evolution de la vitesse ω_r (rad/s)	35
Figure II.17. Evolution des courants i_{ds1}, i_{ds2} (A)	35
Figure II.18. Evolution des courants i_{qs1}, i_{qs2} (A)	35
Figure II.19. Allures des courants statoriques i_{as1}, i_{as2} (A)	36
Figure II.20. Tension et courant de la phase 1 étoile 1	36
Figure II.21. Flux rotorique directe ϕ_{dr} (Wb)	36
Figure II.22. Flux rotorique quadratique ϕ_{qr} (Wb)	36

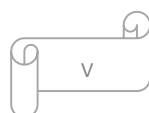


Figure III.1. Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE	39
Figure III.2. Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)	41
Figure III.3. Schéma d'un système asservi de premier ordre régulé par un PI	44
Figure III.4. Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques	45
Figure III.5. Schéma de défluxage	45
Figure III.6. Schéma de la commande FOC avec régulation de vitesse	46
Figure III.7. Schéma du bloc de régulation de la vitesse rotorique	47
Figure III.8. 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	50
Figure III.9. Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de celle-ci de 290 rad/s à -290 rad/s à partir de $t = 1.5$ s	51
Figure IV.1. Procédure générale de la conception de la commande par backstepping	55
Figure IV.2. Schéma de principe du contrôle par backstepping	59
Figure IV.3 . Evolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse 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	63
Figure IV.4. Régulation de la vitesse par la commande backstepping suivi de l'inversion de la vitesse de 290 à -290 (rad/s) à partir de $t = 1.5$ s	64
Figure IV.5. Mode de fonctionnement dans le plan de phase	65
Figure IV.6. Fonction <i>sign</i> (non linéarité tout ou rien)	70
Figure IV.7. Phénomène de broutement	70
Figure IV.8. Fonction de saturation ($\varepsilon > 0$ et <i>petit</i>)	71
Figure IV.9. Fonction de classe C^1 ($\varepsilon > 0$ et <i>petit</i>)	72
Figure IV.10. Schéma bloc de commande par mode de glissement de la MASDE alimenté par deux onduleurs MLI	73
Figure IV.11. Evolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse avec la commande par mode de glissement, suivi de l'application de la charge $C_r = 14$ N.m entre l'intervalle du temps $[2, 3.5]$ s	76
Figure IV.12. Régulation de la vitesse avec la commande par mode de glissement suivi de l'inversion de la vitesse de 290 à -290 (rad/s) à partir de $t = 1.5$ s	77
Figure IV.13. Evolution des caractéristiques de la MASDE par la CVI, par la CB et par CMG durant l'application de C_r de 14 (N.m) entre 2 et 3.5 s	83

Figure IV.14. Evolution des caractéristiques de la MASDE par la CVI, par la CB et par CMG durant l'inversion de la vitesse de 290 à -290 (rad/s) à partir de $t=1.5s$	87
Figure A.1. Schéma bloc de simulation de la MASDE	II
Figure A.2. Représentation schématique du bloc FOC	II
Figure A.3. Représentation schématique du bloc FOC Backstepping	III
Figure A.4. Schéma bloc de commande par Backstepping de la MASDE	III
Figure A.5. Représentation schématique du bloc FOC mode glissement	IV
Figure A.6. Schéma bloc de commande par mode de glissement de la MASDE	IV

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableau.I.1. Machines multi-phasées de type 1	5
Tableau I.2. Machines multiphasées de type 2	6
Tableau A.1. Paramètres de la machine	I

Liste des symboles

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_{emMax} 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 régulation

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)

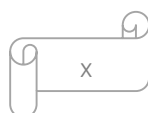
$[I]$ Vecteur d'état

J.

J Inertie totale des parties tournantes (kg.m²)

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

K_n	Gain positif	
K_x	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}	La 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)
$L_{s1} + L_m$	Inductance propre cyclique du stator 1	(H)
$L_{s2} + L_m$	Inductance propre cyclique du stator 2	(H)
$L_r + L_m$	Inductance propre cyclique du rotor	(H)
<u>M.</u>		
m	Indice de modulation	
<u>P.</u>		
P	Nombre de pair 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 laplace	
<u>R.</u>		
R	Coefficient de réglage de 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>S.</u>		
$S(x)$	Surface de glissement de la variable x	
$S(\omega_r)$	Surface de glissement de la vitesse	
<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)
$v_{abc s1,2}$	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)
$v_{ds1,2eq}, v_{qs1,2eq}$	Tensions statoriques de commande équivalente suivant (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_{coor}	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)

φ .

$\varphi_{abc r}$	Flux triphasés rotoriques	(Wb)
$\varphi_{abc s1, s2}$	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	Flux nominal	(Wb)

λ .

λ Gain positif

ε .

ε Gain positif

Ω .

Ω 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)

θ .

θ_{geo} Angle géométrique de rotation du rotor (rad)

θ_{ele} Angle électrique de rotation du rotor (rad)

θ_r Angle entre le stator (1) et le rotor (rad)

$*$.

* (exposant) Grandeur de référence

Liste d'abréviations

Liste d'abréviations

MASDE	Machine (Moteur) asynchrone double étoile
MLI	Modulation par Largeur d'Impulsion
CVI	Commande Vectorielle Indirecte
FOC	Field Oriented Control
PI	Proportionnel - Intégral
MCC	Machine à Courant Continu
CB	Commande par Backstepping
CMG	Commande par Mode de Glissement
DSIM	Dual Stator Induction Machine

Introduction générale

Introduction générale

Il y a longtemps, le monde industriel a été dominé par les machines à courant continu car elles sont faciles à commander. Actuellement, les machines à courant alternatif occupent une place importante dans la production de l'énergie électrique. Cela grâce au développement rapide de l'électronique de puissance durant ces décennies et au développement des commandes numériques [IDE17].

En 1888 Nikola Tesla a inventé le premier moteur à courant alternatif, qui a eu un rôle majeur dans le développement de l'industrie électrique. La première machine asynchrone triphasée fut réalisée par l'Allemand Michael Dolivo-Dobrowolski en 1889 [ZOU18].

Actuellement les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'étude, l'analyse et la commande des machines multiphasées, en particulier, la machine asynchrone double étoile qui nécessite une double alimentation triphasée statorique décalés spatialement de 30 degrés électriques et un point neutre isolé [CHER19] [KIY20].

Cette dernière présente plusieurs avantages tels que : la 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 élevés qu'avec les machines triphasées, mais malheureusement, ce type de machine présente un inconvénient majeur, sa structure dynamique est fortement non linéaire à cause de l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux ce qui complique sa commande [SLA12] [BOUA14].

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 un comportement de la MASDE semblable à celle de la MCC. En revanche la commande vectorielle basée sur les régulateurs classiques (réglage à action proportionnelle, intégrale et dérivée), ne permet pas dans tous les cas de maîtriser les régimes transitoires, et en général, les variations paramétriques de la machine. Cependant, il existe des commandes modernes qui s'adaptent mieux avec ces exigences et qui sont moins sensibles et robustes [OUB20] [DOU19].

Notre objectif est d'étudier et de modéliser la machine asynchrone double étoile afin de lui appliquer les deux techniques de commande, la première est la commande par backstepping et la deuxième est la commande par mode de glissement. En fait, la synthèse des lois de commande est basée sur le modèle obtenu après le découplage par la méthode de la commande vectorielle. Notre mémoire est reparti en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons la constitution et le principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile (MASDE), ses applications, ses avantages et ses inconvénients.

Dans le deuxième chapitre, on présentera la modélisation de la MASDE et de son alimentation. Après une description de la machine, 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 onduleurs de tension à commande M.L.I. et nous commentons enfin les résultats de simulation après illustration et visualisation de ces derniers.

Le troisième chapitre sera dédié à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE par régulateurs PI. Un aperçu sur le principe de la commande vectorielle ainsi qu'un rappel sur la commande indirecte. Par la suite, nous passons tout d'abord à l'application de cette méthode. Nous allons ensuite inverser la vitesse. Toutefois, en exposant les résultats d'un ensemble des simulations et d'interprétations afin de caractériser les performances.

Dans le dernier chapitre, nous présentons un rappel théorique sur la commande par backstepping et par mode de glissement, après chaque méthode des résultats de simulation et d'inversion de vitesse seront exposés et commentés. À la fin de ce chapitre une étude comparative entre le régulateur PI, le régulateur par backstepping et le régulateur par mode de glissement appliqué à la régulation de la vitesse sera présentée et interprété.

Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce mémoire et récapitulera ainsi en gros le travail abordé. Nous proposerons en perspectives quelques axes de recherche.

Chapitre I :
Généralités sur le moteur
asynchrone double étoile

I.1. Introduction

Le moteur asynchrone à cage est le moteur le plus utilisé dans l'industrie, il s'agit d'un moteur robuste, éprouvé, fiable, doté d'un bon rendement.

Il nécessite un réseau triphasé pour fonctionner, et il est nécessaire de magnétiser les pôles de son stator, ce qui en fait malheureusement un gros consommateur de puissance réactive (l'énergie réactive toujours consommée pour magnétiser l'entrefer) [BEN21].

On estime habituellement que les moteurs asynchrones triphasés représentent environ de 70% de la puissance installée et qu'ils absorbent environ de 40 à 50% de l'énergie totale consommée. Même ces chiffres sont imprécis, ils nous montrent l'importance de ce type d'équipement [BEN21].

Dans ce chapitre nous présentons, la constitution et le principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile (MASDE), ses applications, ses avantages et ses inconvénients.

I.2. Rappels sur le régime triphasé

Une alimentation triphasée est constituée de 3 phases lorsqu'il s'agit d'un réseau tripolaire, ou de 3 phases et 1 neutre lorsqu'il s'agit d'un réseau tétra polaire. Chacune des phases fait circuler une tension de même amplitude et de même pulsation, mais décalées de $\frac{2\pi}{3}$ [TSI]. La figure I.1 représente une ligne triphasée à quatre fils ou v_1 est la tension simple et $u_{23}=v_2-v_3$ est la tension composée.

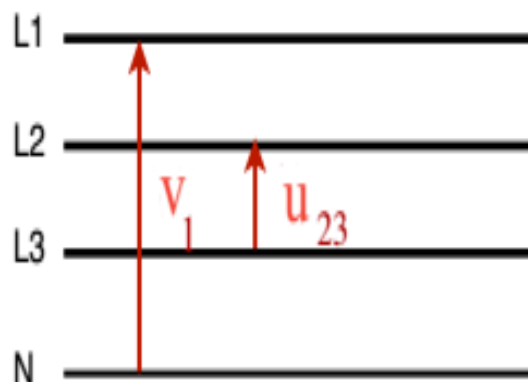


Figure I.1. Représentation d'une ligne triphasée à quatre fils [TSI].

Le système direct équilibré des trois tensions instantanées simples est :

$$\begin{cases} v_1(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega t) \\ v_2(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_3(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} u_{12} = v_1 - v_2 \\ u_{23} = v_2 - v_3 \\ u_{31} = v_3 - v_1 \end{cases}$$

Les tensions v_1, v_2, v_3 sont appelées tensions simples, de valeur efficace V .

Les tensions u_{12}, u_{23}, u_{31} sont appelées tensions composées, de valeur efficace U .

Dans un réseau équilibré, on a $U = \sqrt{3}V$.

Les puissances transitant dans le réseau sont, dans le cas de récepteurs linéaires :

- Puissance active : $P_a = 3VI \cos \varphi = \sqrt{3}UI \cos \varphi$
- Puissance réactive : $Q_a = 3VI \sin \varphi = \sqrt{3}UI \sin \varphi$
- Puissance apparente : $S_a = 3VI = \sqrt{3}UI$

Le réseau algérien est caractérisé par une tension efficace de $V=220V$ est une tension composée $U=380V$ à une fréquence $f=50Hz$.

I.3. Rappel sur les machines multiphasées

I.3.1. Types des machines multiphasées

Suivant le nombre des phases statoriques est ou non un multiple de trois, on distingue habituellement deux types de machines multiphasées, que l'on nommera "machines multiphasées de Type 1" et "machines multiphasées de Type 2". De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois [HAD20].

I.3.1.1. Machines multiphasées de type 1

Les machines multiphasées de type 1 sont des machines dont le nombre de phases est multiple de trois ; ces machines sont souvent appelées machines multi-étoile. On note n_{ph} pour le nombre de phases, donc on a $n_{ph} = 3i; (i = 1; 2; 3 \dots)$.

Dans l'industrie, on peut trouver plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes (décalage entre étoiles en type 1). En effet, une machine double étoile ($n_{ph}=6$) dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \frac{\pi}{6}$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \frac{\pi}{3}$.

Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un "nombre équivalent de phases", noté $n_{ph\alpha}$ dont la définition est la suivante : $n_{ph\alpha} = \frac{\pi}{\alpha}$.

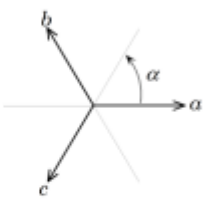
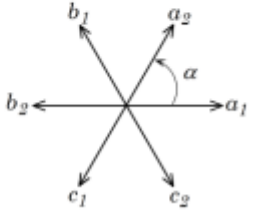
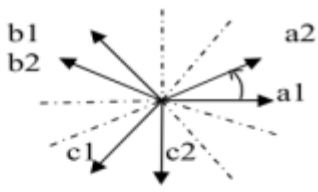
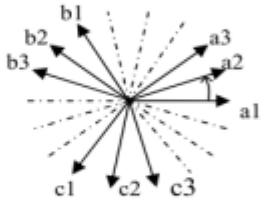
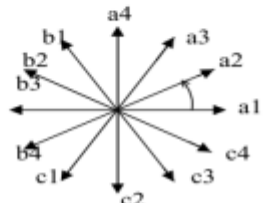
Nombre de Phase(q)	Nombre équivalent de Phase (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	

Tableau.I.1. Machines multi-phasées de type 1 [CHER19].

I.3.1.2. Machines multiphasées de type 2

Toutes les machines dont le nombre de phases est impair (est non multiple de trois ($n_{ph} \neq 3i$)) sont regroupées dans le type 2. Donc les phases sont régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{3}$ puis le nombre de phase égale au nombre équivalent de phases $n_{ph} = n_{pha} = \frac{\pi}{\alpha}$

Nombre de Phase(q)	Nombre équivalent de Phase (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation des axes des bobines
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

Tableau I.2. Machines multiphasées de type 2 [CHER19].

I.4. Machine asynchrone double étoile

I.4.1. Description de la machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone double étoile est une machine qui comporte deux bobinages statoriques fixes et un rotor à cage. Les deux étoiles sont décalées entre elles d'un angle $\alpha=30^\circ$, chacune est composée de trois enroulements identiques. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique [BOUK14].

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

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

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{I. 1})$$

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

La structure électrique du rotor est supposée un rotor à cage d'écureuil constitué des barres conductrices court circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuse, robuste, facile d'emploi nécessitant un entretien limité.

Le rotor tourne à une vitesse ω_r différente de ω_s pour cette raison la cage rotorique devient le siège d'un système des forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

Le rapport : $g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$: est appelé glissement du rotor par rapport aux champs tournant du stator.

I.4.2. Constitution de la machine asynchrone double étoile (MASDE)

La MASDE est composée d'une partie fixe appelée stator et d'une partie tournante appelée rotor, contrairement aux machines asynchrones triphasés elle possède plus de 3 phases au stator (2x3 phases), et contrairement aux machines synchrones et à courant continu, seuls les enroulements statoriques sont couplés à un réseau d'alimentation, les enroulements rotoriques sont raccordés sur eux-mêmes [HAD17]. La figure I.2 illustre la vue éclaté d'une MAS à cage.

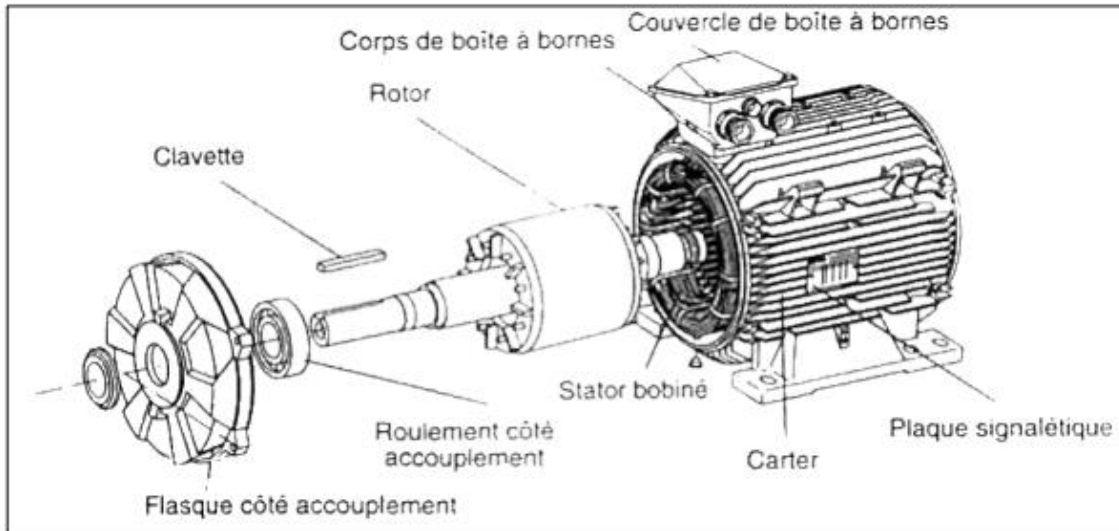


Figure I.2. Vue éclatée d'une MAS à cage [HAD17].

I.4.2.1. Stator

Le stator est constitué d'un certain nombre de bobines réparties dans des encoches qui constituent 6 bobinages indépendants, composent deux groupes de trois phases qu'on appelle les étoiles, chaque étoile est décalée par rapport à l'autre par un angle électrique (α) et alimentée par un réseau triphasé équilibré, elles sont destinées à créer un champ magnétique tournant lorsqu'on les alimente par des systèmes de tensions ou de courants triphasés [HAD17]. La figure I.3 montre une photo d'un stator d'une MAS.

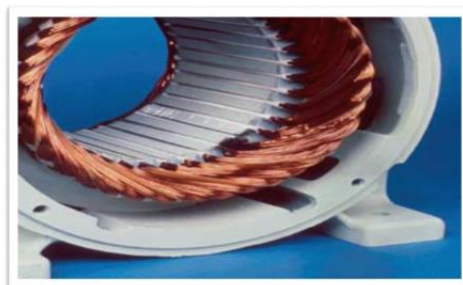


Figure I.3. Stator d'une machine asynchrone [HAD17].

I.4.2.2. Rotor

Le rotor présente deux configurations dont le choix dépend de l'utilisation de la machine, nous distinguons le rotor bobiné qui supporte trois bobinages similaire à celui du stator, où ces trois bobinages sont couplés en étoile et court-circuités sur eux même. La deuxième configuration qui est la plus usitée dans l'industrie et qui est également celle utilisée au niveau des différents axes de recherche concernant la machine asynchrone est le rotor à cage d'écureuil [HAD17].

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barres rotoriques) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (figure I.4). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné [HAD17].

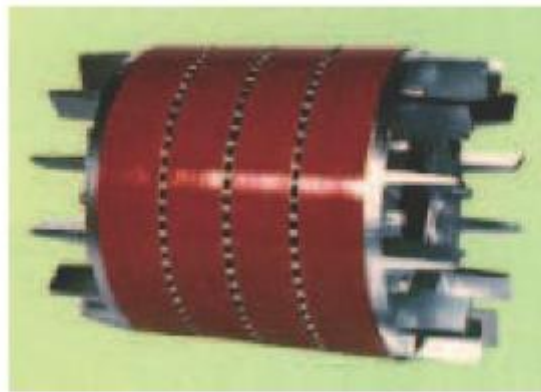


Figure I.4. Vue d'un rotor à cage d'écureuil [HAD17].

Dans le cas de rotor à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor, il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre. Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait, son prix de revient est inférieur, de plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Son inconvénient majeur est qu'il a au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple). C'est pour remédier à cette situation qu'ont été développées deux autres types de cages (rotor à double cage et rotor à encoches profondes) [HAD17].

I.4.3. Principe de fonctionnement

Les courants statoriques de la MASDE créent un champ magnétique tournant dans les deux étoiles (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 2 alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle $\alpha=30^\circ$). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques « f_s » c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme « ω_s ». Elle est définie comme suit, [BOUA14] :

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (I.2)$$

Le champ tournant produit par les deux enroulements statoriques va induire des courants dans les barres du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celui du synchronisme ($\omega_r < \omega_s$), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse de glissement :

$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$ [BOUA14]. On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{\omega_{gl}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (I.3)$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement (voir figure I.5)

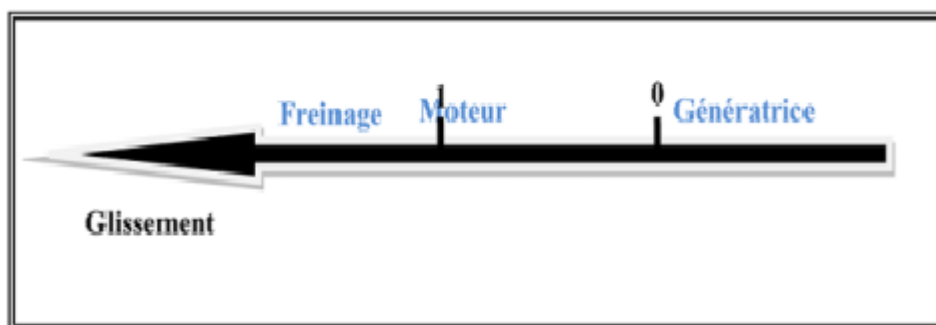


Figure I.5. Modes de fonctionnement suivant le glissement [BOUA14].

I.4.4. Applications de la machine asynchrone double étoile

La MASDE est utilisée beaucoup plus dans les applications de puissances élevées. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, etc... [DOU19].

Une autre application concerne l'utilisation de la MASDE dans les systèmes de production de l'énergie éolienne (voir la figure. I.6).

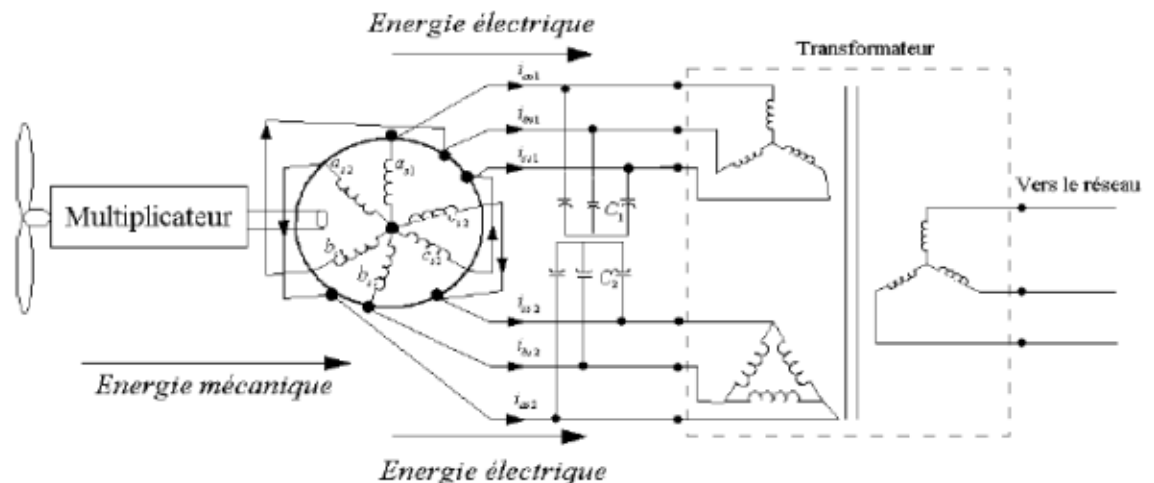


Figure I.6. Exemple d'application d'une machine asynchrone double étoile [DOU19].

I.4.5. Avantages de la MASDE

La MASDE présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles, parmi ces avantages on peut citer :

✓ Segmentation de puissance

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur pouvant fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple.

La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours [BOUK14].

✓ Amélioration de la fiabilité

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commandé la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à $(n_{ph} - 3)$ phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension équilibré.

Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine [BOUK14].

✓ Elimination d'harmonique d'espace

La possibilité d'éliminer des harmoniques d'espace est un réel avantage des machines multiphasées. Ainsi, à un nombre d'encoches donné, plus le de phase augmente, plus le nombre d'encoche par pôle et par phase diminue. Ceci augmente le facteur de distribution pour le fondamentale [HAD17].

✓ Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Dans une machine triphasée, l'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamentale est principalement créée par les harmoniques cinq et sept. Dans une machine double étoile, par exemple, ces harmoniques ne créent pas de f.m.m, l'harmonique de couple de rang six est donc éliminé. Cette propriété des machines multiphasées va éliminer les harmoniques de couple de rang faible est aussi un avantage certain. On remarque de plus que, puisque certains harmoniques de courants statoriques ne créent pas de f.m.m, les courants pouvant être induits au rotor n'existent pas pour ces harmoniques. Par conséquent, une machine multiphasée aura pratiquement toujours moins de pertes rotoriques qu'une machine triphasée [KIY20].

I.4.6. Inconvénients de la MASDE

Cependant, la MASDE présente des inconvénients tels que :

- ✓ Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine ;
- ✓ La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande ;
- ✓ L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension [DOU19].

I.5. Conclusion

Ce chapitre a été consacré aux machines multiphasées et ce qu'elles pourraient apporter de plus que les machines triphasées. On s'est intéressé aux machines les plus courantes, les machines asynchrones double étoile (MASDE) vu ses avantages. Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation et à la simulation d'ensemble machine asynchrone double étoile – onduleurs MLI à deux niveaux.

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

II.1. Introduction

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multiphasés ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE) [DOU19].

