

Thèse

présentée à

Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi de Bordj Bou Arréridj



Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'Electromécanique

En vue de l'obtention du diplôme de



DOCTORAT EN LMD

Présentée par

BELOUAHCHI Farid

Filière : Electrotechnique

Option : Machines Electriques

Multi-Techniques de Commande Appliquées à l'Association Machine Multiphasées et Convertisseurs Statiques

Soutenue Publiquement le : 29 / 03 / 2022

Devant le Jury :

KESSAL Abdelhalim	Président	Professeur	Univ. BordjBouArréridj
MERABET Elkheir	Rapporteur	Professeur	Univ. BordjBouArréridj
RAHMANI Lazhar	Examineur	Professeur	Univ. Sétif -1-
CHEBABHI Ali	Examineur	Maître de Conférences	Univ. M'sila
ROUBACHE Toufik	Examineur	Maître de Conférences	Univ. M'sila
IRATNI Abdelhamid	Examineur	Maître de Conférences	Univ. BordjBouArréridj

Remerciements

Je remercie Dieu, le tout puissant, pour m'avoir donné, le courage, la patience, la volonté et la force nécessaire, pour affronter toutes les difficultés et les obstacles, qui se sont hissés au travers de mon chemin, durant toutes mes années d'études.

Tout d'abord, je remercie chaleureusement mes parents et ma femme qui m'a poussé à continuer mes études.

J'adresse mes sincères remerciements à tous mes enseignants, notamment à mon promoteur Pr. Merabet Elkheir, d'avoir proposé le sujet sur lequel j'ai travaillé, et qui a assuré la direction et l'encadrement du travail présenté dans cette Thèse.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Abdelhalim KESSAL Professeur à l'Université de Bordj Bou Arréridj, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de soutenance de cette thèse.

Mes vifs remerciements vont également aux membres de jury de soutenance compose de Messieurs : Lazhar RAHMANI Professeur à l'Université de Sétif, Ali CHEBABHI Maitre de Conférences à l'Université de M'sila, Toufik ROUBACHE Maitre de Conférences à l'Université de M'sila et Mr. Abdelhamid IRATNI Maitre de Conférences à l'Université de Bordj Bou Arréridj. Je les remercie chaleureusement d'avoir accepté d'examiner et de juger la présente thèse.

Enfin, mes remerciements vont à tous ceux qui m'ont soutenu de près ou de loin à réussir ce travail.

Dédicace

Je dédie cette modeste thèse à mes parents, à ma femme et à mes enfants.

A mes chères sœurs et à mes chers frères.

A mon cher encadreur Pr. Elkheir MERABET.

A mes amis.

Table des Matières

Table des Matières.....	i
Table des Figures.....	iv
Liste des tableaux	vii
Abréviations & Symboles	viii
Introduction Générale	1
Chapitre 1 : Modélisation et Alimentation de la Machine Asynchrone Double Etoile	5
1.1 Introduction.....	5
1.2 Description de la MASDE.....	5
1.3 Principe de Fonctionnement de la MASDE	6
1.4 Modèle Naturel de la MASDE.....	7
1.4.1 Hypothèses Simplificatrices	7
1.4.2 Equations des Tensions.....	7
1.4.3 Equations de Flux	9
1.4.4 Couple Electromagnétique	10
1.5 Modèle de Park	11
1.5.1 Application de la Transformation de Park à la MASDE	13
1.5.1.1 Equations des Tensions	13
1.5.1.2 Equations de Flux.....	14
1.5.1.3 Equations mécanique.....	15
1.5.2 Mise sous Forme d'Equation d'Etat	17
1.6 Simulation Numérique	20
1.6.1 Interprétation des Résultats	20
1.7 Inversion du Sens de Rotation	23
1.8 Modélisation de l'Alimentation	25

Table des Matières

1.8.1 Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs à Deux Niveaux	26
1.8.1.1 Modélisation des Onduleurs de Tension à Deux Niveaux	26
1.8.1.2 Stratégie de Commande.....	26
1.8.2 Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs à Trois Niveaux	29
1.8.2.1 Structure Générale.....	30
1.8.2.2 Modélisation des Onduleurs de Tension à Trois Niveaux.....	30
1.8.2.3 Stratégie de Commande de l'onduleur à Trois Niveaux	32
1.8.3 Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs à Cinq Niveaux.....	32
1.8.3.1 Structure Générale.....	32
1.8.3.2 Modélisation des Onduleurs de Tension à Cinq Niveaux	33
1.8.3.3 Stratégie de Commande de l'onduleur à Cinq Niveaux	37
1.8.4 Résultats de Simulation MASDE-Onduleur :	37
1.9 Conclusion.....	43
Chapitre 