Par l'observation et l'analyse des différentes évolutions des grandeurs d'un système, le modéliser est une étape primordiale en vue de le contrôler ou de le maîtriser. La modélisation des machines électriques fait appel à des équations en général très complexes. En effet, La MASDE n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, tel que la répartition des enroulements, la saturation, l'effet de peau, etc. Mais quel que soit la complexité de la géométrie de ces machines, il est indispensable de développer un modèle dont le comportement soit le plus proche possible du modèle réel. Cependant, certaines hypothèses simplificatrices permettent de contourner cette difficulté [IDE17].

La modélisation de la machine est basée sur l'utilisation de la transformation de PARK qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à deux axes perpendiculaires électriquement (direct et quadratique), nous étudierons dans un premier temps la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées (réseau électrique), nous passerons ensuite à l'alimentation de cette dernière par onduleurs de tension à commande M.L.I. sachant que dans les deux cas, l'étude sera menée avec un décalage angulaire $\alpha = 30^\circ$. Enfin, des résultats de simulations seront présentés et commentés.

II.2. Hypothèses simplificatrices

Avant de commencer la modélisation de la machine, on considère quelques hypothèses simplificatrices pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la machine à étudier. Le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses suivantes [ZOU18] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable ;
- Nous admettons de plus que la f.é.m. créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition spatiale sinusoïdale ;
- La saturation du circuit magnétique, les pertes par hystérésis et par les courants de Foucault sont négligeables ;

- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau ;
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoile 1 et 2) est négligeable.

II.3. Modèle triphasé de la MASDE sur les axes réels

La représentation schématique de la MASDE dans l'espace électrique est donnée sur la figure II.1.

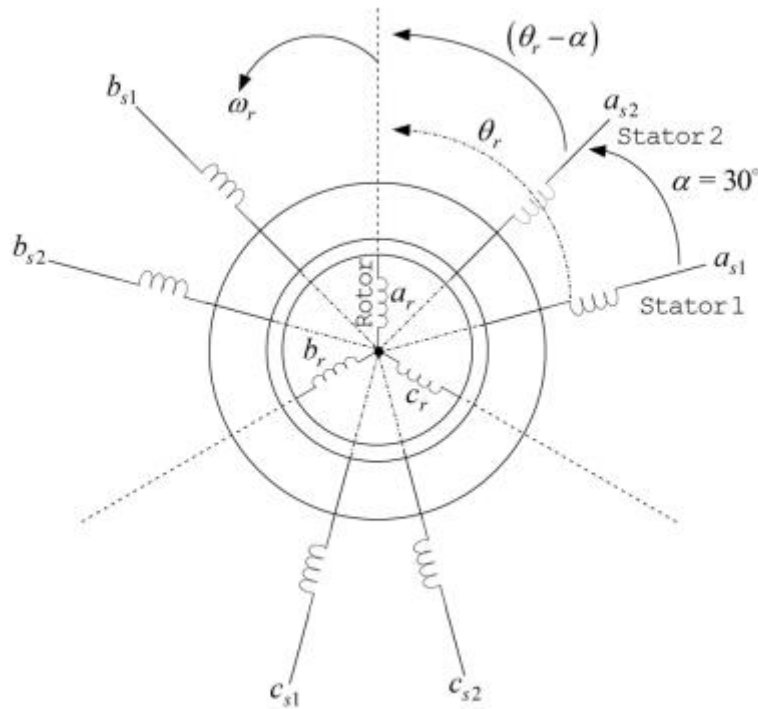


Figure II.1. Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MASDE [BER13].

II.3.1. Equations électriques de la machine

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

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} v_{as1} = R_{s1}i_{as1} + \frac{d\varphi_{as1}}{dt} \\ v_{bs1} = R_{s1}i_{bs1} + \frac{d\varphi_{bs1}}{dt} \\ v_{cs1} = R_{s1}i_{cs1} + \frac{d\varphi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (II. 1)$$

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

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

La forme matricielle est la suivante :

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

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

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

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 de tension de l'étoile 1 ;

$[v_{s2}]$: Vecteur de tension de l'étoile 2.

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

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

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

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

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

Avec :

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 du 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 de flux de l'étoile 1 ;

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

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

II.3.2. Equations électromagnétiques

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

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

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 $[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^t$, $[L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^t$, $[L_{r,s2}] = [L_{s2,r}]^t$.

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 le 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.

II.3.3. Expression du couple électromagnétique

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

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

Avec :

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

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

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

II.3.4. Equations mécaniques

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

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega \tag{II. 8}$$

Sachant que :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \tag{II. 9}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \tag{II. 10}$$

II.4. Modèle biphasée de la MASDE

II.4.1. Transformation de PARK

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes A, B, C, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice [DOU19].

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

La figure II.2 schématise les enroulements de la machine dans les repères (d, q) et (A, B, C).

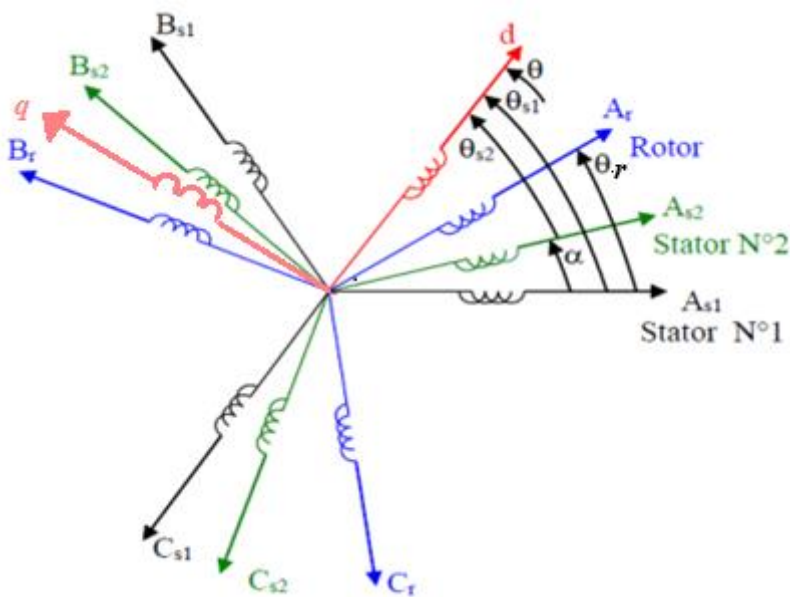


Figure II.2. Représentation des enroulements de la machine dans les repères (d, q) et (A, B, C) [DOU19].

La matrice de Park générale :

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

La matrice de Park inverse :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[G_{dq0}] = [P(\theta)][G_{abc}] \quad (\text{II. 11})$$

$$[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[G_{dq0}] \quad (\text{II. 12})$$

Avec :

- $[G_{abc}]$: Vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré ;
- $[G_{dq0}]$: Vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé.

Pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 13})$$

Pour l'étoile 2 :

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 14})$$

Pour le rotor :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 15})$$

Où :

- $[P(\theta_{s1})]$: Matrice de transformation du premier enroulement statorique (étoile 1) ;
- $[P(\theta_{s2})]$: Matrice de transformation du deuxième enroulement statorique (étoile 2) ;
- $[P(\theta_r)]$: Matrice de transformation d'enroulement rotorique.

II.4.2. Modèle de la MASDE selon le système d'axes (d, q)

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

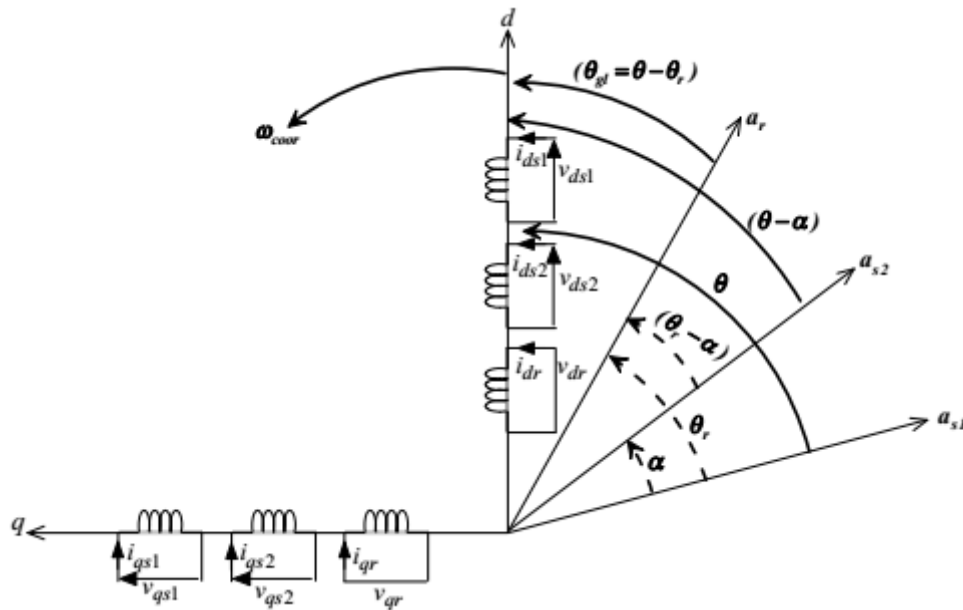


Figure II.3. Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE [BER13].

II.4.2.1. Choix du référentiel

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

- **Référentiel lié au stator**

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{coor} = 0$). Dans ce cas, la phase a_{s1} et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les

grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

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

Avec :

ω_{coor} : Vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1.

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

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

D'où :

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

- **Référentiel lié au rotor**

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r donc $(\omega_{\text{coor}} = \omega_r)$. L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor.

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

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = p\Omega_r$$

- **Référentiel lié au champ tournant**

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

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

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - p\Omega_r$$

Dans notre étude le modèle sera exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant.

II.4.3. Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes (d, q)

II.4.3.1. Equations des tensions

En appliquant la transformation de Park sur les systèmes d'équations (II.1), (II.2), (II.3), on obtient :

❖ Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{0s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{0s1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{0s1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{0s1} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 16})$$

❖ Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{0s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{0s2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{0s2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{0s2} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 17})$$

❖ Pour le rotor ; étant en court-circuit : $V_{ar} = V_{br} = V_{cr} = 0$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{0r} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{0r} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 18})$$

Avec :

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

Sous forme d'équation :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} - \omega_s \varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} + \omega_s \varphi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} - \omega_s \varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} + \omega_s \varphi_{ds2} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega_{gl} \varphi_{qr} = 0 \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \omega_{gl} \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 19})$$

II.4.3.2. Equations des flux

En appliquant la transformation de Park sur le système d'équations (II.4), on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds2} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{II. 20})$$

On pose :

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

L_m : L'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.

Le système d'équations (II.20) est réécrit comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II. 21})$$

En introduisant le système d'équations (II.21) dans (II.19) et en mettant tout sous forme compacte, on aura :

$$[B][U] = [L][\dot{I}] - \omega_s[D][I] - \omega_{gl}[C][I] + [R][I] \quad (\text{II. 22})$$

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 (II.22) sous forme d'état, on trouve :

$$[i] = [L]^{-1}([B][U] + \omega_{gl}[C][I] - [R][I] + \omega_s[D][I]) \quad (\text{II. 23})$$

II.4.3.3. Puissance absorbée et couple électromagnétique

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

$$P_a = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \quad (\text{II. 24})$$

Ce qui donne :

$$P_a = v_{sa1}i_{sa1} + v_{sb1}i_{sb1} + v_{sc1}i_{sc1} + v_{sa2}i_{sa2} + v_{sb2}i_{sb2} + v_{sc2}i_{sc2} \quad (\text{II. 25})$$

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

$$P_a = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \quad (\text{II. 26})$$

En introduisant le système d'équation (II.19) dans l'expression de la puissance instantanée (II.26), on obtient :

$$\begin{aligned}
 P_a = & \underbrace{\left[R_{s1} i_{ds1}^2 + R_{s1} i_{qs1}^2 + R_{s2} i_{ds2}^2 + R_{s2} i_{qs2}^2 \right]}_{1^{er} \text{ terme}} \\
 & + \underbrace{\left[\frac{d\varphi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} i_{qs2} \right]}_{2^{ème} \text{ terme}} \\
 & + \underbrace{\omega_s [\varphi_{ds1} i_{ds1} - \varphi_{qs1} i_{qs1} + \varphi_{ds2} i_{ds2} - \varphi_{qs2} i_{qs2}]}_{3^{ème} \text{ terme}}
 \end{aligned} \tag{II. 27}$$

Cette expression se compose de trois termes, le premier terme correspond aux pertes par effet Joule, le second terme représente la variation de l'énergie électromagnétique (réserve d'énergie), le dernier terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

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

$$P_{em} = C_{em} \Omega_s \tag{II. 28}$$

On a dans l'expression de la puissance absorbée (II.27) le troisième terme qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \omega_s (\varphi_{ds1} i_{qs1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} - \varphi_{qs1} i_{ds1} - \varphi_{qs2} i_{ds2}) \tag{II. 29}$$

D'après l'équation (II.29) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = P(\varphi_{ds1} i_{qs1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} - \varphi_{qs1} i_{ds1} - \varphi_{qs2} i_{ds2}) \tag{II. 30}$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (II.21) dans (II.30), on obtient :

$$C_{em} = PL_m \left((i_{qs1} + i_{qs2}) i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) i_{qr} \right) \tag{II. 31}$$

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

$$\begin{cases}
 \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})
 \end{cases} \tag{II. 32}$$

On peut écrire :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{dr} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (\text{II. 33})$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{qr} - L_m(i_{qs1} + i_{qs2})] \quad (\text{II. 34})$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (II.31) on obtient :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\varphi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\varphi_{qr}] \quad (\text{II. 35})$$

II.5. Simulation et interprétation des résultats

Pour la simulation, il suffit d'implanté le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement Matlab/Simulink. La figure A.1 représente le schéma bloc de simulation de la MASDE (voir Annexe A). 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 :

$$\begin{aligned} \text{➤ Pour la première étoile :} & \quad \begin{cases} v_{as1} = V_m \sin(\omega_s t) \\ v_{bs1} = V_m \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cs1} = V_m \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II. 36}) \end{aligned}$$

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

- Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations (II.36) $(\omega_s t)$ par $(\omega_s t - \alpha)$ et l'indice 1 par 2 ;
- Pour le rotor, les tensions v_{ar}, v_{br}, v_{cr} sont nul (rotor à cage d'écureuil).

Les figures (II.4 à II.11) suivantes représentent l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec l'application de la charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ entre l'intervalle de temps $t = [2, 3.5] \text{ s}$.

Au démarrage, le couple électromagnétique présente des oscillations pendant le régime transitoire, sa valeur maximale est de $57.07(\text{N.m})$, et se stabilise à $0.313(\text{N.m})$, qui est due aux frottements. La vitesse de rotation augmente d'une façon presque linéaire (pendant le régime transitoire) puis se stabilise à une valeur proche de la valeur de synchronisme 314rad/s . Pendant

l'application de la charge ($C_r=14\text{N.m}$), le couple électromagnétique augmente à une valeur de 14.28 N.m , et qui correspond au couple résistant et au couple de frottement de la machine. On voit que la vitesse de rotation diminue jusqu'à atteindre la valeur $\omega_r=288\text{ rd/s}$. Le courant statorique i_{as} est légèrement en retard par rapport à la tension d'alimentation v_{as} (effet inductif), dans ce cas, la machine absorbe des puissances active et réactive de la source pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation. Les courants statoriques (i_{as1} et i_{as2}) présentant des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 fois le courant nominal, mais qui disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitudes constantes. L'évolution du flux rotorique est presque identique à celle du couple électromagnétique ; enfin du régime transitoire, les flux selon les deux axes (d, q) se stabilisent respectivement à -1.175 (Wb) et à -0.0139 (Wb) (figure II.10 et figure II.11 respectivement).

Par contre, après l'enlèvement de la charge au-delà de l'instant $t = 4\text{ s}$, les performances de la machine asynchrone double étoile sont les mêmes que les performances en fonctionnement à vide (avant l'application de la charge).

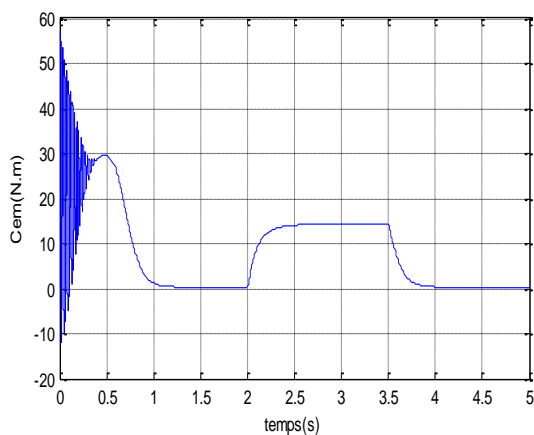


Figure II.4. Evolution de la vitesse C_{em} (N.m)

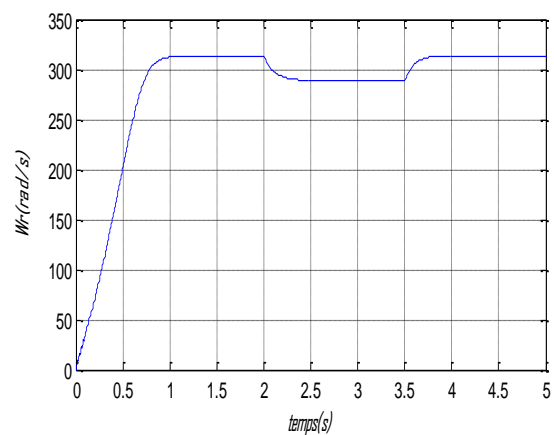


Figure II.5. Evolution de la vitesse ω_r (rad/s)

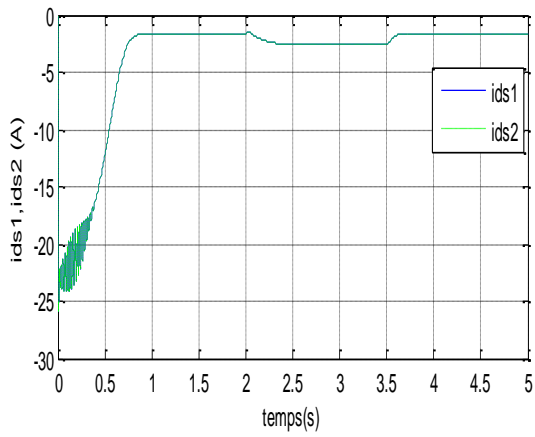


Figure II.6. Evolution des courants i_{ds1} , i_{ds2} (A)

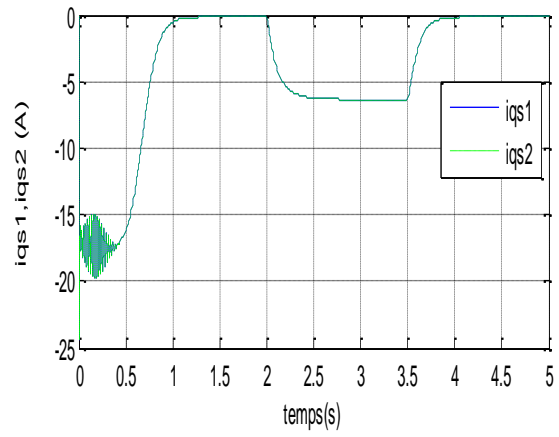


Figure II.7. Evolution des courants i_{qs1} , i_{qs2} (A)

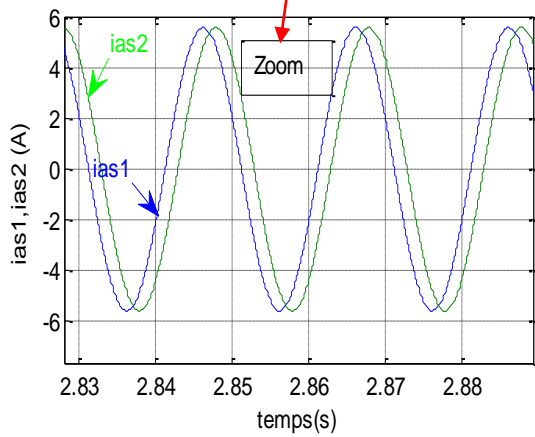
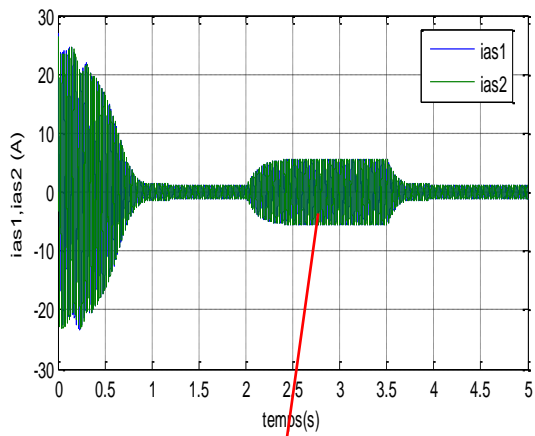


Figure II.8. Allures des courants statoriques i_{as1} , i_{as2} (A)

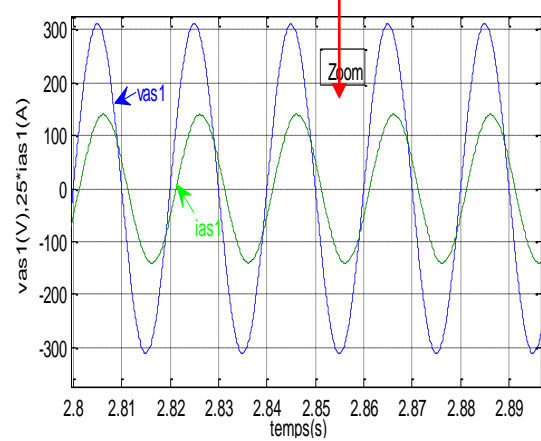
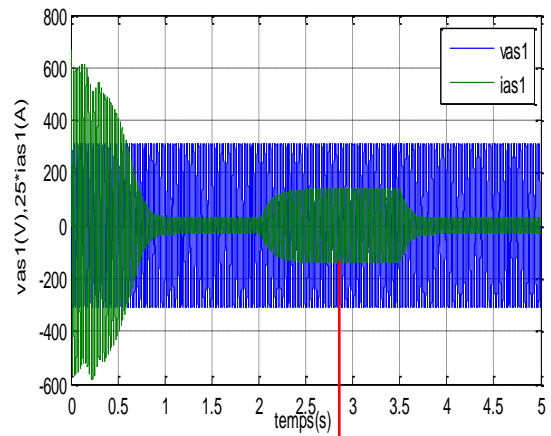
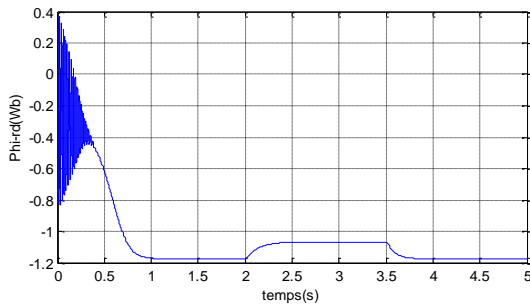
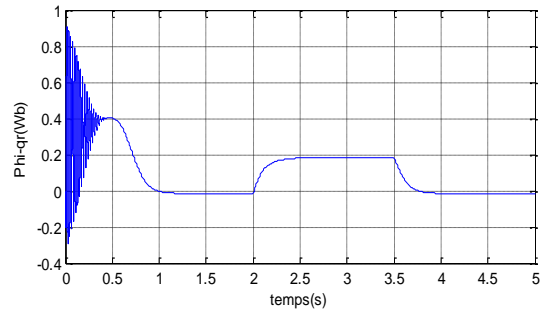


Figure II.9. Tension et courant de la phase 1 étoile 1

Figure II.10. Flux rotorique directe φ_{dr} (Wb)Figure II.10. Flux rotorique directe φ_{qr} (Wb)

II.6. Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à M.L.I

II.6.1. Introduction

Les développements dans le domaine de l'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 [AZI14].

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 [OUB20].

II.6.2. Modélisation de l'onduleur de tension à commande M.L.I

Un onduleur est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable. Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASDE se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, à base d'onduleurs de tension à fréquence variable [BOU19].

Chaque étoile de la MASDE est connectée à l'onduleur triphasé à commutations commandées. Ce dernier est constitué de trois branches ou chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires

chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante [BOU19] :

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

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

La figure II.12 représente le schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux :

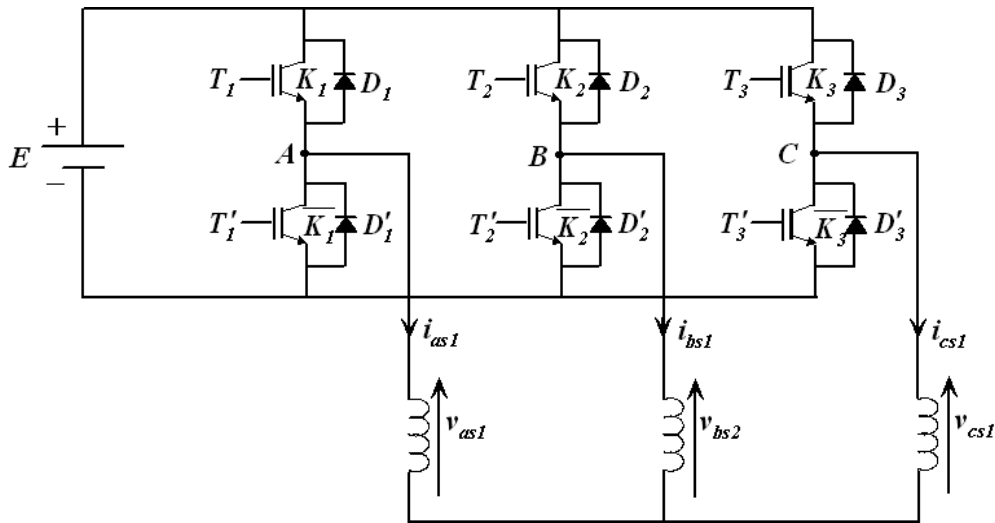


Figure II.12. Onduleur triphasé à deux niveaux [BOU19].

Les tensions composées sont :

$$V_{AB} = v_{as1} - v_{bs1} = E(f_1 - f_2) \tag{II. 37}$$

$$V_{BC} = v_{bs1} - v_{cs1} = E(f_2 - f_3) \tag{II. 38}$$

$$V_{CA} = v_{cs1} - v_{as1} = E(f_3 - f_1) \tag{II. 39}$$

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

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0 \tag{II. 40}$$

La résolution des équations (II.37), (II.38), (II.39) et (II.40) nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \tag{II. 41}$$

Pour le second onduleur, on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 42})$$

II.6.3. Commande par modulation sinus-triangle

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [AMI08].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\text{Pour la première étoile :} \quad \begin{cases} V_{refa1} = V_m \sin(2\pi ft) \\ V_{refb1} = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{refc1} = V_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II. 43})$$

$$\text{Pour la seconde étoile :} \quad \begin{cases} V_{refa2} = V_m \sin(2\pi ft - \alpha) \\ V_{refb2} = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ V_{refc2} = V_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \end{cases} \quad (\text{II. 44})$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ V_{pm} \left[-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II. 45})$$

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 II.13 représente le principe de la commande M.L.I sinus-triangle dont $r = 1$, $m = 63$ et $V_p = 310V$.

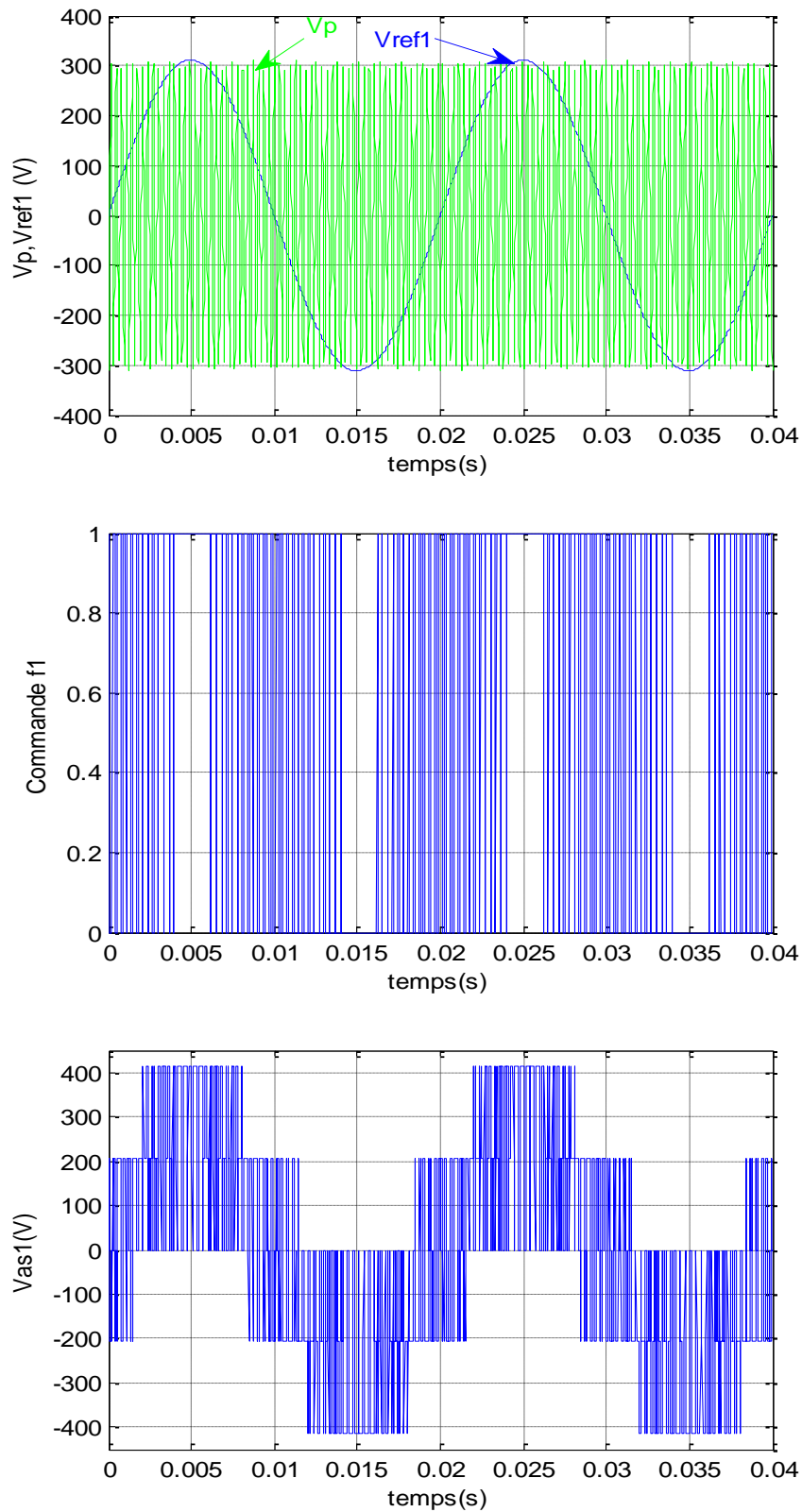


Figure II.13. Principe de la commande M.L.I sinus-triangle

II.6.4. Association 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 II.14.

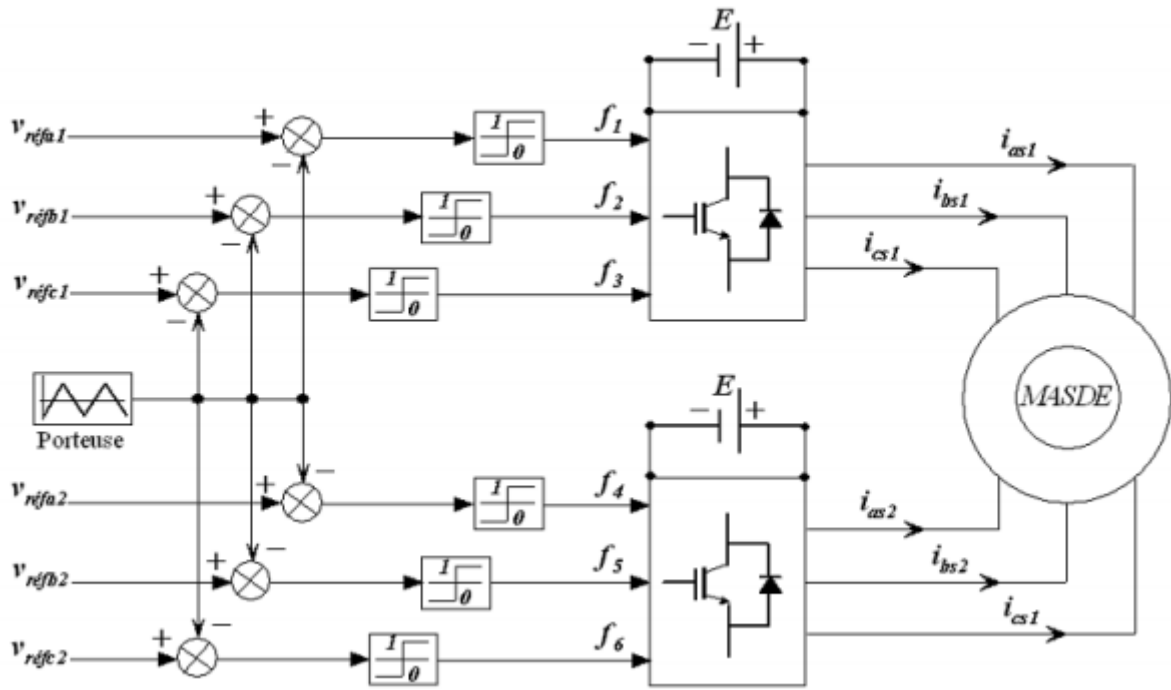


Figure II.14. Association de la MASDE avec deux onduleurs de tension à commande M.L.I

[BOU19].

II.7. Simulation et interprétation des résultats

La simulation est effectuée pour un décalage $\alpha = 30^\circ$. Les figures (II.15 à II.22) 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.

Ces dernières montrent 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 des ondulations dues principalement aux harmoniques délivrés par les onduleurs.

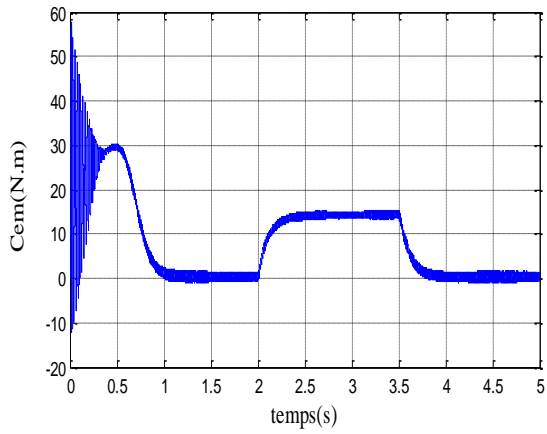


Figure II.15. Evolution du couple C_{em} (N.m)

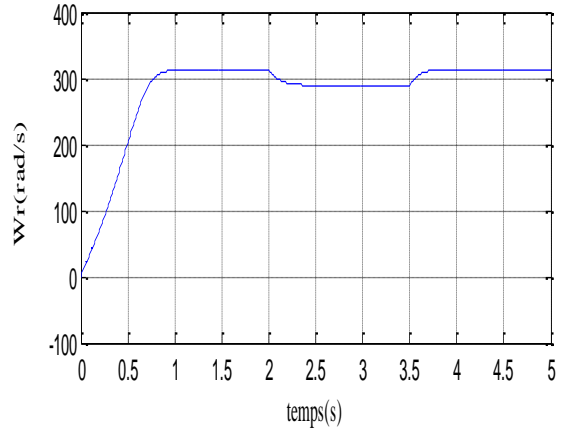


Figure II.16. Evolution de la vitesse ω_r (rad/s)

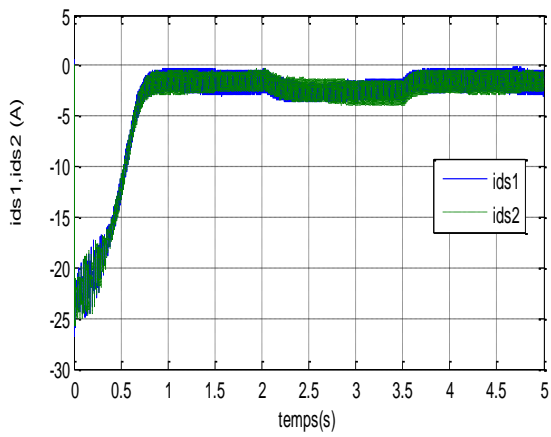


Figure II.17. Evolution des courants i_{ds1} , i_{ds2} (A)

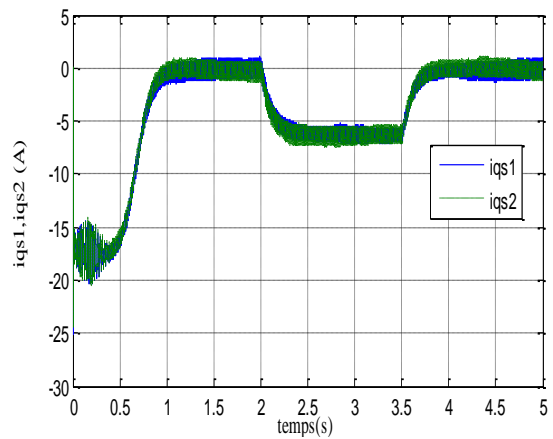


Figure II.18. Evolution des courants i_{qs1} , i_{qs2} (A)

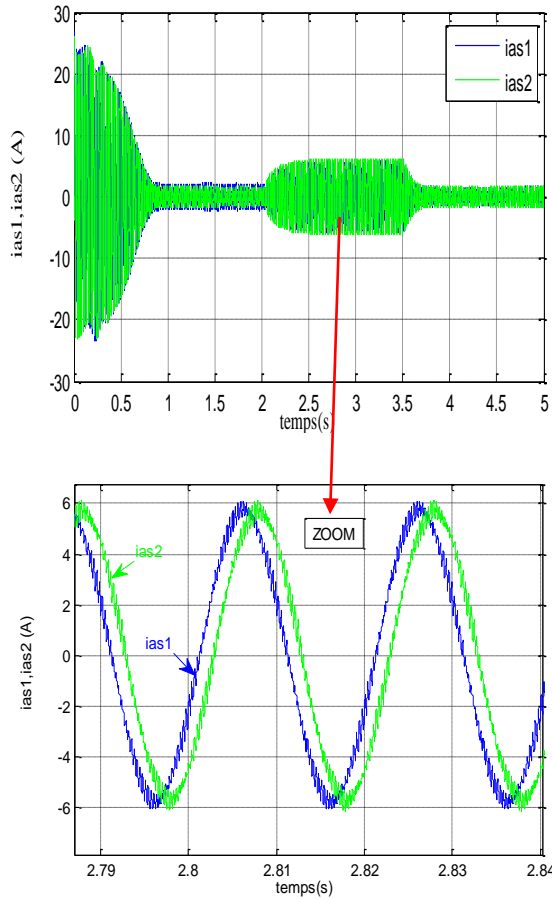


Figure II.19. Allures des courants statoriques i_{as1}, i_{as2} (A)

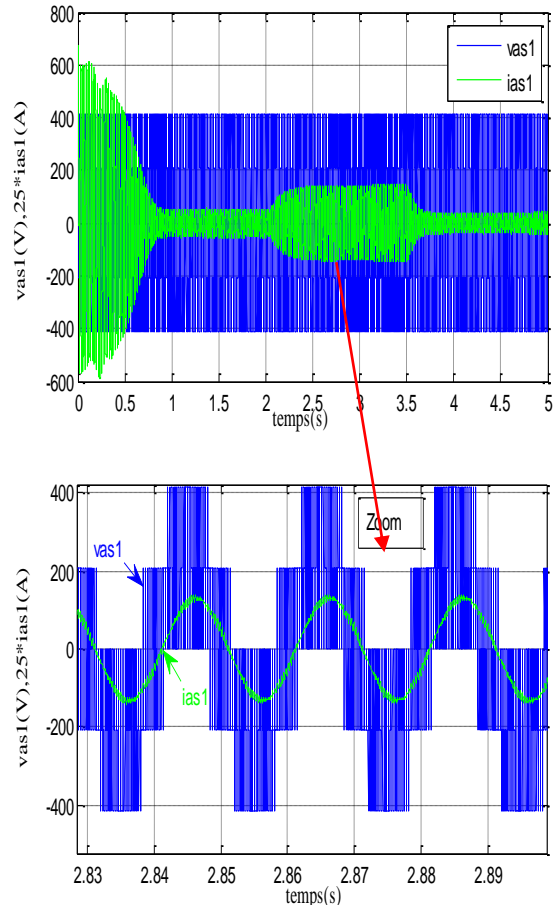


Figure II.20. Tension et courant de la phase 1 étoile 1

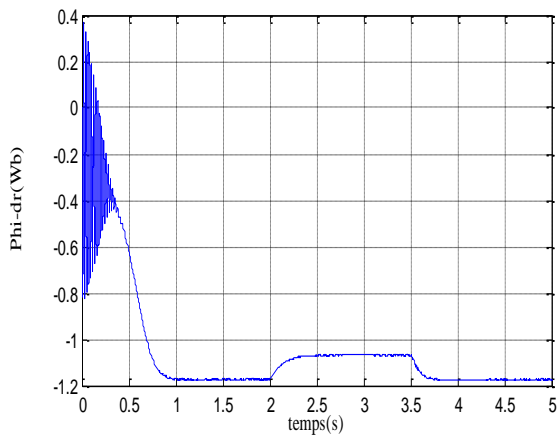


Figure II.21. Flux rotorique directe ϕ_{dr} (Wb)

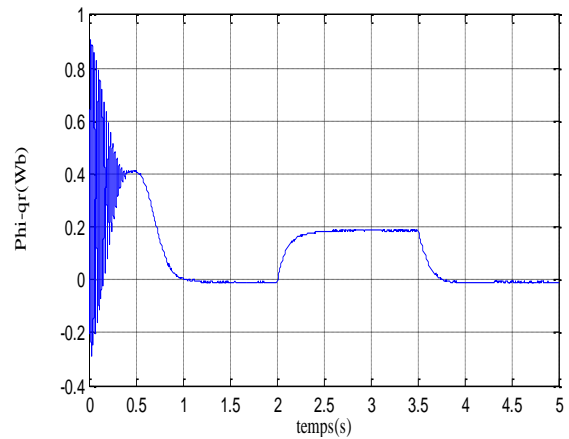


Figure II.22. Flux rotorique quadratique ϕ_{qr} (Wb)

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone triphasée double étoile en mode moteur. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite en moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ainsi, nous avons utilisé la transformation de Park et le système d'équation d'état de la machine que nous avons validée à travers une simulation numérique. L'étude des caractéristiques de la MASDE directement alimentée par des sources sinusoïdales, puis par des onduleurs de tensions à commande M.L.I sinus- triangle à vide et en charge a été accomplie. Nous avons présenté l'interprétation des résultats.

Pour améliorer le comportement dynamique de la machine lorsqu'elle est soumise à des perturbations, la suite du travail sera consacrée à la régulation de la vitesse de rotation de la machine en utilisant la technique de commande vectorielle avec des régulateurs PI.

Chapitre III :
Commande vectorielle de
la MASDE

III.1. Introduction

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle [DOU19].

L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle à flux rotorique orienté (Flux Oriented Control), introduite par Kovacs en 1959 et reprise par Blascke en 1972, après une dizaine d'années. Elle a connu un développement important [TOU17].

Les techniques de la commande vectorielle implantée par microprocesseurs ont permis l'utilisation de la machine asynchrone dans les applications de haute performance ou le moteur à courant continu était le seul satisfaisant pour ce type d'application. Donc, l'idée de base de FOC est de rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu à excitation séparée [TOU17].

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

III.2. Commande vectorielle de la MASDE à flux orienté

III.2.1. Introduction

Les premiers développements théoriques de la méthode du flux orienté ont été réalisés au début des années 70 par Blaschke et ses applications effectives ont vu le jour grâce à Léonard dix ans plus tard [CHER19].

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 [OUB20].

III.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.

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

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 [OUB20].

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 III.1 représente le schéma du principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE.

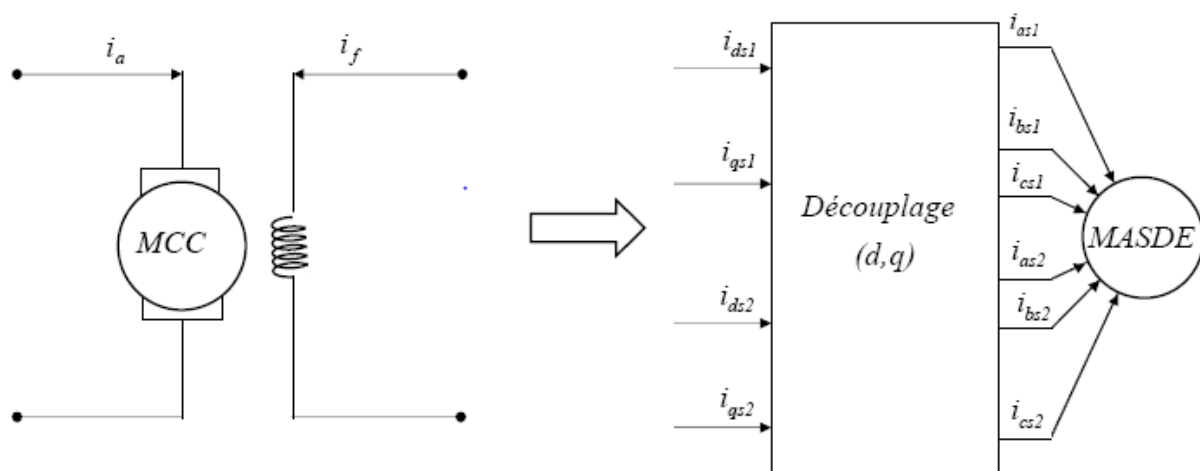


Figure III.1. Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE [OUB20].

La commande de la MASDE par orientation de flux consiste à réguler 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 (II.35). 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 :

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

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

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

Selon l'expression (III.2), nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée [CHER19].

III.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 [DOU19] :

- Flux rotorique :

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

- Flux statorique :

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

- Flux d'entrefer :

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

Dans notre étude, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (III.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.

III.4. Commande vectorielle indirecte

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

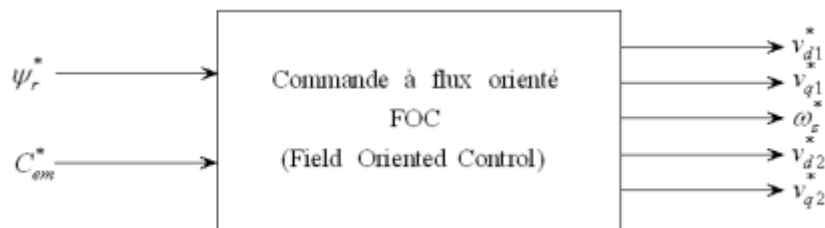


Figure III.2. Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC) [AMI08].

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

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

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

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

Avec :

$p = \frac{d}{dt}$: opérateur de la place.

En remplaçant (III.6) et (III.8) dans les équations des tensions rotoriques (II.19), on obtient :

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

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

Et à partir des équations (II.33) et (II.34), on trouve :

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

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

En introduisant (III.11) et (III.12) dans le système d'équations des flux statoriques (II.21), on aura :

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

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

En substituant (III.9) dans (III.11) on tire :

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

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

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

En remplaçant (III.13) et (III.15) dans le système d'équations des tensions statoriques (II.19), on obtient :

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

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

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

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

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

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

Le système d'équations électriques (III.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 :

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

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

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

Tel que :

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

III.4.1. Synthèse des paramètres des régulateurs PI

La synthèse des paramètres des régulateurs PI des systèmes dont la fonction de transfert est du première ordre, telle que :

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

Se fait d'une manière générale comme suit :

La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par :

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

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire régulé par un PI est donné par la figure III.3.

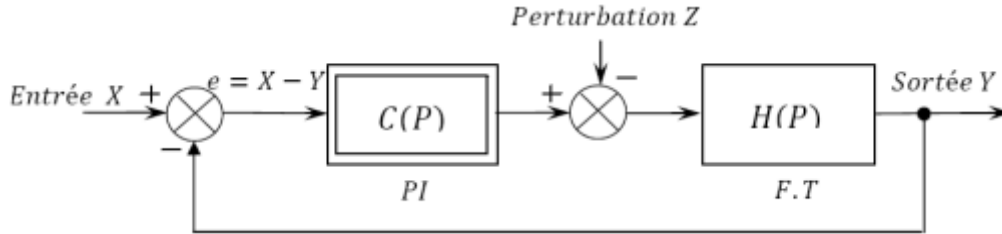


Figure III.3. Schéma d'un système asservi de premier ordre régulé par un PI [1].

La perturbation est négligée dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs. La fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi est :

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

En boucle fermée, on obtient :

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

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

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

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

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

Ce qui donne :

$$K_p TP^2 + (K_i T + K_p)P + K_i = aP^2 + (b + K_p)P + K_i \quad (\text{III. 28})$$

D'où :

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

La figure III.4 représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques (étoiles 1 et 2).

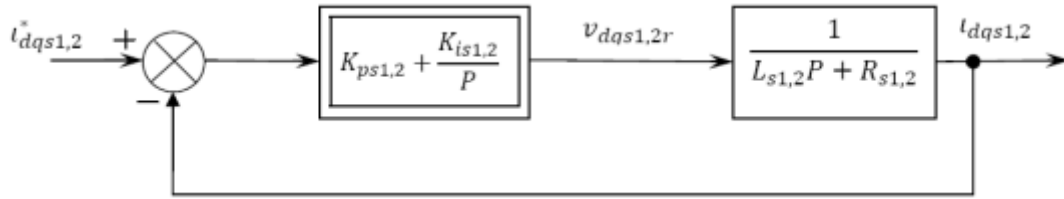


Figure III.4. Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques [1].

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 normale, on prend $T = \frac{\tau_r}{3}$, avec $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ représente la constante de temps électrique (rotorique) du système.

III.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 [TOU17] :

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

La figure III.5 représente le schéma de défluxage.

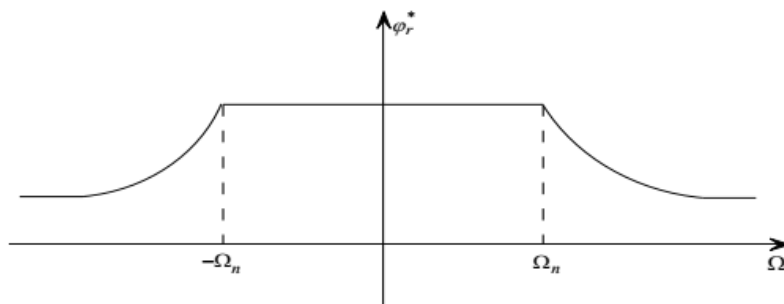


Figure III.5. Schéma de défluxage [TOU17].

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine Ω_n , pour des vitesses supérieures le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine [TOU17].

A partir de l'équation de la tension rotorique v_{dr} du système d'équations (II.19) et de l'équation du flux rotorique φ_{dr} du système d'équations (II.21), on obtient :

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

Des équations (II.18) et (III.2), on tire :

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

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la figure III.6.

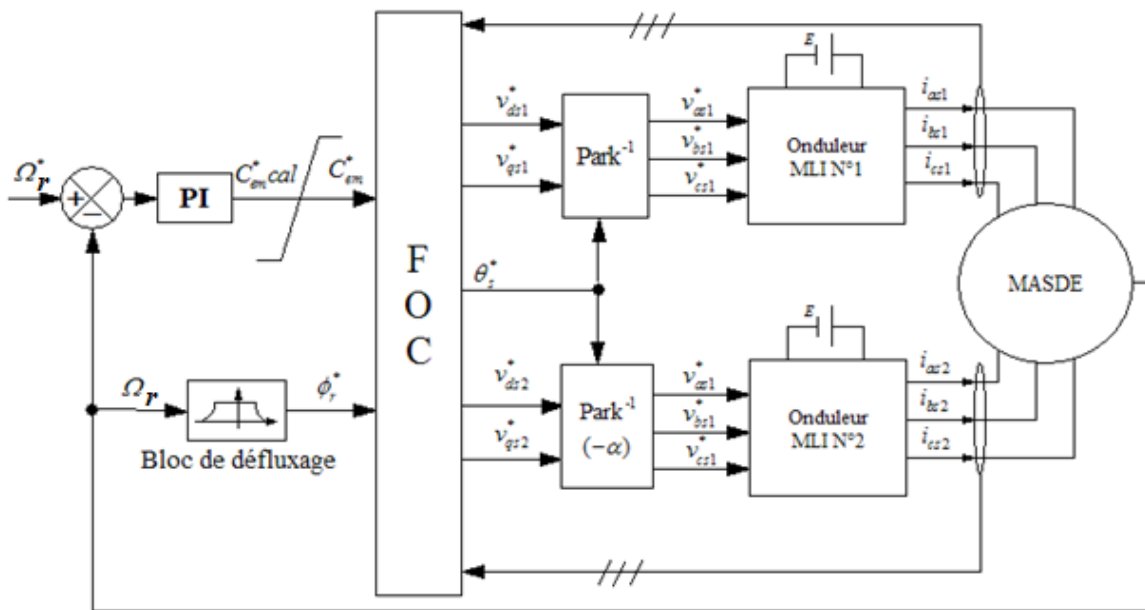


Figure III.6. Schéma de la commande FOC avec régulation de vitesse [OUB20].

Le schéma bloc du foc est donné par la figure A.2 dans l'annexe A.

III.5.1. Synthèse des paramètres du régulateur de vitesse

Le schéma de la boucle de régulation de la vitesse est donné par la figure III.7 suivante :

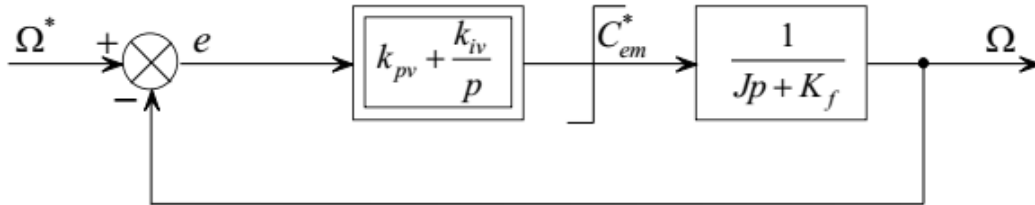


Figure III.7. Schéma du bloc de régulation de la vitesse rotorique [TOU17].

L'identification nous donne :

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

On prend : $T = \tau_r$.

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation défini par [BOU19] :

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

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

III.6. Simulation et interprétation des résultats

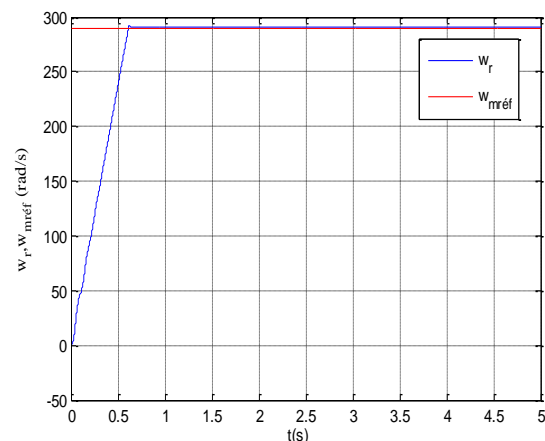
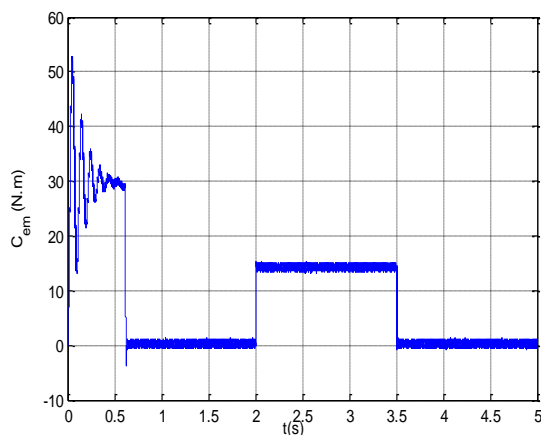
Les différentes figures représentent la réponse de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte avec un couple résistant égal à 14Nm ($C_r=14\text{Nm}$) appliqué entre l'intervalle de temps $t \in [2,3.5]$ s, en imposant la vitesse de référence $\omega_r^* = 290$ (rad/s). Celles-ci montrent que :

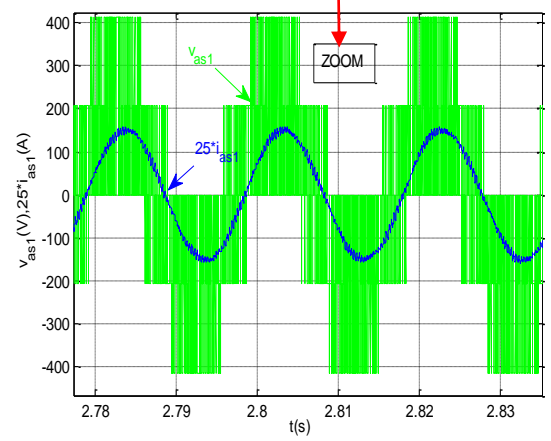
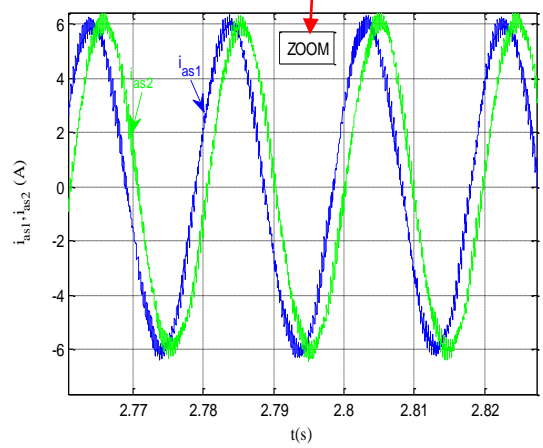
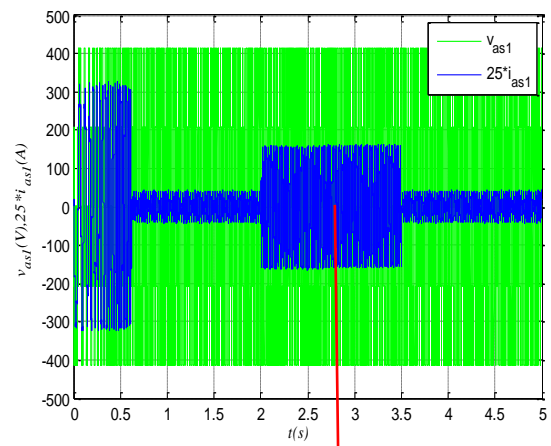
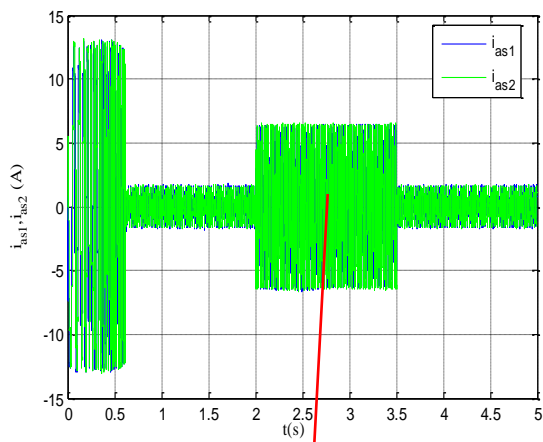
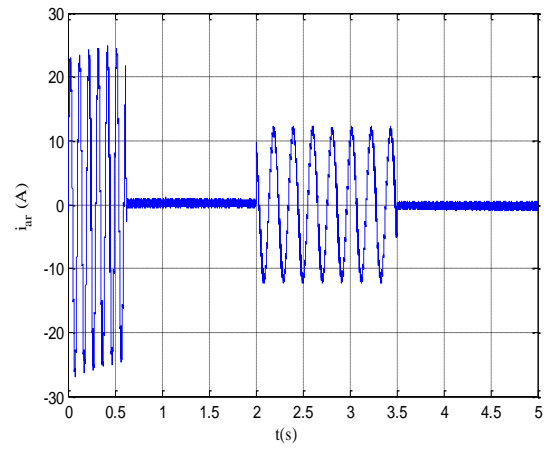
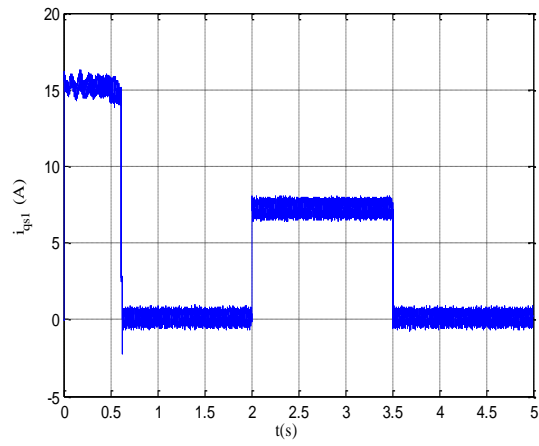
Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle rejoint sa valeur de consigne à $t = 0.61\text{s}$, avec un dépassement de 1.75rad/s. Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 52.8 (N.m) et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.61 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 étoile 2) présentent des dépassements excessifs induisant de forts appels de courants, qui sont d'environ 2.88 fois le courant nominal, mais qui disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdale d'amplitude constante. Le courant rotorique I_{ar} atteint approximativement 24.84(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 $t = 2s$, on constate que la vitesse rejoint presque sa valeur de référence, et le courant i_{qs1} augmente et se stabilise à 8.08 (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 une valeur maximale qui est 6.56 (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.





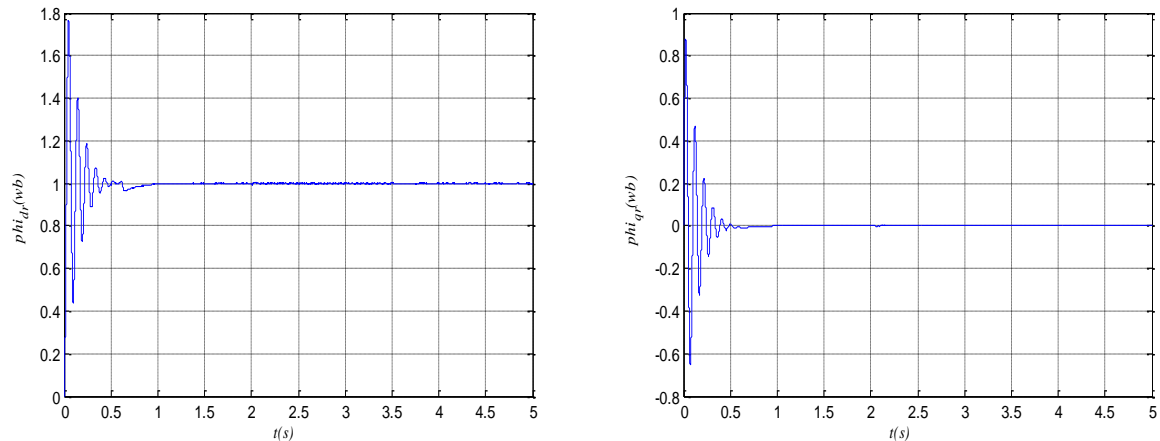


Figure III.8. Evolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application d'une charge $C_r = 14$ (N.m) entre l'intervalle de temps $t = [2, 3.5]$ s

III.7. Test d'inversion de vitesse

La figure III.9 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 290 à -290 rd/s à partir de l'instant $t=1.5$ s.

Les résultats obtenus montrent clairement que :

La vitesse est légèrement supérieure par rapport à sa consigne avec un dépassement de 1.77, elle s'inverse au bout de 2.73s. Cela engendre une augmentation au niveau du courant statorique d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initial, pour enfin se stabiliser à sa valeur nominale. 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.

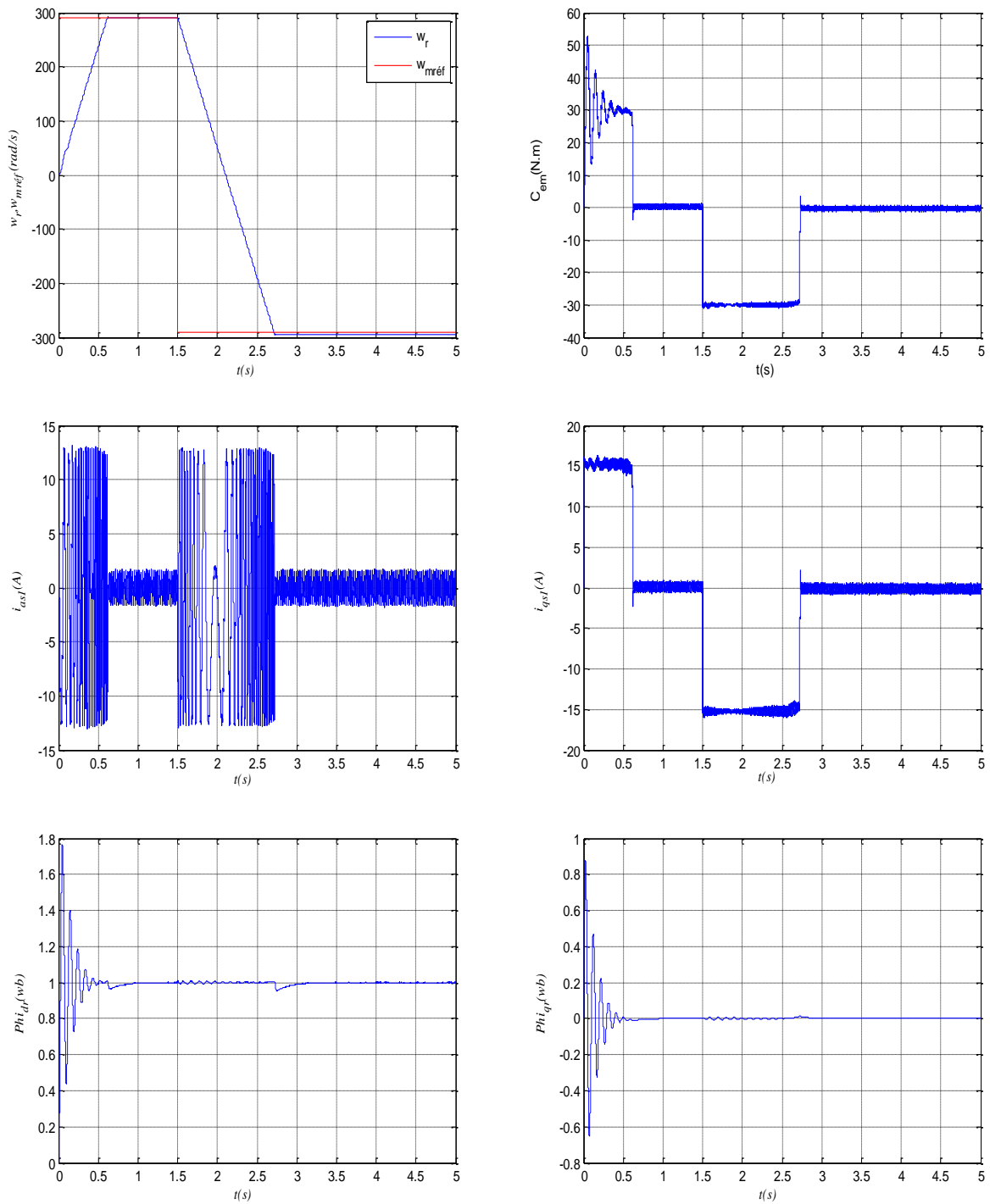


Figure III.9. Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de celle-ci de 290 rad/s à -290 rad/s à partir de $t = 1.5$ s

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, la commande vectorielle a été appliquée à la MASDE et la méthode indirecte par orientation du flux rotorique a été adoptée, 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.

Dans le but d'améliorer les performances, on appliquera les commandes non linéaires (backstepping et ensuite mode glissant), qui feront l'objet du chapitre suivant.

Chapitre IV :
Commande non
linéaire par
backstepping et par
mode de glissement
d'une MASDE

IV.1. Introduction

La commande vectorielle avec les algorithmes de réglage classiques, tels que les régulateurs PI, peut s'avérer suffisante si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à de fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations [CHER19]. Dans ce contexte, ce chapitre est consacré à l'étude de la commande par backstepping de la MASDE pour la régulation de la vitesse. 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 [OUB20]. Par la suite, on traite l'application d'une commande occupant une importante place parmi les commandes non linéaires, connue par son adaptation aux changements paramétriques et par sa stabilité, nommée commande par mode de glissement, sur le MASDE [BER13].

Des résultats de simulation avec des tests de robustesse seront présentés à la fin de ce chapitre avec une étude comparative entre la commande vectorielle indirecte par rapport à la commande par backstepping et à la commande par mode de glissement.

IV.2. Commande par Backstepping de la MASDE

IV.2.1. 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 [DIF16].

IV.2.1.1. 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 [DIF16] :

- 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.

IV.2.1.2. 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 [OUB20].

IV.2.2. Commande par backstepping

IV.2.2.1. Historique

Le backstepping a été inspiré par les travaux de Feurer et Morse (1978) d'une part et Tsiniias (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 [OUB20].

IV.2.2.2. Principe de la commande backstepping

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La technique du backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine. Elle 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 (MIMO) 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 [DIF16].

Cette dernière servira comme référence pour le sous-système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour le système complet, (figure IV.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. La détermination des lois de commande qui découle de cette approche est basée sur l'emploi des fonctions de Lyapunov de commande (CLF) [DIF16].

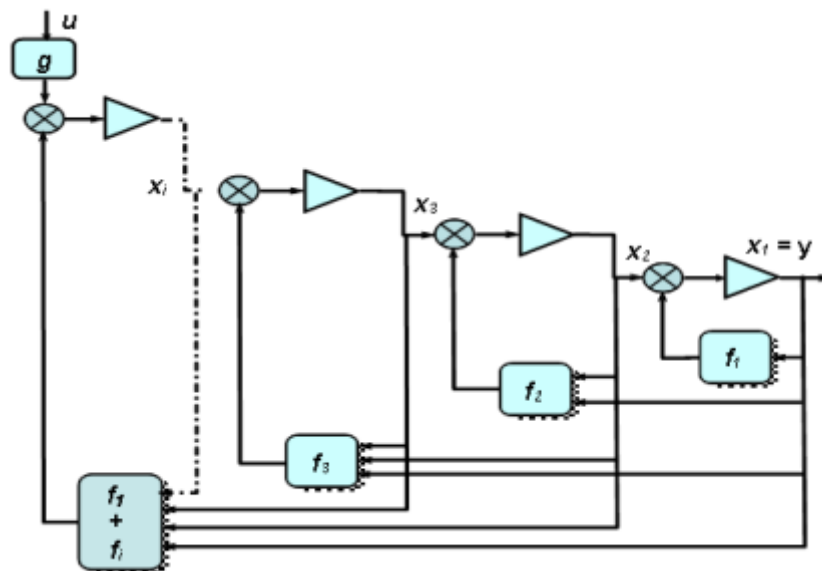


Figure IV.1. Procédure générale de la conception de la commande par backstepping [DIF16]

IV.2.2.3. Méthode générale de synthèse par backstepping

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

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

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 [CHET19].

- **Etape 1**

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

La première référence désirée est notée :

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y^* \quad (IV.2)$$

Ce qui conduit à l'erreur de régulation suivante :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (IV.3)$$

Ainsi sa dérivée est :

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

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

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

Sa dérivée temporelle est :

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

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

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

K_1 : Gain positif ;

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

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

Ce qui implique

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

- **Etape 2**

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

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

D'où l'erreur de régulation

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

Sa dérivée est :

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

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

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

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2\dot{e}_2 \\ &= -K_1e_1 + e_2[f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned} \quad (\text{IV. 14})$$

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

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

Telle que :

$$f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 = -K_2e_2 \quad (\text{IV. 16})$$

K_2 : Gain positif.

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

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)} [-K_2e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_2(x_1, x_2)] \quad (\text{IV. 17})$$

Avec :

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{g_0(x_1)[-K_1e_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - [-K_1e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)]\dot{g}_0(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad (\text{IV. 18})$$

Un tel choix implique que :

$$\dot{V}_2 = -K_1e_1^2 - K_2e_2^2 \leq 0 \quad (\text{IV. 19})$$

- **Etape n**

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

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

D'où l'erreur de régulation :

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

Sa dérivée est :

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

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

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

Dont la dérivée est :

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

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la loi de commande pour le système entier.

Un bon choix doit satisfaire :

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

K_n : Gain positif.

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

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

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

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

La figure IV.2 montre le schéma de principe de contrôle par backstepping.

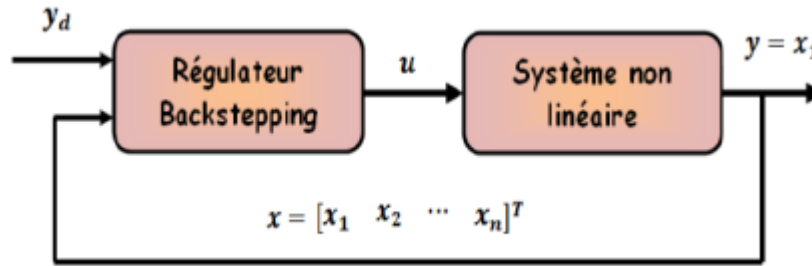


Figure IV.2. Schéma de principe du contrôle par backstepping [CHET19]

IV.2.3. 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 le régulateur de la vitesse PI classique dans la commande vectorielle de la machine et de le remplacer par un régulateur backstepping. L'objectif attendu est d'atteindre la convergence des erreurs vers zéros.

En mettant le système d'équation (III.32) sous forme d'état, on aura le système d'équation d'état suivant :

$$p\Omega_r = \frac{1}{J} \left[P \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_r^* - C_r - K_f \Omega_r \right] \quad (IV.28)$$

L'application du Backstepping à la commande de la machine sera :

D'abord consiste à identifier l'erreur e qui représente l'erreur entre la vitesse réelle ω_r et la vitesse de référence ω_r^* :

$$e = \omega_r^* - \omega_r \quad (IV.29)$$

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

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

La dérivé d'erreur est donnée par :

$$\dot{e} = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \dot{\varphi}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (IV.31)$$

La fonction de Lyapunov est :

$$V = \frac{1}{2} e^2 \quad (\text{IV. 32})$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e \dot{e} \\ &= e \left[\dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} i_{qs}^* \varphi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right] \end{aligned} \quad (\text{IV. 33})$$

Avec : $i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}$.

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

$$\dot{e} = -Ge \quad (\text{IV. 34})$$

Ce qui donne

$$\dot{V} = -Ge^2 \quad (\text{IV. 35})$$

Tel que :

$$\dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} i_{qs}^* \varphi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r = -Ge \quad (\text{IV. 36})$$

Avec : G un gain positif.

Pour rendre \dot{V} négative, on fait un choix convenable de la nouvelle entrée virtuelle i_{qs}^* de la façon suivante :

$$i_{qs}^* = \frac{J(L_r + L_m)}{P^2 L_m \varphi_r^*} \left[\dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r + Ge \right] \quad (\text{IV. 37})$$

On a à partir de l'équation (III.18) :

$$C_{em}^* = P \frac{L_m}{(L_m + L_r)} [i_{qs}^* \varphi_r^*] \quad (\text{IV. 38})$$

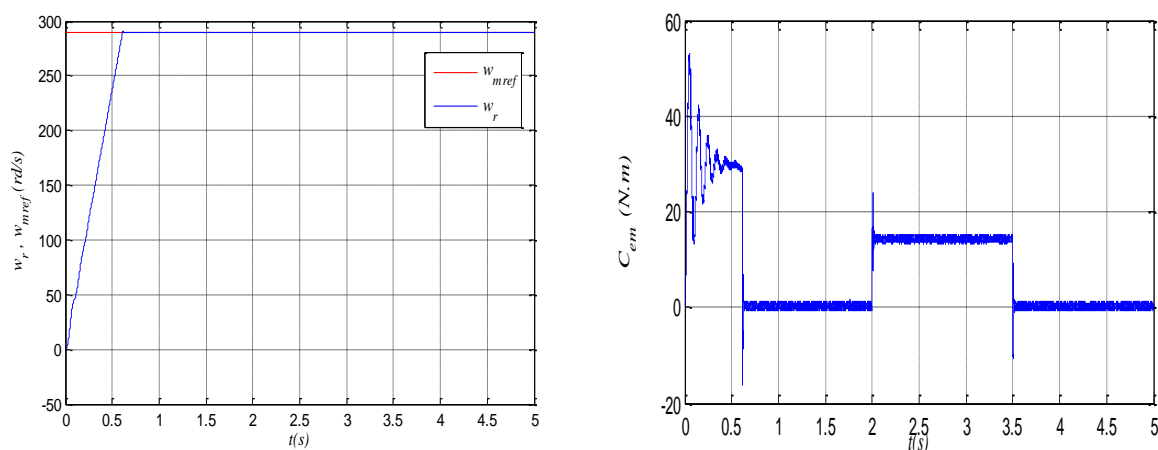
On remplace l'équation (IV. 37) dans (IV. 38) on trouve :

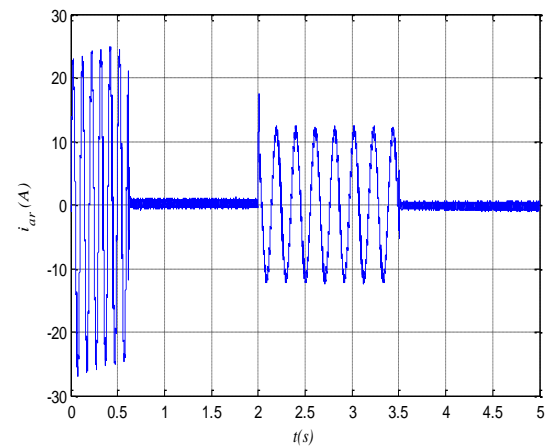
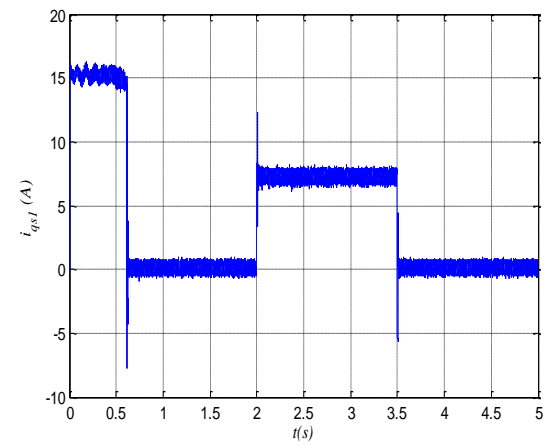
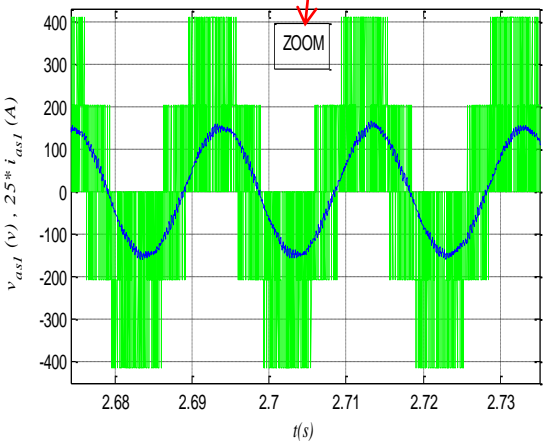
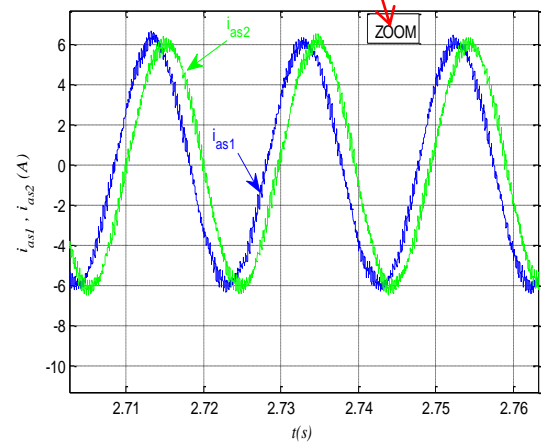
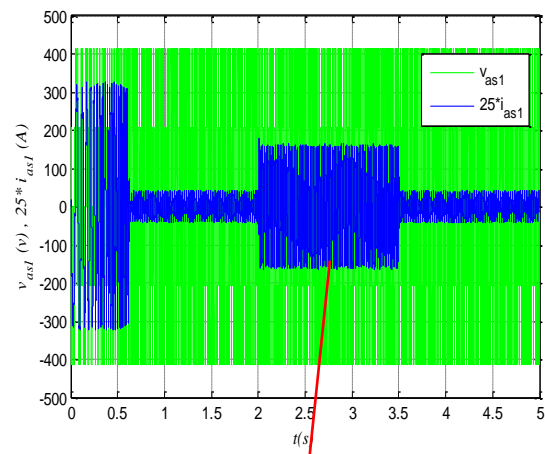
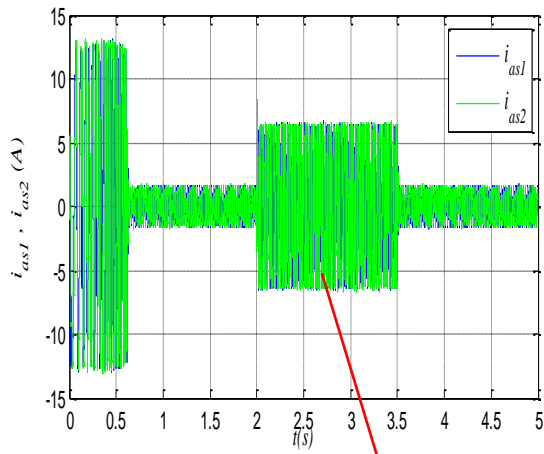
$$C_{em}^* = \frac{J}{P} \left[\dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r + Ge \right] \quad (\text{IV. 39})$$

IV.2.4. Simulation et interprétation des résultats

La figure IV.3 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode 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 $\omega_r^* = 290$ (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 $t = 0.61$ s) sans dépassement. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale de 52.85 (N.m) (à $t = 0.049$ s), puis il rejoint le régime permanent (à $t = 0.61$ s) sans dépassement. Au début, les courants statoriques i_{as1} et i_{as2} enregistrent une valeur maximale de 13.14 (A), par suite une diminution jusqu'à la stabilité dans la valeur 1 (A) (à $t = 0.61$ s). Le courant en quadrature, initialement atteint 16.30 (A), après il évolue identiquement au couple électromagnétique (voir les allures ci-dessous). Le courant rotorique est approximativement de 24.838 (A) pendant 0.42 s, puis il diminue pour se stabiliser à 0 (A) à $t = 0.61$ s. 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 (voir les allures ci-dessous).





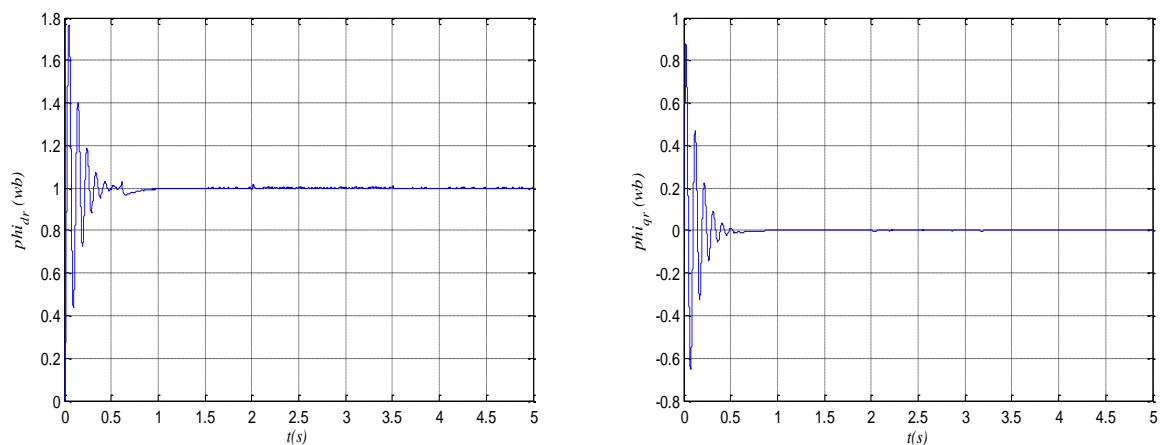


Figure IV.3. Evolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la commande backstepping, suivi de l'application de la charge $Cr = 14 \text{ N.m}$ entre l'intervalle du temps $[2, 3.5] \text{ s}$.

IV.2.5. Test d'inversion de vitesse

La figure IV.4 représente l'évolution des caractéristiques du MASDE avec la régulation de la vitesse par backstepping, suivi de l'inversion de la vitesse de 290 à -290 (rad/s) à partir de l'instant $t = 1.5 \text{ s}$. Cette figure montre clairement que :

Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse (de $t = 0 \text{ s}$ à 1.5 s), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment. Au-delà de $t = 1.5 \text{ s}$, la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative à $t = 2.73 \text{ s}$. Cela engendre, une augmentation au niveau du courant i_{as1} (A), et se stabilise à 2.73 s , pour redonner lieu à la forme du régime permanent. Le couple électromagnétique atteint -31.98 (N.m) au moment de l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de consigne négative -290 (rad/s) ; Le courant en quadrature i_{qs1} (A) progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique. Les allures des flux rotoriques suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse.

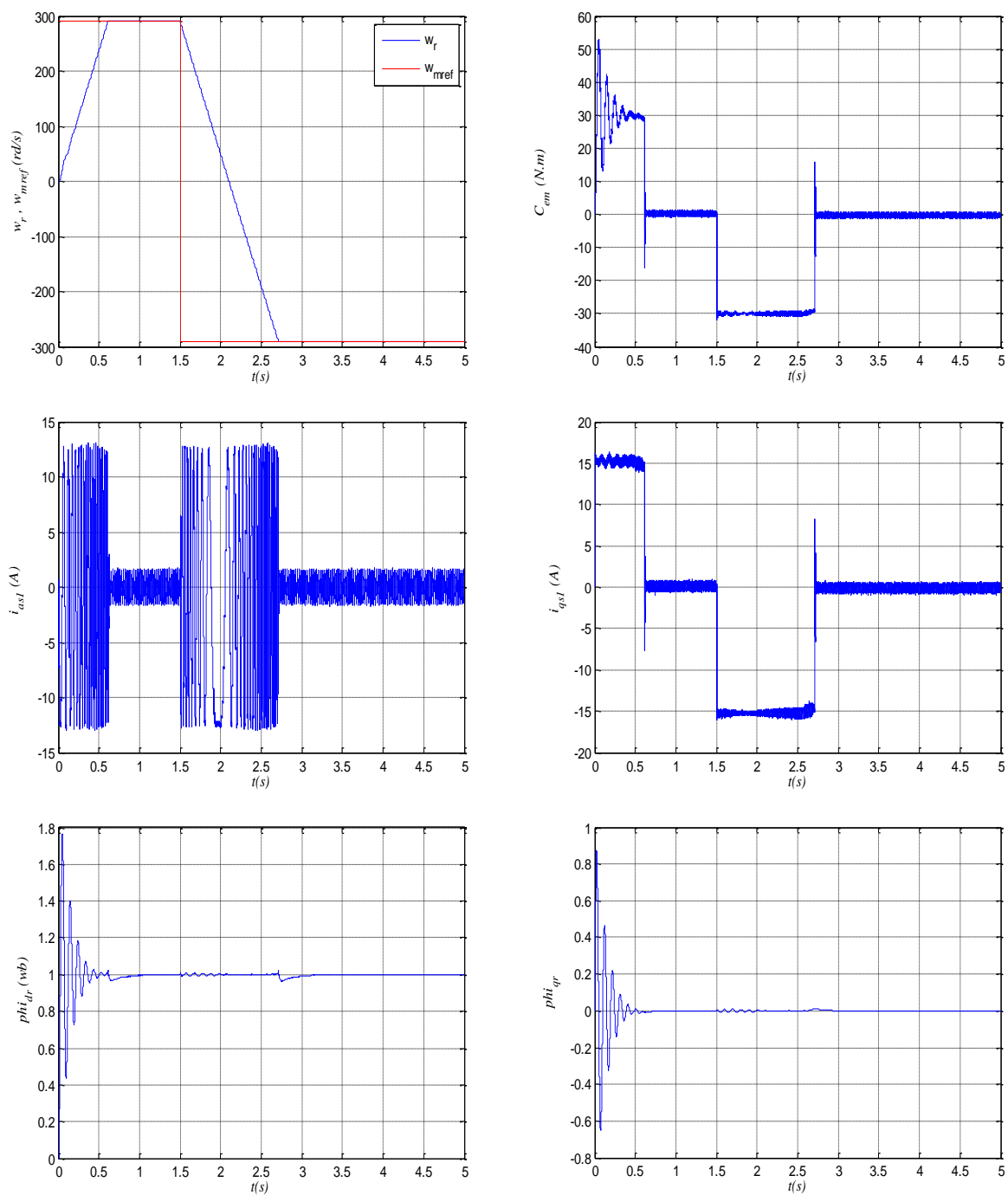


Figure IV.4. Régulation de la vitesse par la commande backstepping suivi de l'inversion de la vitesse de 290 à -290 (rad/s) à partir de $t = 1.5$ s.

IV.3. Commande par mode de glissement

IV.3.1. Principe de la commande par mode de glissement

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement. La commande de tels systèmes par mode de glissement a en général deux modes de fonctionnement (figure IV.5) :

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

Ainsi, la trajectoire de phase, partant d'une condition initiale quelconque, atteint la surface de commutation en un temps fini, (mode non glissant), puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant [CHER19].

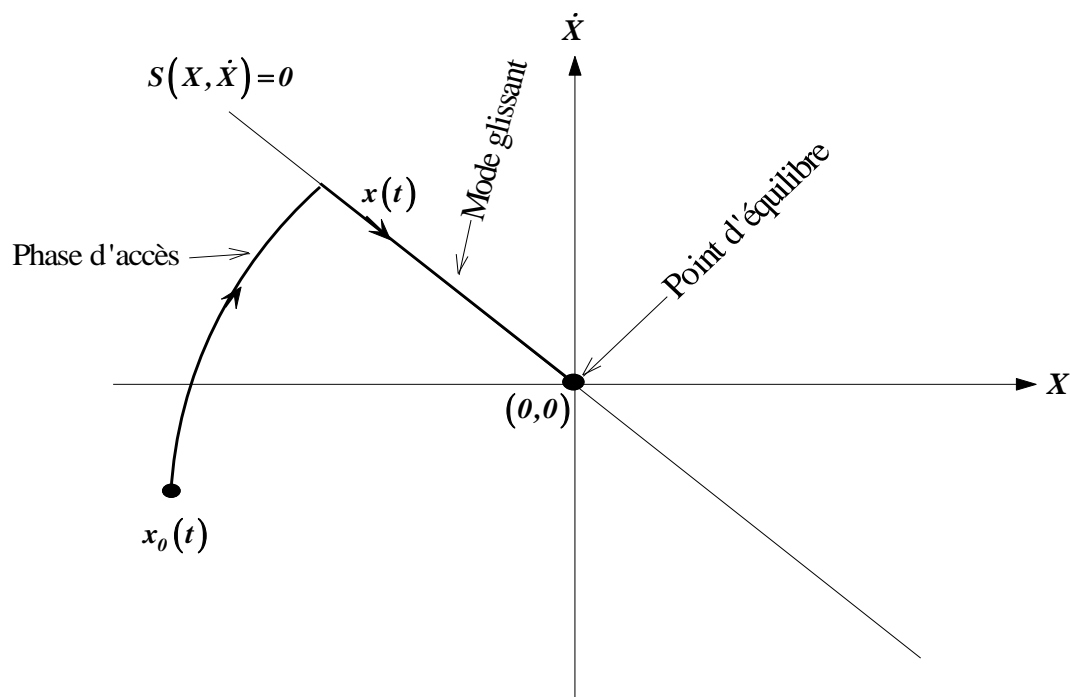


Figure IV.5. Mode de fonctionnement dans le plan de phase [CHER19]

IV.3.2. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [BER13] :

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

IV.3.2.1. Choix des surfaces de glissement

On considère le modèle d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{IV. 40})$$

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

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $[U]$. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x^* , plusieurs travaux proposent la forme générale suivante [BER13] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{IV. 41})$$

Avec :

λ : Gain positif ;

$e(x) = x^* - x$: Écart de la variable à réguler ;

r : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande, tel que : $\frac{\partial s}{\partial x} \neq 0$ assurant la contrôlabilité ;

$S(x)$: est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de la commande.

IV.3.2.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [AMI08]. On présente deux types d'approches qui sont :

- **Approche directe**

C'est la plus ancienne condition de convergence, elle est proposée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme :

$$S(x) pS(x) < 0 \quad (\text{IV. 42})$$

Dans cette condition, il faut introduire $S(x)$ pour *et* sa dérivé $pS(x)$, les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation, puisque $S(x)$ change de signe aux deux côtés de cette surface de commutation [KIY20].

- **Approche de Lyapunov**

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

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

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{IV. 43})$$

En dérivant cette dernière on obtient :

$$pV(x) = S(x) pS(x) \quad (\text{IV. 44})$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$S(x) pS(x) < 0 \quad (\text{IV. 45})$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [HAD20].

IV.3.2.3. Détermination de la loi de commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement [BER13].

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

$$U = U_{eq} + U_n \quad (IV.46)$$

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

La commande discrète U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [BER13].

Afin de mettre en évidence le développement précédant, on considère le système d'état (IV.40). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U .

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$pS(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} \quad (IV.47)$$

En remplaçant (IV.40) et (III.46) dans (III.47), on trouve :

$$pS(x) = \frac{\partial S}{\partial X} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} + \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n \quad (IV.48)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [A][X] \right\} \quad (\text{IV. 49})$$

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

$$\frac{\partial S}{\partial X} [B] \neq 0 \quad (\text{IV. 50})$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (IV.48), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$pS(x) = \frac{\partial S}{\partial X} [B] U_n \quad (\text{IV. 51})$$

Et la condition d'attractivité $S(x) pS(x) < 0$ devient :

$$pS(x) = \frac{\partial S}{\partial X} [B] U_n < 0 \quad (\text{IV. 52})$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial X} [B]$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign* (figure IV.6).

$$U_n = K_x \text{sign } S(x) \quad (\text{IV. 53})$$

Le signe de K_x doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial X} [B]$.

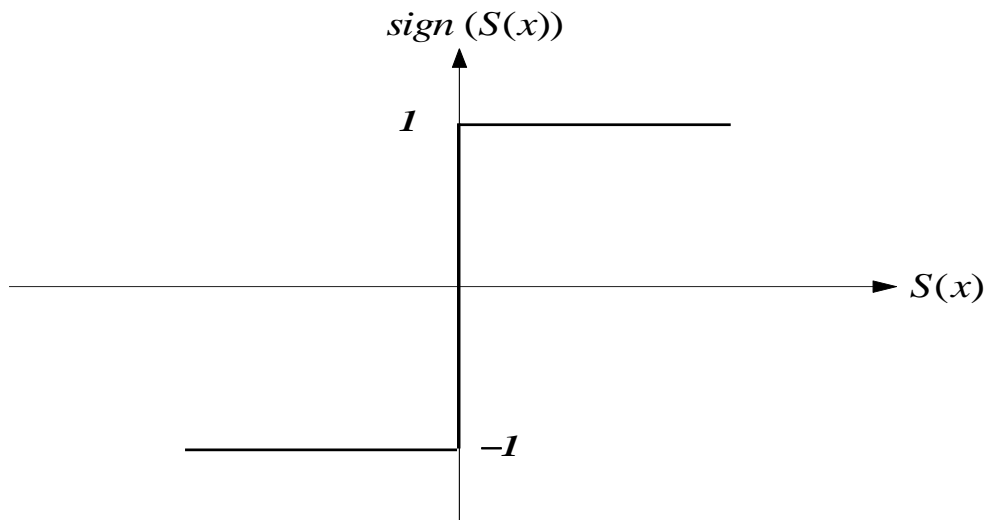


Figure IV.6. Fonction $sign$ (non linéarité tout ou rien) [AMI08].

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé broutement (ou chattering en anglais), qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes hautes fréquences. La figure IV.7 représente le phénomène broutement [AMI08].

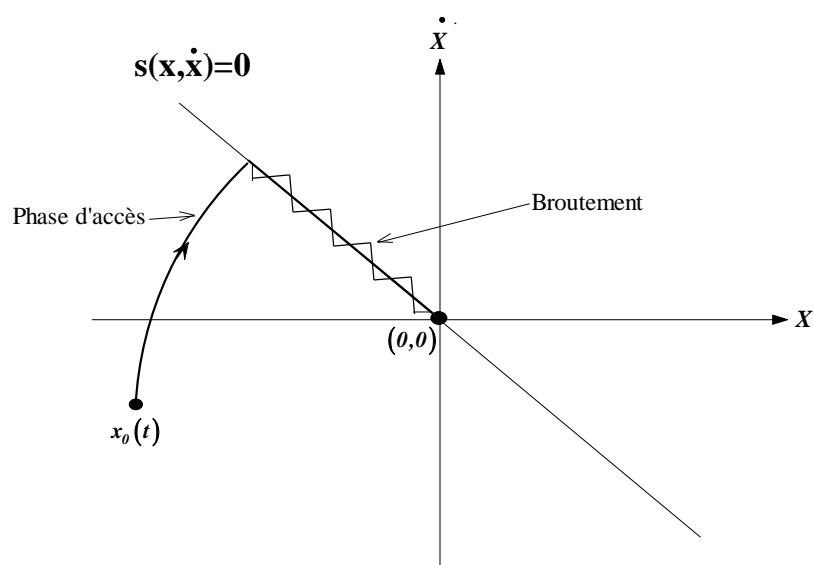


Figure IV.7. Phénomène de broutement [AMI08].

Néanmoins, le broutement peut être réduit (ou éliminé) en remplaçant la fonction $sign$ par une fonction de saturation adéquate qui filtre ces hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (figure IV.8).

$$\text{sat}(S(x)) = 1 \quad \text{si } S(x) > \varepsilon$$

$$\text{sat}(S(x)) = -1 \quad \text{si } S(x) < -\varepsilon$$

$$\text{sat}(S(x)) = \frac{S(x)}{\varepsilon} \quad \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon$$

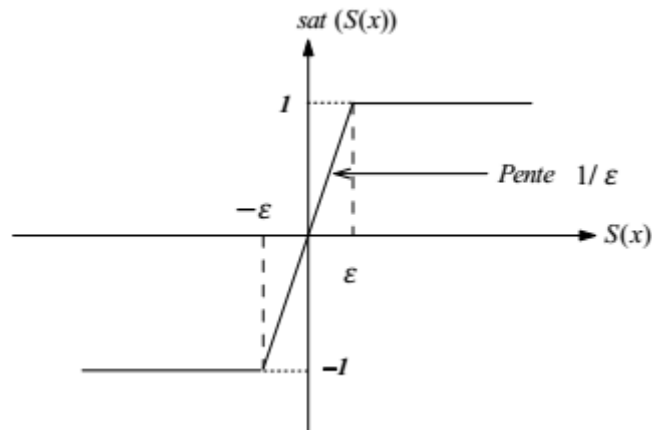


Figure IV.8. Fonction de saturation ($\varepsilon > 0$ et petit) [BER13].

Alors, on obtient la commande douce suivante :

$$U_n = \begin{cases} K_x \text{sign } S(x) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \\ \frac{K_x}{\varepsilon} \text{sign } S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{IV.54})$$

On peut aussi la remplacer par une fonction de classe C^1 . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (figure IV.9).

$$\text{smooth } S(x) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (\text{IV.55})$$

D'où, on aura la commande douce suivante :

$$U_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (\text{IV.56})$$

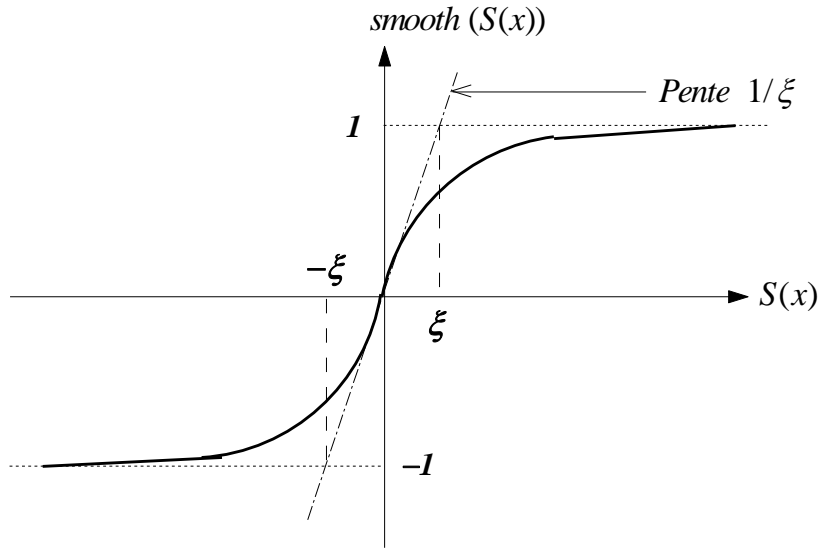


Figure IV.9. Fonction de classe C^1 ($\varepsilon > 0$ et petit) [BER13].

IV.3.3. Surface de régulation de la vitesse

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

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (\text{IV.57})$$

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

$$pS(\omega_r) = p\omega_r^* - p\omega_r \quad (\text{IV.58})$$

En posant $i_{qs1} + i_{qs2} = i_{qs}$ et en introduisant l'équation (IV.30) dans (IV.58), on aura :

$$pS(\omega_r) = p\omega_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} i_{qs} \varphi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (\text{IV.59})$$

A présent, en remplaçant le courant i_{qs} par le courant de commande $i_{qs}^* = i_{qeq} + i_{qn}$ dans l'équation (IV.59), on trouve :

$$pS(\omega_r) = p\omega_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \varphi_r^* i_{qeq} - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \varphi_r^* i_{qn} + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (\text{IV.60})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\omega_r) = 0$ et par conséquent $pS(\omega_r) = 0$ et $i_{qn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (IV.60) :

$$i_{qe q} = \frac{J}{P^2} \frac{L_r + L_m}{L_m \varphi_r^*} \left[p \omega_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right] \quad (IV. 61)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\omega_r) pS(\omega_r) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant (IV.61) dans (IV.60), on obtient :

$$pS(\omega_r) = -\frac{P^2}{J} \frac{L_m \varphi_r^*}{L_r + L_m} i_{qn} \quad (IV. 62)$$

On prend la commande douce suivante :

$$i_{qn} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \varepsilon_{\omega_r}} \quad (IV. 63)$$

IV.3.4. Application de la commande par mode de glissement sur le MASDE

L'application de réglage de la vitesse par mode glissant sur le MASDE associé à deux onduleurs MLI est illustrée par la figure IV.10.

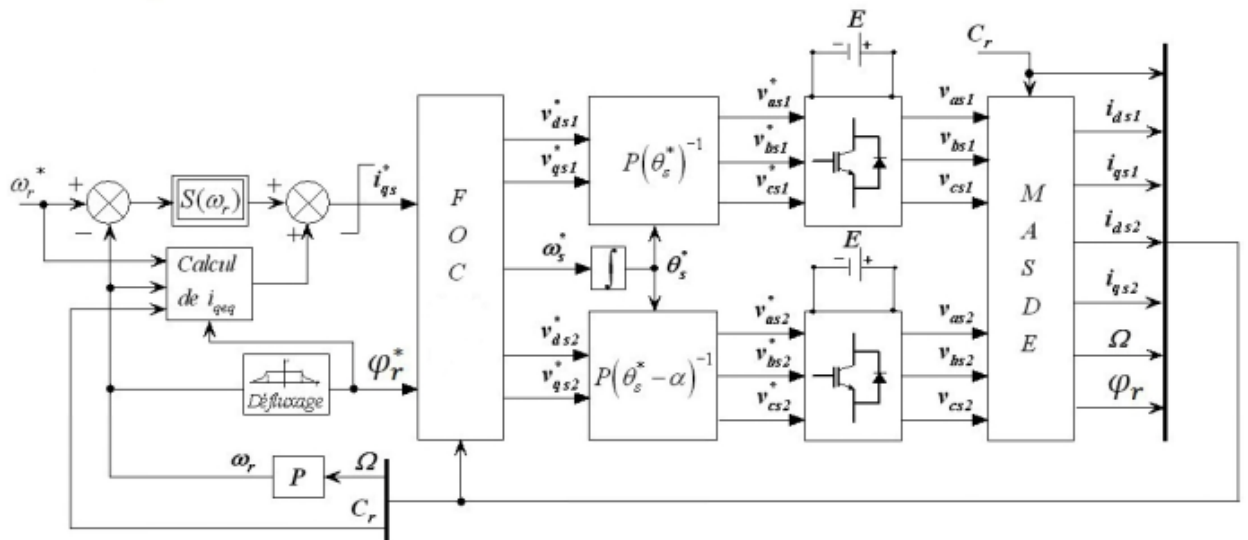
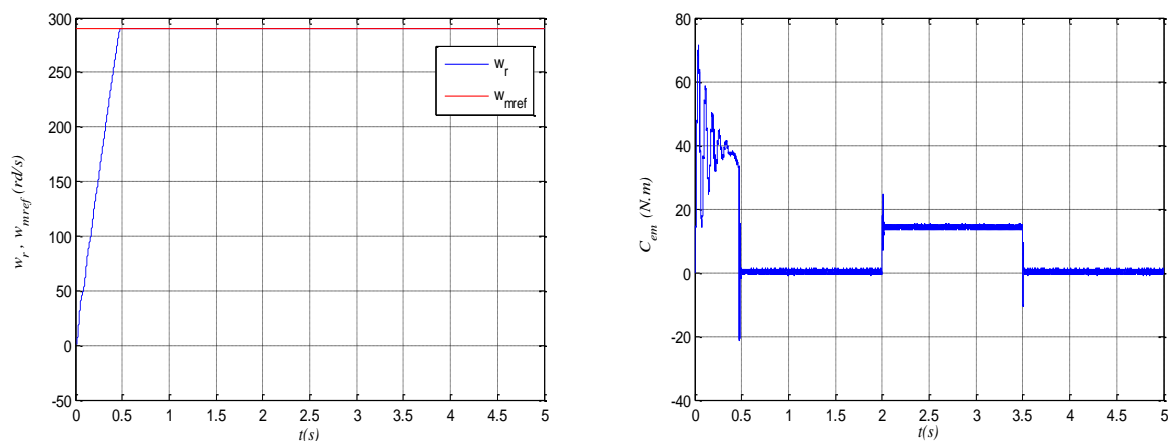


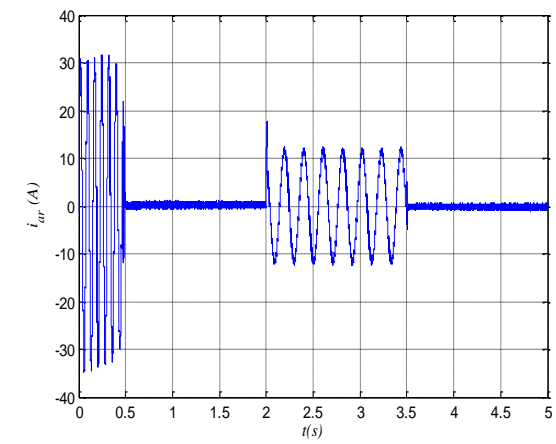
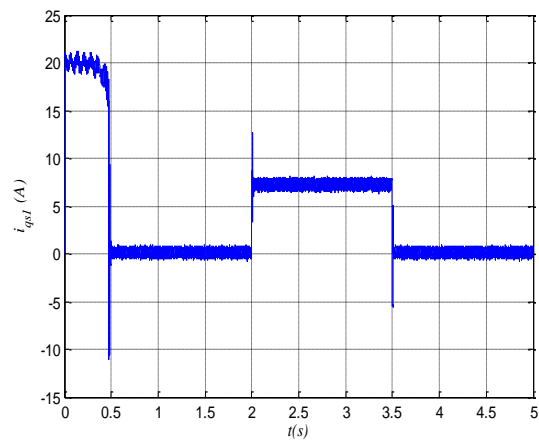
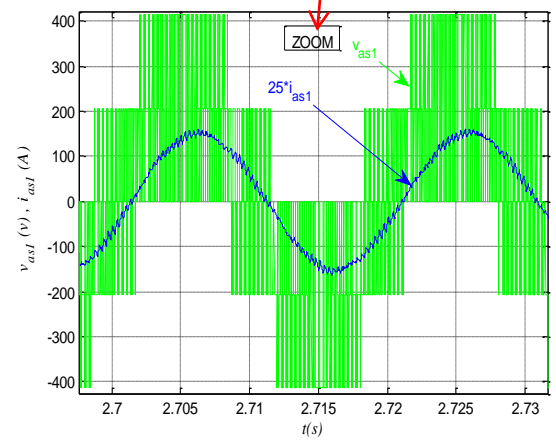
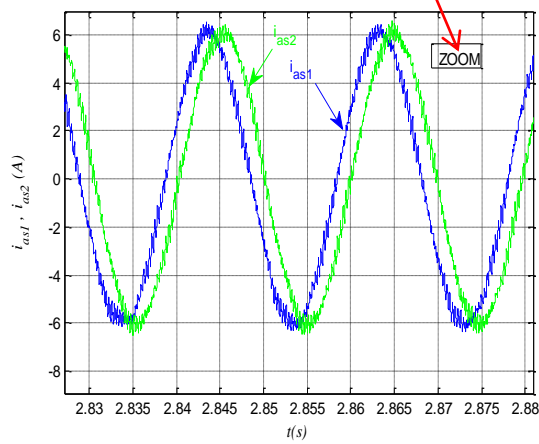
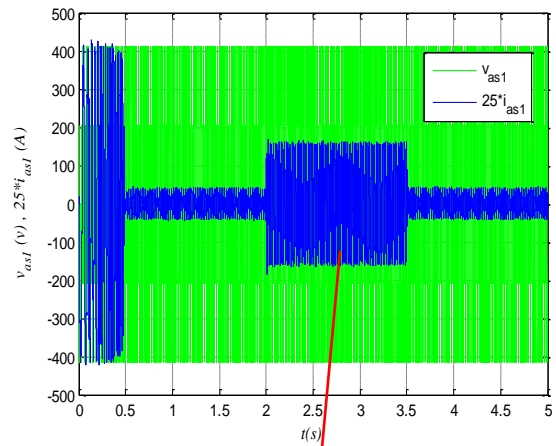
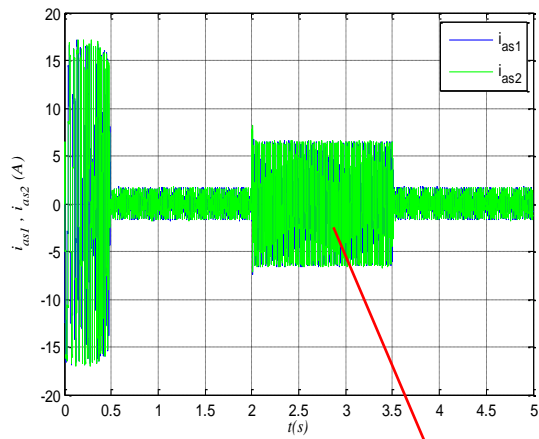
Figure IV.10. Schéma bloc de commande par mode de glissement de la MASDE alimenté par deux onduleurs MLI [BER13].

IV.3.5. Simulation et interprétation des résultats

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur de référence à $t = 0.5s$ sans dépassement. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale de $71.29N.m$ à $t = 0.038s$, puis il rejoint le régime permanent (à $t=0.52s$) sans dépassement). Le courant en quadrature, initialement atteint $21.195A$, après il évolue identiquement au couple électromagnétique. Au début, les courants statoriques $i_{as1} = i_{as2} \approx 17.13A$, c'est-à-dire ils présentent un courant d'appel d'environ 2.3 fois le courant nominal, par suite à $t = 0.5s$ ils diminuent et stabilise a une valeur $i_{as1} = i_{as2} = 1.70A$ en valeur absolu.). Le courant rotorique I_{ar} atteint approximativement 31.63 (A) pendant le régime transitoire, puis il diminue pour se stabiliser à $0A$ à $t = 0.5s$. Les flux rotoriques selon (d, q) présentent au démarrage des pics pendant une fraction de seconde oscillant aux alentours de leurs consignes, ensuite ils se stabilisent à $t = 1s$ et poursuivent leurs parcours selon leurs références.

L'application de la charge $C_r=14N.m$ pendant l'intervalle de temps $t = [2, 3.5]$ s, engendre des augmentations aux niveaux, du couple électromagnétique, des courants statoriques et du courant rotorique, qui se stabilisent respectivement à $C_{em}=15N.m$, $i_{as1} = i_{as2} = 6.5A$, $i_{qs1} = 8A$ et $i_{ar} = 12A$. La vitesse et les flux rotoriques demeurent fixes en poursuivant leurs consignes. La tension ($v_{as1}(V)$) et le courant $i_{as1}(A)$ sont presque en phase et de même signe, ce qui veut dire que la puissance est de signe positif, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive de la source, nécessaire pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation, ce qui se traduit encore par le déphasage en arrière (effet inductif) du courant par rapport à la tension. Par contre, 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 (avant de l'application de la charge).





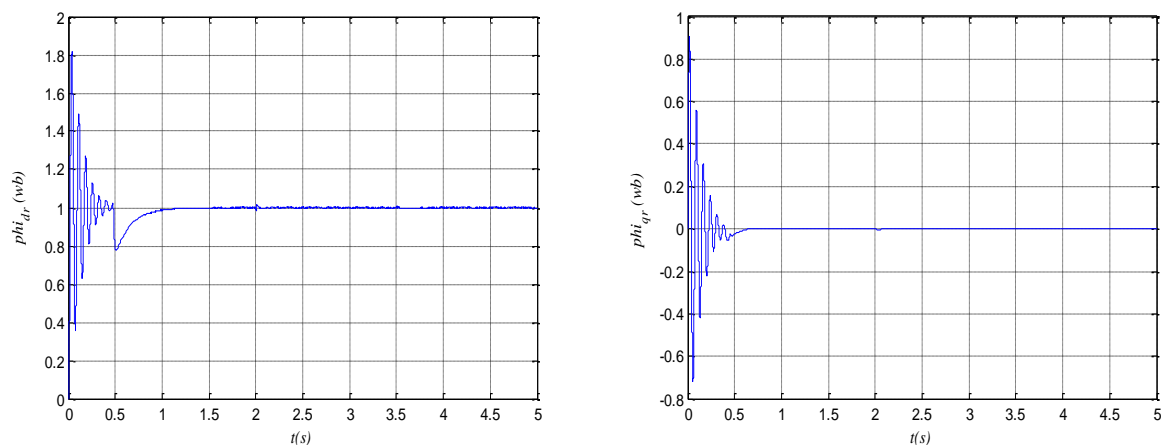


Figure IV.11. Evolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse avec la commande par mode de glissement, suivi de l'application de la charge $Cr = 14 \text{ N.m}$ entre l'intervalle du temps $[2, 3.5] \text{ s}$.

IV.3.6. Test d'inversion de vitesse

La figure IV.12 représente l'évolution des caractéristiques du MASDE avec la régulation de la vitesse par mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de 290 à -290 (rad/s) à partir de l'instant $t = 1.5 \text{ s}$. Cette figure montre clairement que :

Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse (de $t = 0 \text{ s}$ à 1.5 s), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment.

Au-delà de $t = 1.5 \text{ s}$, la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative à $t = 3.54 \text{ s}$ sans aucun dépassement. Cela engendre, une augmentation au niveau du courant $i_{as1} \text{ (A)}$ d'une grandeur égale à celle enregistrée durant le démarrage, qui se stabilise à 2.46 s , pour redonner lieu à la forme du régime permanent; le couple électromagnétique atteint approximativement -41 N.m au moment de l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de consigne négative (-290 rd/s); le courant quadratique $i_{qs1} \text{ (A)}$ progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique; les courbes des flux rotoriques observent une légère variation pendant l'inversion de la vitesse.

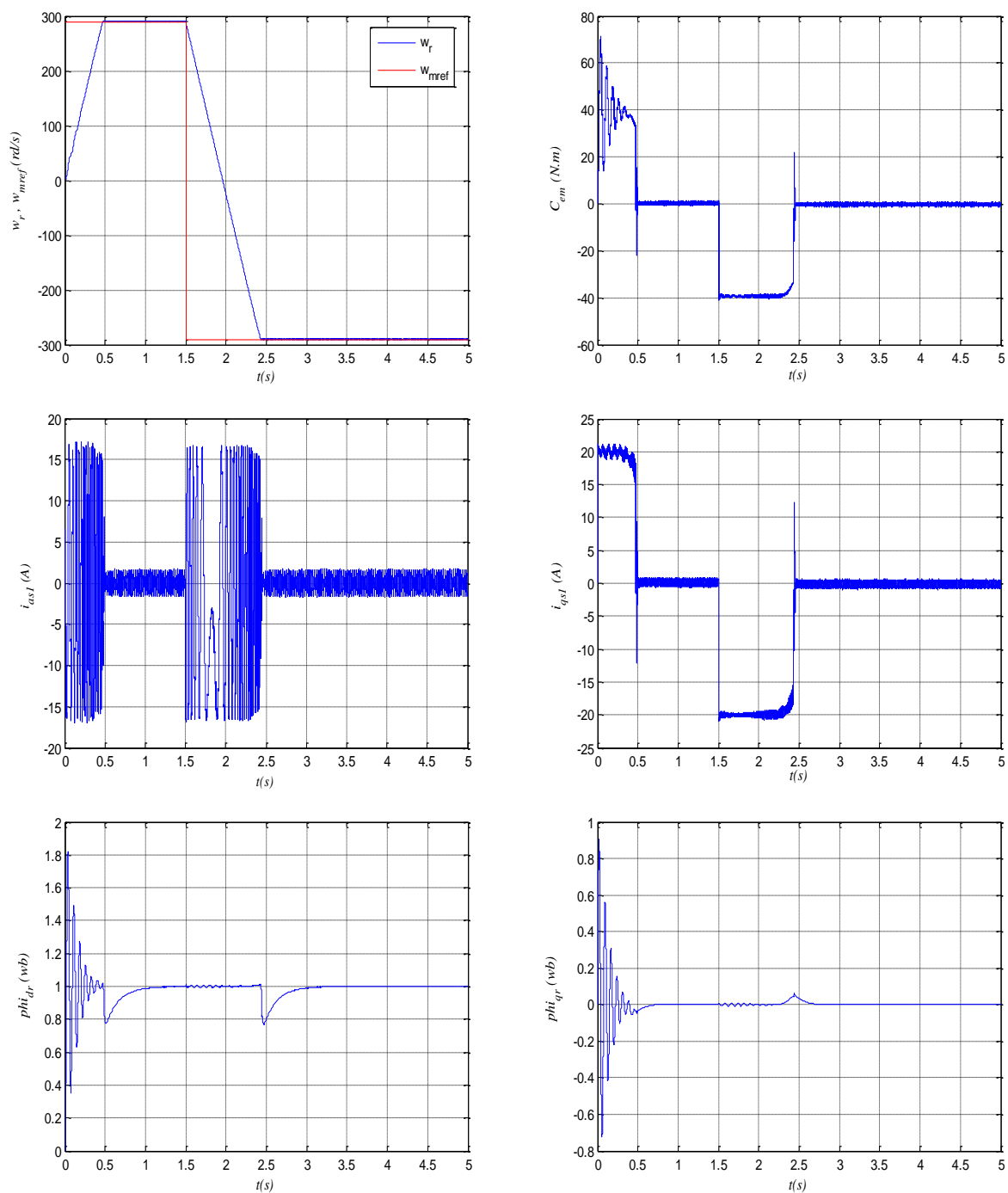


Figure IV.12. Régulation de la vitesse avec la commande par mode de glissement suivi de l'inversion de la vitesse de 290 à -290 (rad/s) à partir de $t = 1.5$ s

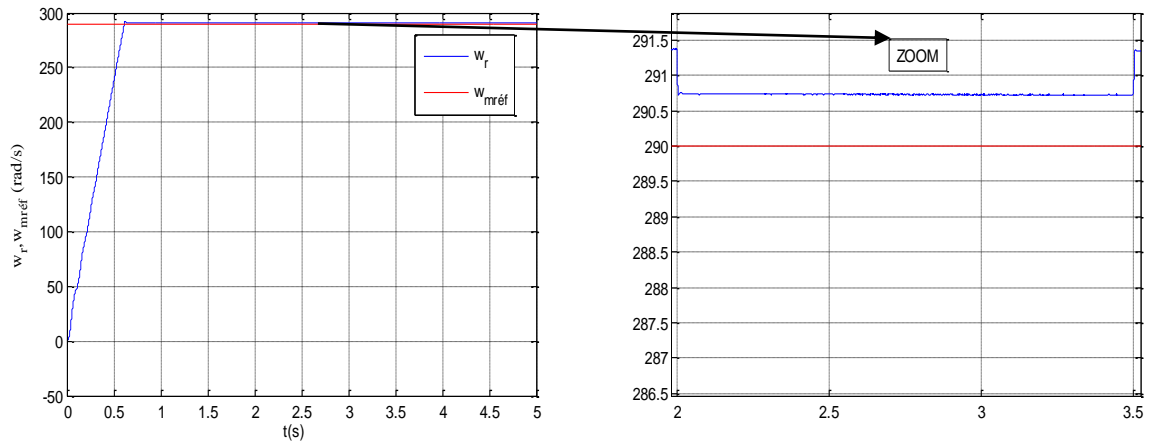
IV.3.7. Etude comparative

Les résultats de simulation obtenus précédemment par régulateur PI, par régulateur backstepping (CB) et par régulateur mode de glissement (CMG) appliqué à la régulation de la vitesse nécessitent une étude comparative pour connaître la commande préférée en termes de stabilité, précision et rapidité.

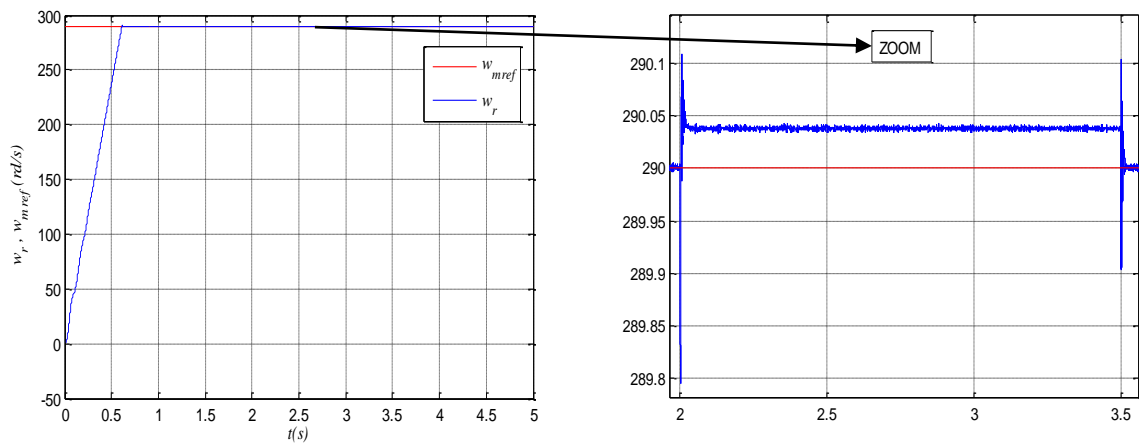
- **Comparaison au niveau de fonctionnement en charge de la MASDE**
- **Interprétation des résultats de comparaison**

La figure IV.13 représente le démarrage à vide de la MASDE suivi de l'application de la charge à l'instant $t=2s$ de $14N.m$ qu'on annule à l'instant $t=3.5s$ pour les trois régulateurs PI, CB et CMG. On constate qu'avec les régulateurs PI classique appliqué aux boucles de régulation des courants statoriques et de la vitesse, le régime transitoire est plus pulsatoire et le temps de réponse est égale à $0.61s$, quand on change le régulateur de vitesse par un régulateur backstepping, on voit que le régime transitoire est moins pulsatoire et le temps de réponse est presque le même $t = 0.61s$, par contre la régulation de vitesse par mode de glissement présente beaucoup moins de pulsation pendant le régime transitoire avec un temps de réponse supérieur qui est égale à $0.5s$. Durant le régime permanent, le régulateur par mode de glissement a une meilleure régulation pour la vitesse en termes de stabilité et de précision, on peut observer à l'introduction du couple de charge que la chute d'amplitude de vitesse du régulateur PI est supérieure à la chute de la commande par mode de glissement et à la chute par backstepping. Pour le couple, on remarque qu'il atteint sa valeur maximale de $52.8N.m$ à $t=0.049s$ pour les régulateur PI et par backstepping et il atteint $71.29N.m$ à $t=0.038s$ pour le régulateur mode de glissement. Les flux rotoriques progressent d'une manière analogue à celle du couple pendant le régime transitoire, toutefois ils se stabilisent et évoluent selon leurs consignes durant le régime permanent à $1wb$ pour φ_{dr} et 0 pour φ_{qr} , on remarque aussi sur leurs allures de légères perturbations. Concernant les courbes des courants statorique, au début, ils enregistrent une valeur maximale de 13.14 pour les deux régulateurs PI et backstepping et une valeur de 17.13 pour le régulateur CMG, on peut constater que les courants de toutes les techniques sont parfaitement sinusoïdaux avec des ondulations.

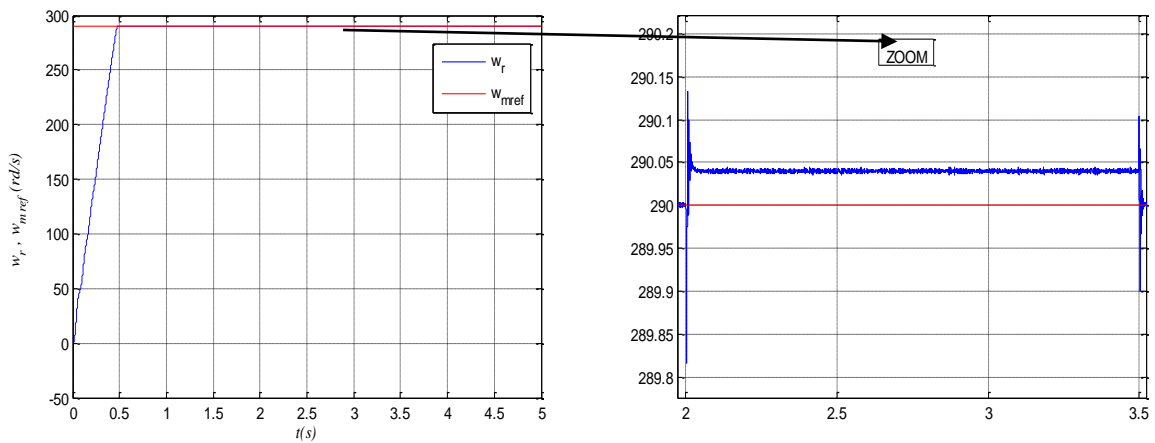
CVI



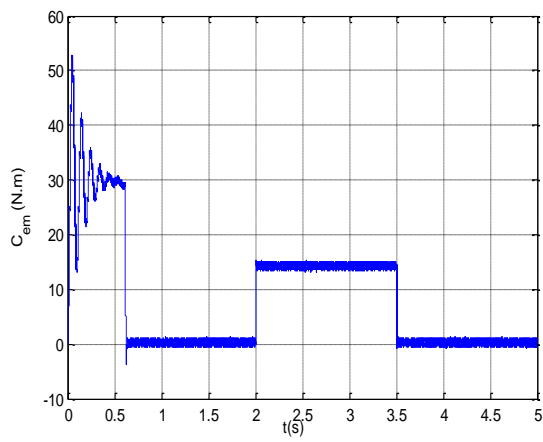
CB



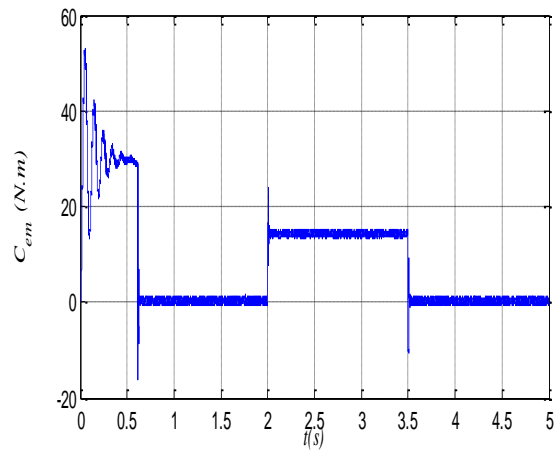
CMG



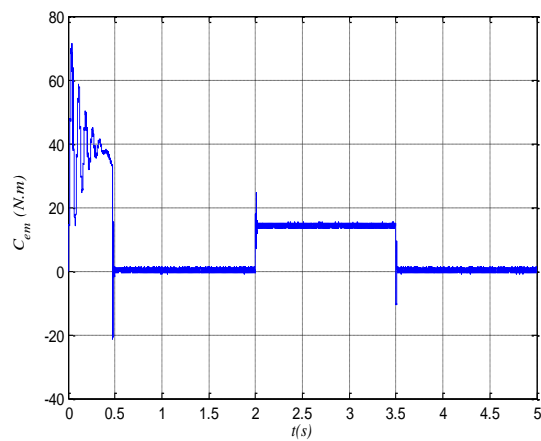
CVI



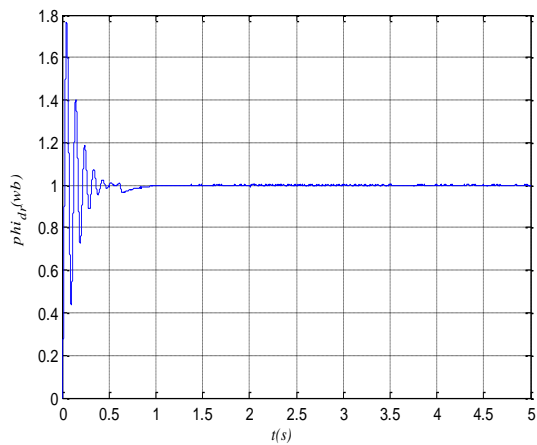
CB



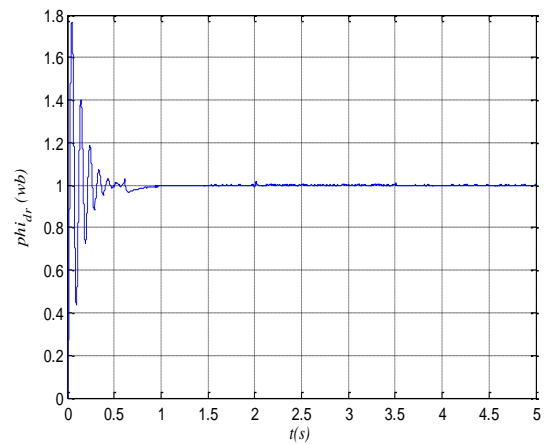
CMG



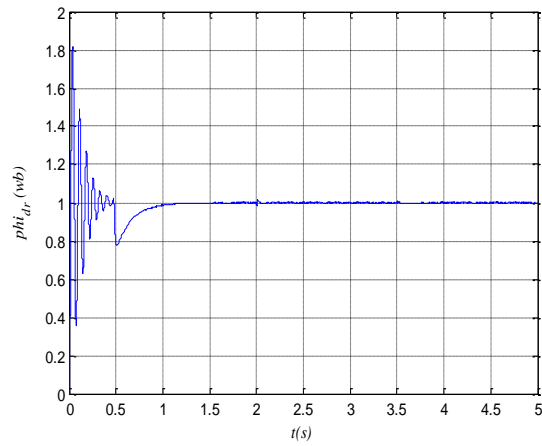
CVI



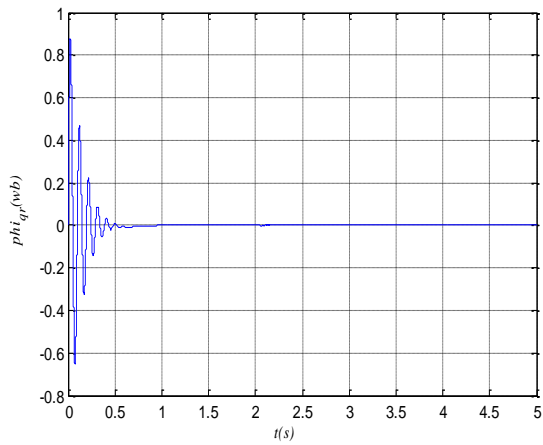
CB



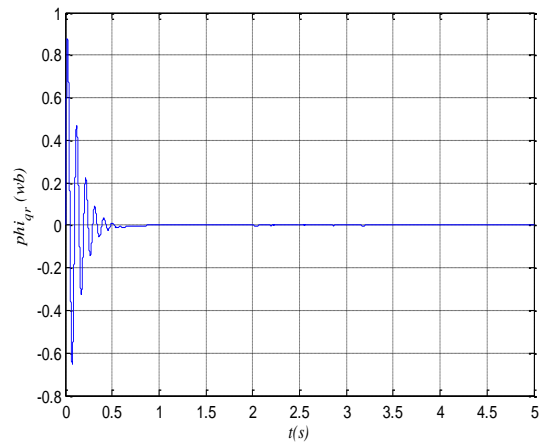
CMG



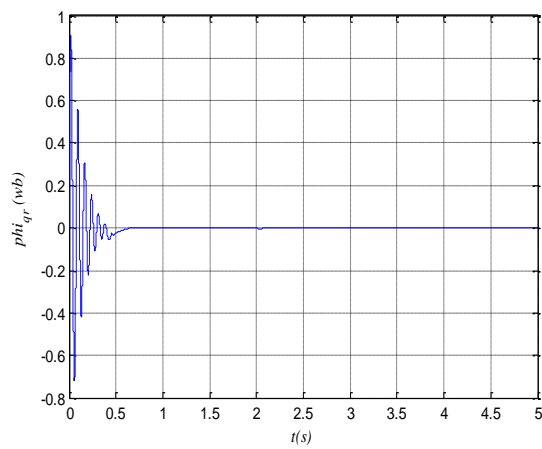
CVI



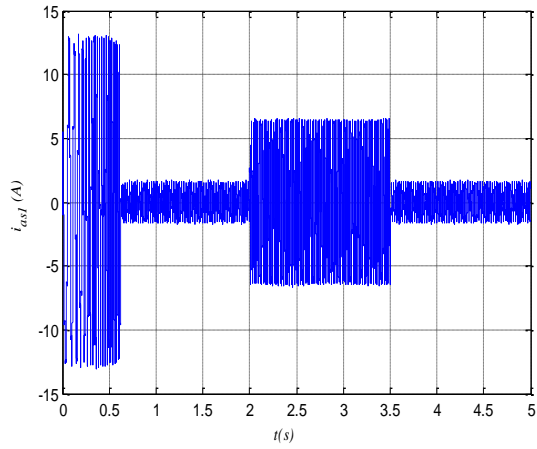
CB



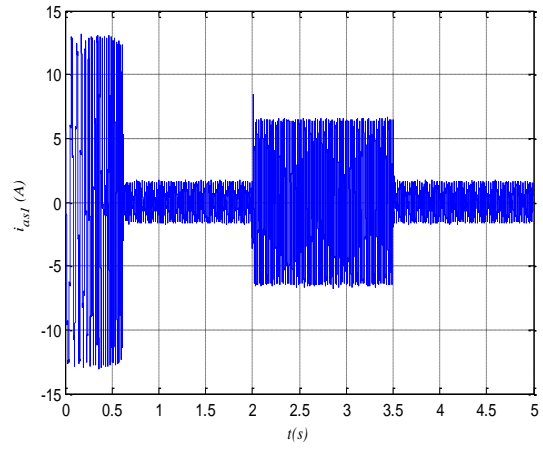
CMG



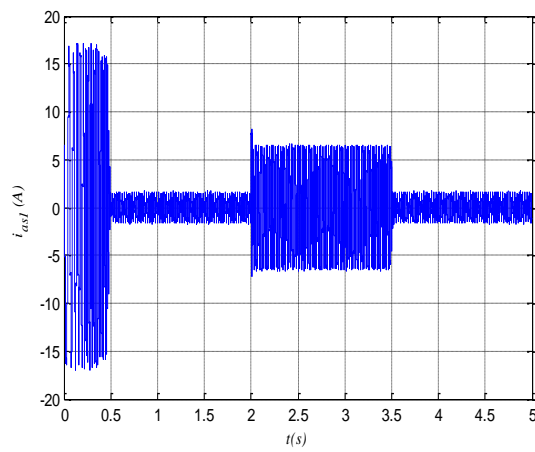
CVI



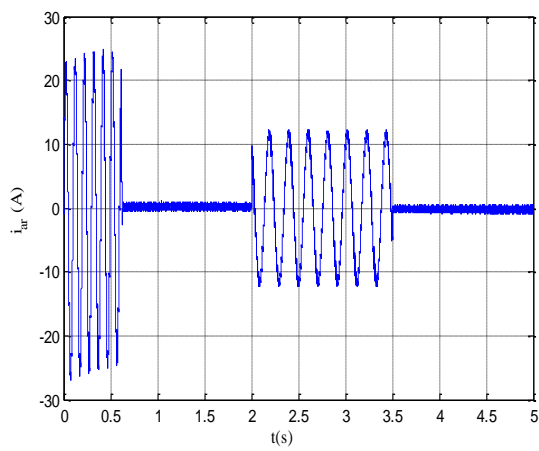
CB



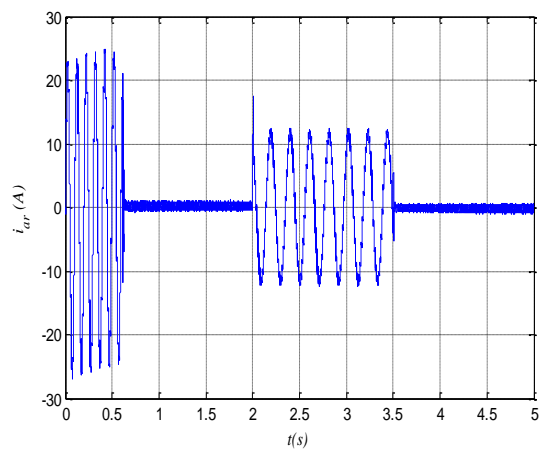
CMG



CVI



CB



CMG

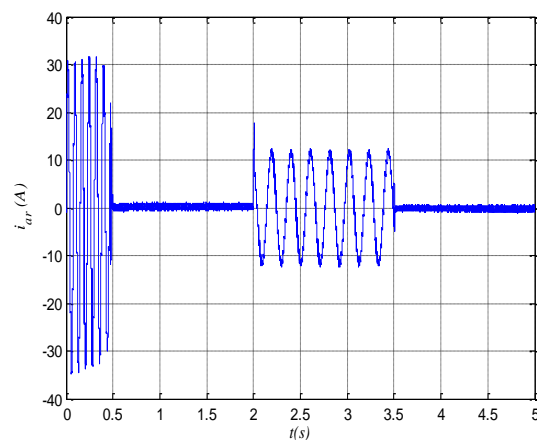


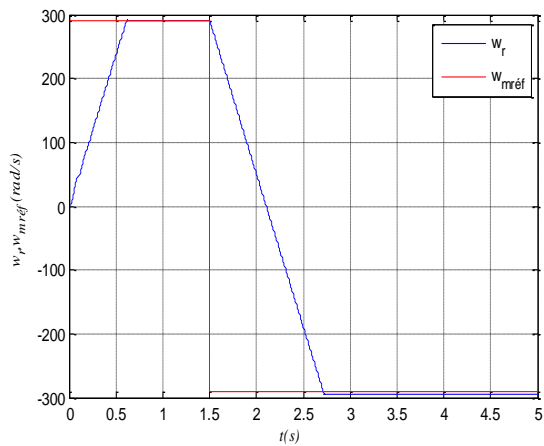
Figure IV.13. Evolution des caractéristiques de la MASDE par la CVI, par la CB et par CMG durant l'application de C_r de 14 (N.m) entre 2 et 3.5 s.

➤ **Comparaison au niveau de l'inversion de vitesse**

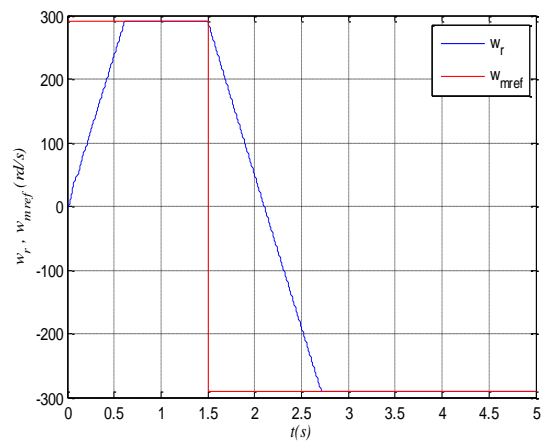
La figure IV.14 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE après inversion de la vitesse de 290 rad/s à -290 rad/s à l'instant 1.5 s pour les trois régulateurs PI, CMG et CB. On remarque que la vitesse atteint sa consigne positive pendant la même durée de l'essai précédent pour les trois cas. A partir de 1.5 s la vitesse s'inverse et diminue d'une façon linéaire pour les trois commandes, après la vitesse atteint sa consigne négative à $t = 2.73s$ pour la CB, $t=3.54s$ pour la CMG de $t = 2.73s$ pour la CVI à PI.

L'inversion du sens de rotation conduit à un couple négatif d'environ -30N.m pour la CVI,-32N.m pour la CB et -41N.m pour la CMG. Le courant i_{qs1} a la même allure que celle du couple électromagnétique ; il a une valeur négative d'environ 15A pour la CVI à PI, 15A pour la CB et 20A pour CMG. Lors du changement de sens de rotation, le courant statorique i_{as1} augmente et se stabilise à 2.73 s pour le PI, 2.73 s pour la CB et 2.50 s pour la CMG. Les composants du flux rotorique suivent les valeurs imposées en régime établi ; φ_{dr} suit la valeur 1Wb, φ_{qr} suit la valeur 0Wb.

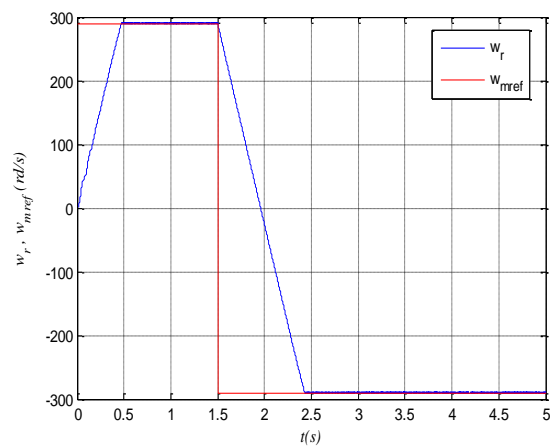
CVI



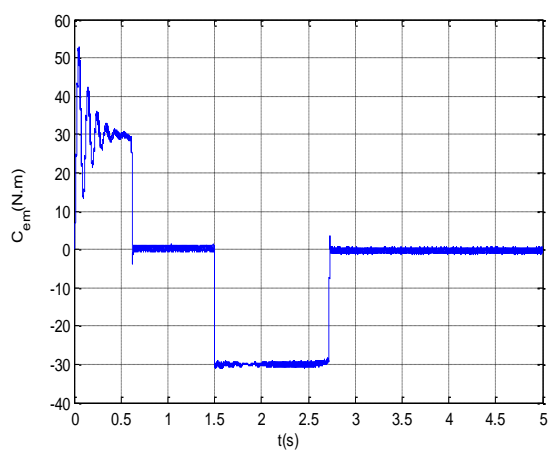
CB



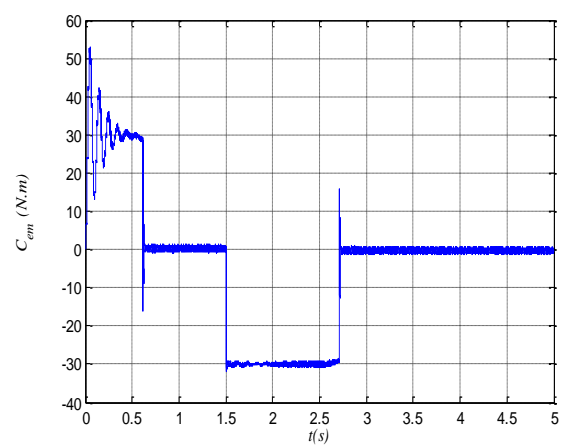
CMG



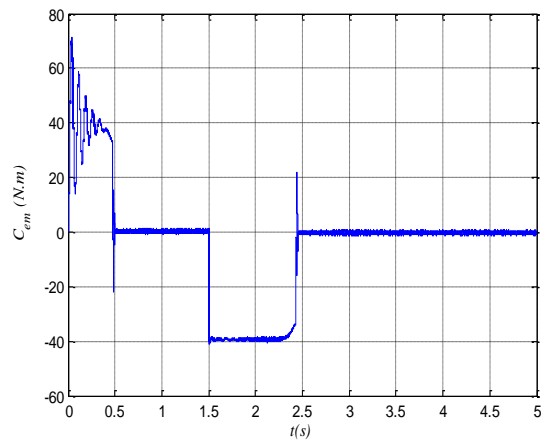
CVI



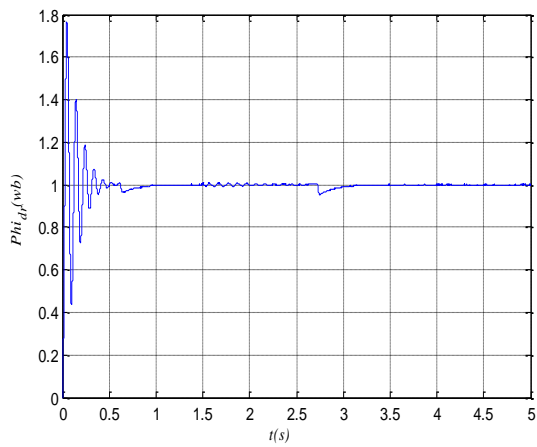
CB



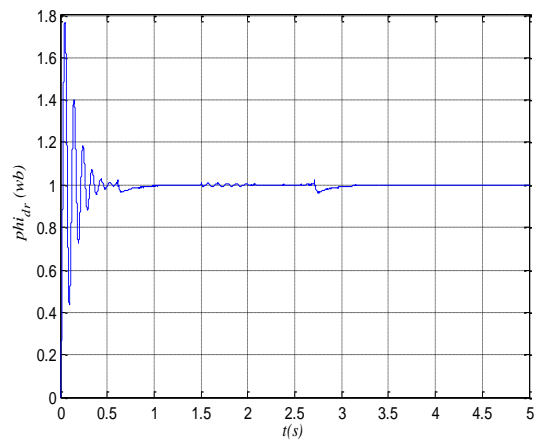
CMG



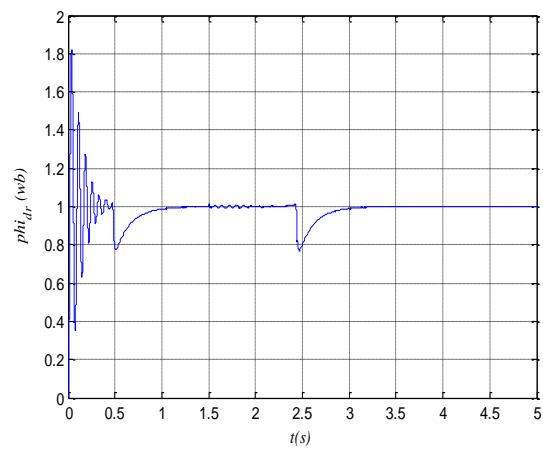
CVI



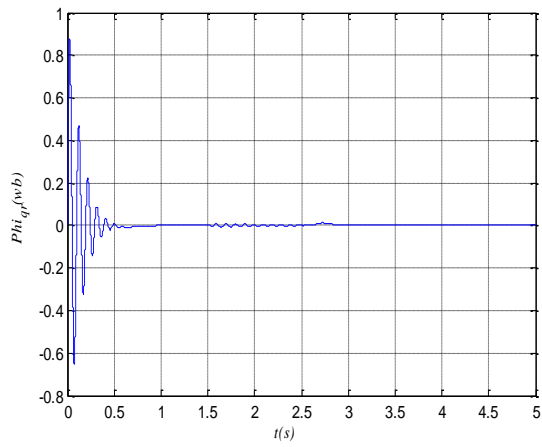
CB



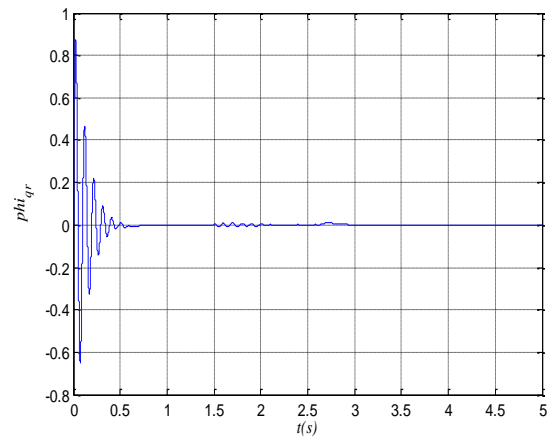
CMG



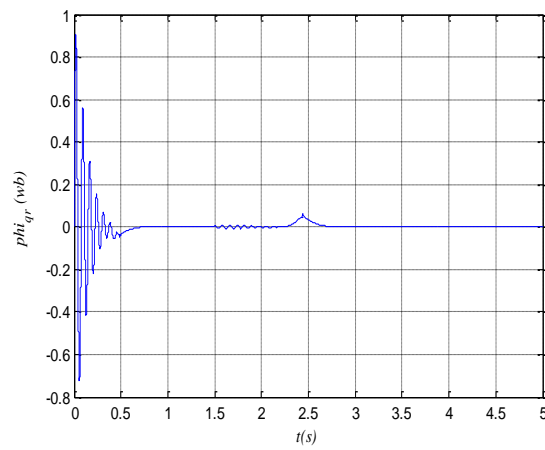
CVI



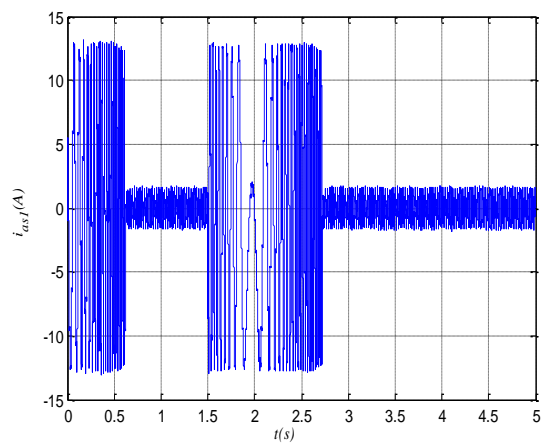
CB



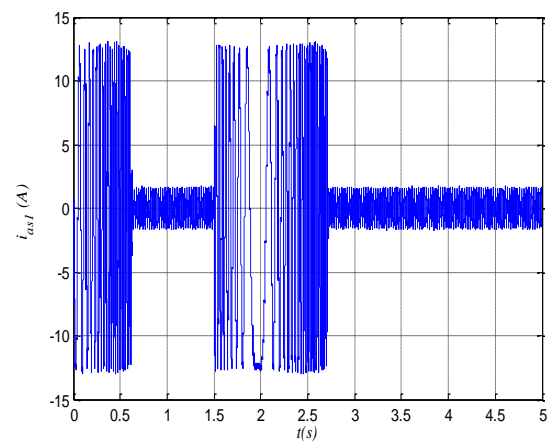
CMG



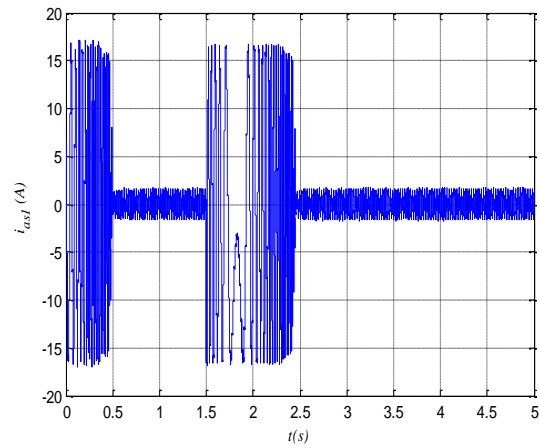
CVI



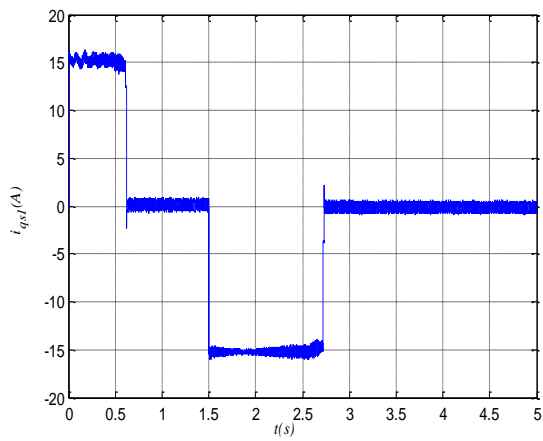
CB



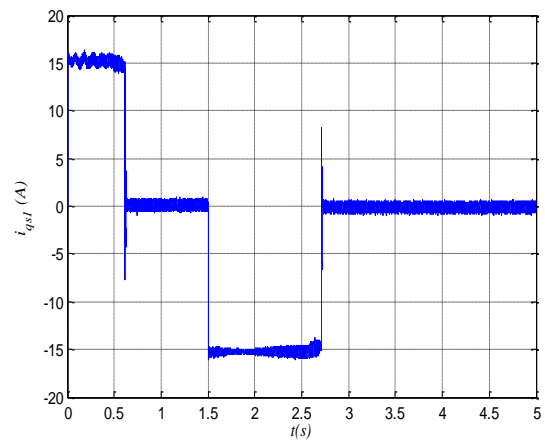
CMG



CVI



CB



CMG

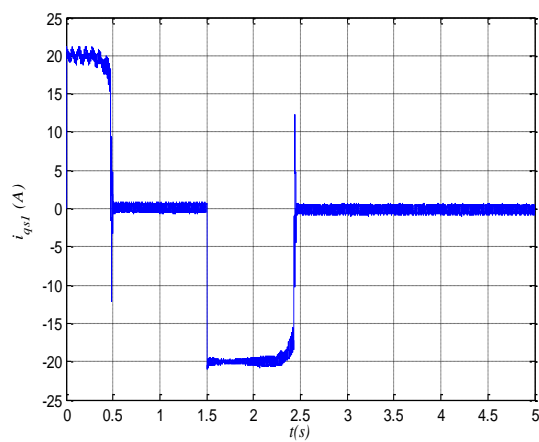


Figure IV.14. Evolution des caractéristiques de la MASDE par la CVI, par la CB et par CMG durant l'inversion de la vitesse de 290 à -290 (rad/s) à partir de t=1.5s.

IV.4. Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par backstepping et de la commande par mode de glissement sur la MASDE, l'objectif principal étant la régulation de vitesse. Dans ce contexte, la conception nécessaire de ces deux commandes a été définie. Nous les avons appliqués ensuite à MASDE, et enfin des résultats de simulation sont présentés et commentés.

Des tests d'inversion de vitesse pour les deux régulateurs ont été appliqués à la machine. Les résultats de simulation obtenus montrent que la vitesse est bien suivie.

L'étude comparative de la commande vectorielle indirecte régulateur PI et régulateur par backstepping et régulateur en mode de glissement ont montrés que les deux commandes étudiées sont plus performantes en termes de régulation de vitesse (stabilité, rapidité et précision).

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail effectué dans ce mémoire propose deux techniques de commande non linéaire robuste pour la commande de vitesse de la MASDE, dont la première technique est la commande par backstepping et la deuxième technique est la commande par mode de glissement, dans ce contexte, notre travail était partagé en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous avons entamé un rappel sur les machines multiphasées, puis nous nous sommes intéressés à la machine asynchrone double étoile afin de présenter sommairement son principe fondamental et ces caractéristiques.

Le second chapitre est consacré à la modélisation de la MASDE et de son alimentation. Pour cela, on a commencé par la simulation de la machine alimentée directement par deux sources triphasées équilibrées, puis par deux onduleurs à deux niveaux à commande MLI. En effet, les résultats de simulation obtenus dans les deux cas ont montré clairement le fort couplage entre le flux et le couple. Cela, nous a conduit à introduire dans le chapitre suivant une commande de découplage. Il s'agit de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (CVI).

Dans le troisième chapitre, un aperçu sur le principe de la commande vectorielle ainsi qu'un rappel sur la commande indirecte. Par la suite, nous avons passé tout d'abord à l'application de cette méthode. Nous avons ensuite effectué le teste d'inversion de vitesse dans le but de mieux mettre en évidence leurs caractéristiques sur la MASDE. Après avoir présenté une simulation du système et son contrôle, 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 des techniques de commande non linéaires qui sont moins sensibles et robustes, nommées commande par backstepping et par mode de glissement. Les résultats obtenus ont montré que ces types de contrôle apportent des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI pour la vitesse en termes de stabilité et de précision et un temps de réponse rapide.

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, telles que : la commande adaptative, les réseaux de neurones, commande par logique floue ;
- D'utiliser des onduleurs multi-niveaux ou des convertisseurs matriciels pour l'alimentation de la machine ;
- Etude de la MASDE en régime dégradé ;
- 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 des techniques présentées dans ce mémoire sur d'autres systèmes comme les véhicules électriques, la traction ferroviaire.

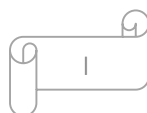
Annexe

Annexe

Paramètres de la machine

Puissance nominale	$P_n = 4.5 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
Fréquence	$f = 50 \text{ Hz}$
Résistance d'une phase statorique (étoile 1 et 2)	$R_{s1} = R_{s2} = 3.72 \text{ } \Omega$
Résistance d'une phase rotorique	$R_r = 2.12 \text{ } \Omega$
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	$L_m = 0.3672 \text{ } \Omega$
Nombre de paires de pôles	$P = 1$
Moment d'inertie	$J = 0.0625 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001 \text{ N.m.s/rd}$
Vitesse de référence	$N_{réf} = 2500 \text{ tr/mn}$

Tableau A.1. Paramètres de la machine



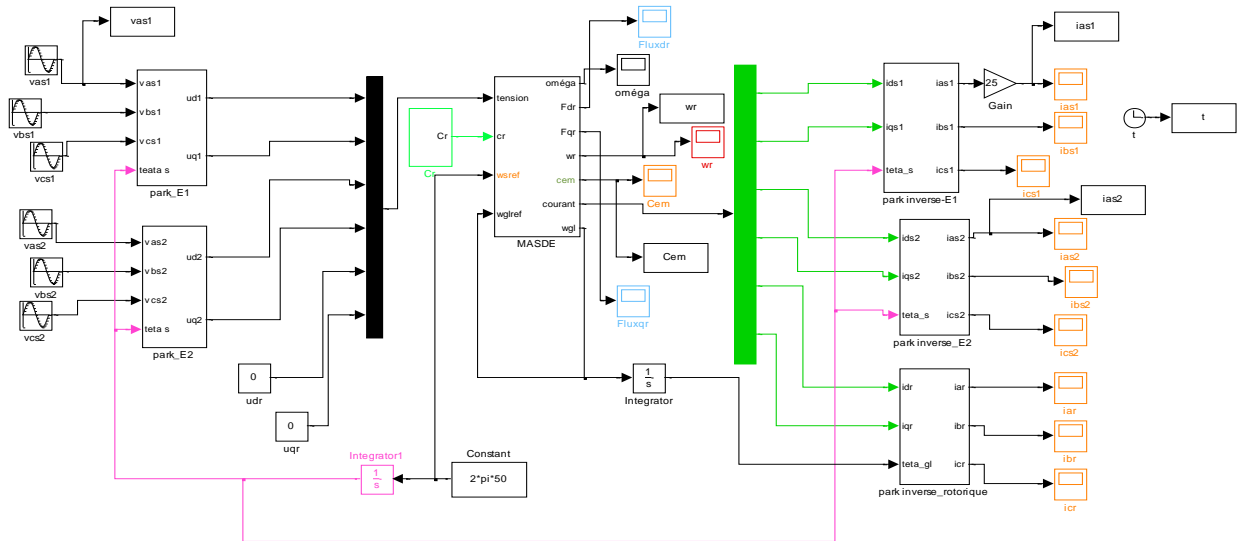


Figure A.1. Schéma bloc de simulation de la MASDE

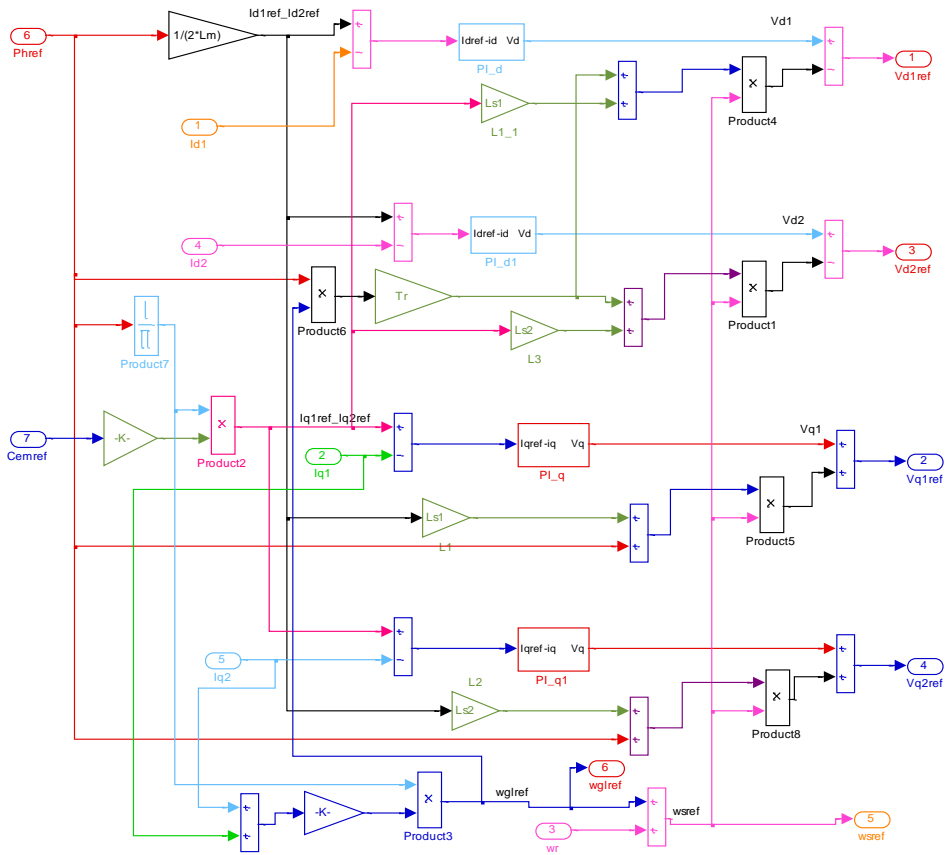


Figure A.2. Représentation schématique du bloc FOC

Le gain $G=3000$

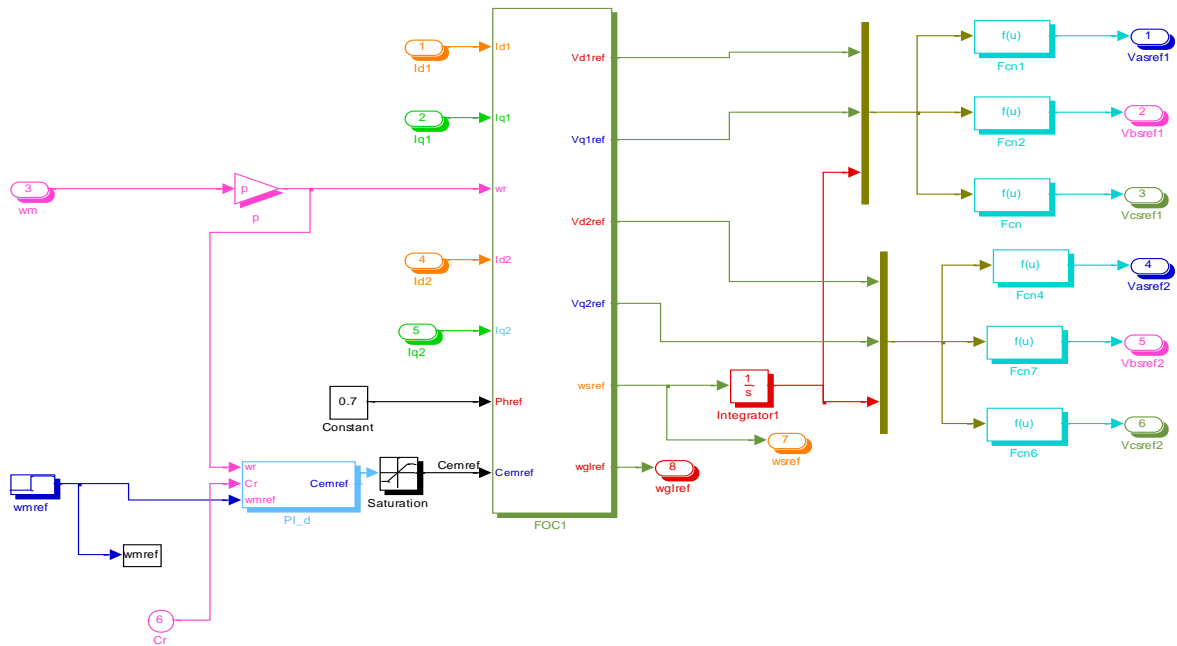


Figure A.3. Représentation schématique du bloc FOC Backstepping

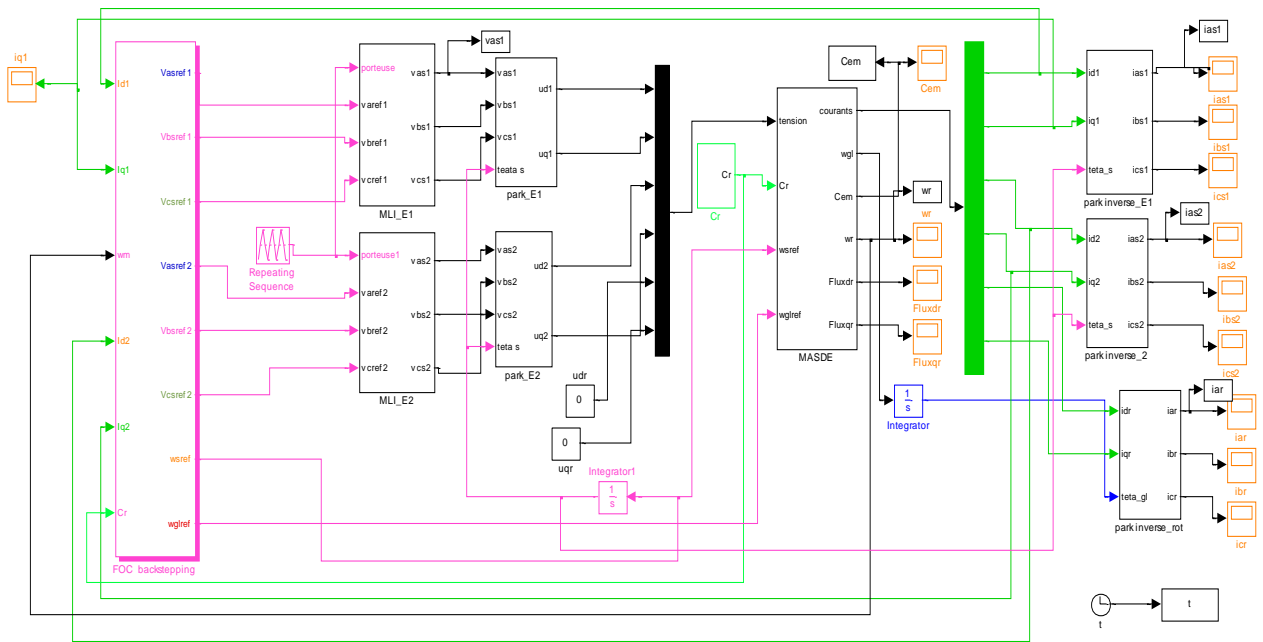
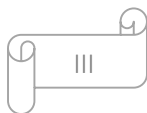


Figure A.4. Schéma bloc de commande par Backstepping de la MASDE



$K_w=180$; $e_w=0.95$

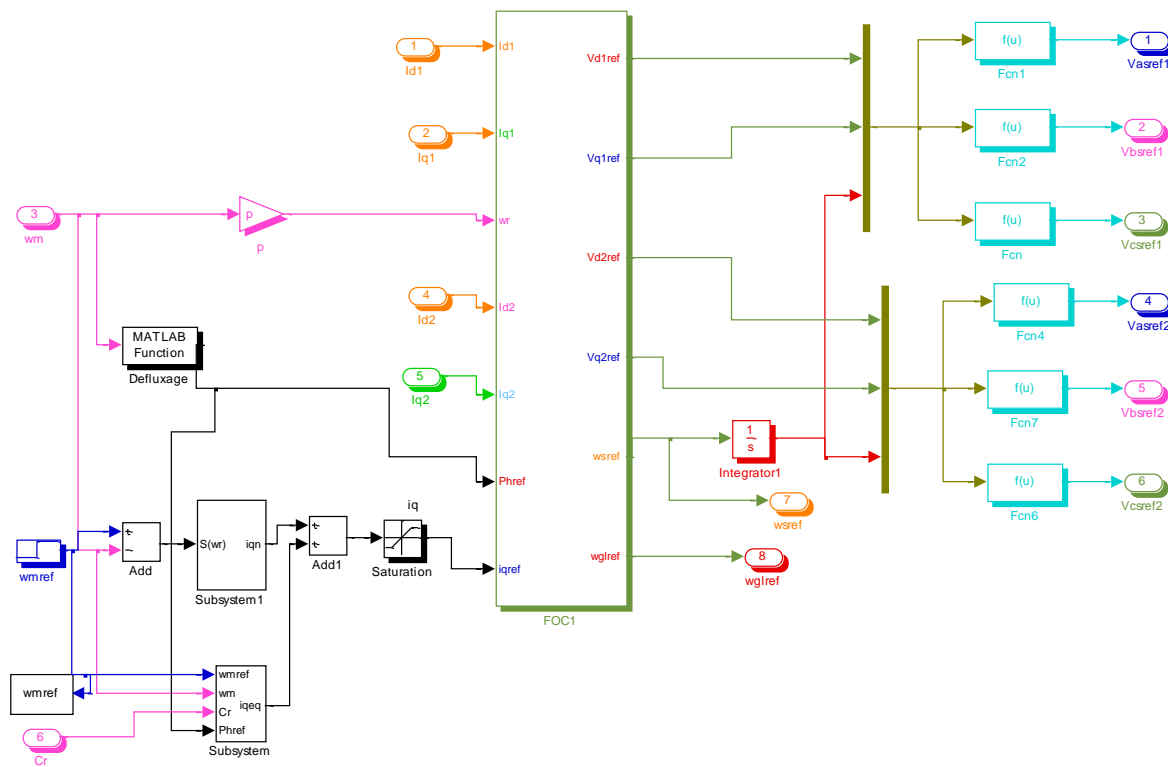


Figure A.5. Représentation schématique du bloc FOC mode de glissement

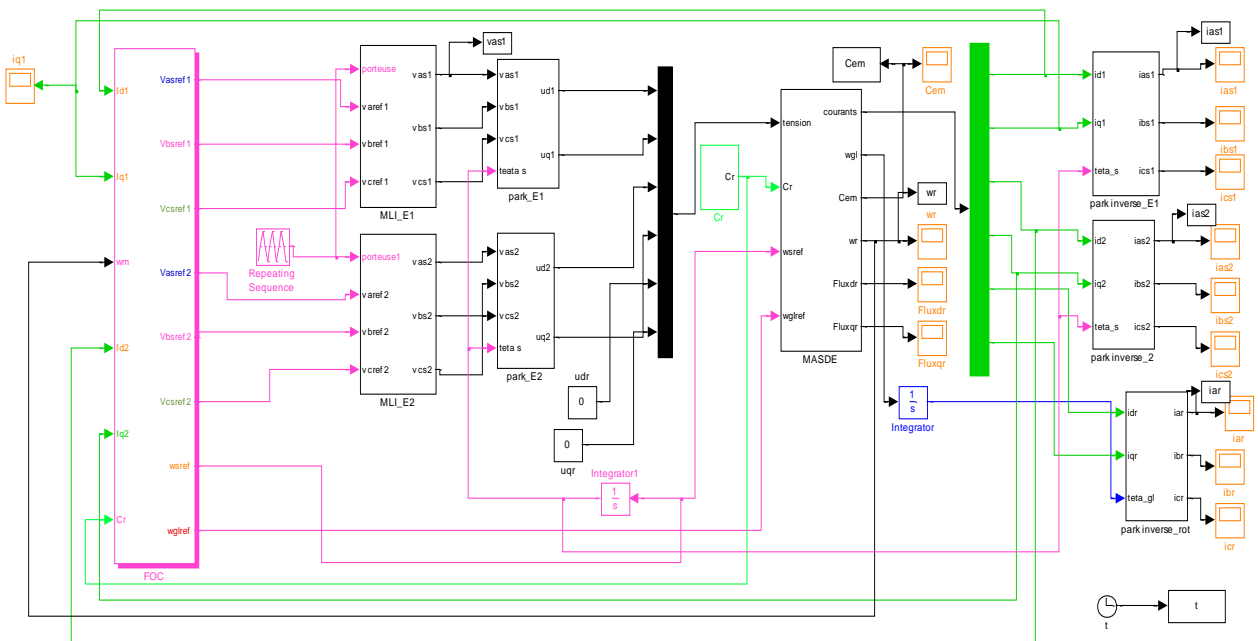
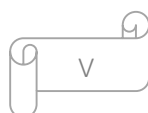


Figure A.6. Schéma bloc de commande par mode de glissement de la MASDE

Bibliographie

Bibliographie

- [AMI08] AMIMEUR Hocine, *Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement*, mémoire magister, Université de Batna, 2008.
- [AZI14] AZZI Smail, AZZI Belkacem, *Etude et modélisation de la machine asynchrone double étoile : Application à la Traction Electrique*, mémoire master, Université de Tizi-Ouzou, 2014.
- [BEN21] BENREMILA Dalil, BERBAR Kamel, *Etude d'une machine asynchrone à double étoile*, mémoire master, Université de Bejaia ,2021.
- [BER13] BERKANI Larbi, ABBACHE Larbi, *Commande par mode de glissement d'un moteur asynchrone double étoile*, mémoire master, Université de Bejaia, 2013.
- [BOU19] BOUAGGA Ahmed Sami, MERABET Seif El Islem, *Commande d'une machine asynchrone à double stator par régulateur glissant*, mémoire master, Université de Ouargla, 2019.
- [BOUA14] BOUAMRA Dhia Elhak, BEDDI Nasser, *Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile : (Modélisation, Alimentation et Commande)*, mémoire master, Université d'El Oued, 2014.
- [BOUK14] BOUKAIS Mahrez, ALIOUAT Malik, *Etude et modélisation d'une génératrice asynchrone à double étoile : Application dans un Système Eolien*, mémoire master, Université de Tizi-Ouzou ,2014.
- [CHER19] CHERFA Boualem, REBAI Fares, *Commande par flou-mode glissant d'un moteur asynchrone double étoile alimenté par onduleurs à trois niveaux*, mémoire master, Université de Bejaia, 2019.
- [CHET19] CHETAM Sara, HARIZ BAKKAR Souad et LIHIOU Faiza, *Commande backstepping d'un moteur asynchrone*, mémoire master, Université Echahid Hamma Lakhdar El-Oued, 2019.
- [DIF16] DIF Nawel, *Commande par Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse*, mémoire master, Université de Université d'Oum El Bouaghi, 2016.
- [DOU19] DOUMI Ramdhan, *Commande PI Flou d'une machine asynchrone double étoile*, mémoire master, Université de Msila, 2019.



- [HAD17] HADJOUTI Yassine, HAMBLI Ali, *Modélisation de la machine asynchrone double étoile en vue du diagnostic du défaut de court-circuit entre spires statoriques*, mémoire master, Université de Bouira, 2017.
- [HAD20] HADJI Chaabane, *Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double étoile*, Thèse doctorat, Université de Msila ,2020.
- [IDE17] IDER Omar, YAHIA Fatima, *Etude et commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile*, mémoire master, Université de Bejaia, 2017.
- [KER13] KERCHA Safia, GOUBI Wissam, *Etude et modélisation des machines électriques double étoile* , mémoire master, Université de Ouargla, 2013.
- [KIY20] KIYYOUR Brahim, *Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile*, thèse doctorat, Université de Biskra, 2020.
- [OUB20] OUBTAT Hamza, KHIRMANE Idir, *Commande par backstepping d'un moteur asynchrone double étoile*, mémoire master, Université de Bejaia, 2020.
- [SLA12] SLAOUTI Kheirddine, MAKHLOUFI Nassim, *Commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels indirects*, mémoire master, Université de Bejaia, 2012.
- [TOU17] TOUCHE Khaled, ZINET Locif, *Etude et contrôle d'une chaine de conversion d'énergie électrique à base de la machine asynchrone double étoile*, mémoire master, Université de Bejaia, 2017.
- [TSI] http://tsi.ljf.free.fr/ATS/docs/S2I/CI3B/moteurs_asynchrones.pdf
- [ZOU18] ZOUAOUID Med Nabil, MESSAI Med Tedjani, *Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à double stator*, mémoire master, Université d'Oum El Bouaghi, 2018.

Résumé

Ce travail est consacré à la commande non linéaire d'une machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux et à commande MLI. Pour cela, nous avons présenté d'abord le modèle dynamique de la machine basé sur la transformation de Park. Ensuite, vu que ce modèle est non-linéaire, multi-variable et fortement couplé, nous avons opté pour une commande vectorielle indirecte à flux orienté pour améliorer les performances par les régulateurs PI.

Enfin, nous avons passé à l'application de la commande non linéaire par backstepping et par mode de glissement, dans le but d'améliorer les performances et la robustesse du système en termes de suivi de vitesse.

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

Abstract

This work is dedicated to the nonlinear control of a dual stator induction machine (DSIM) powered by two voltage inverters with two levels and PWM control. For this, we present the dynamic model of the machine based on Park transformation. Firstly, since this model is nonlinear, multivariate and highly coupled, we use an indirect vectorial control with an oriented field to improve the performance by PI controller.

Finally, we have spent for the application of the nonlinear control by backstepping and by sliding mode, in order to improve the performance and the robustness of the system in terms of set point monitoring according to the speed.

Keywords: DSIM, PWM controlled voltage inverter, Vectorial control, Backstepping control, Sliding mode control.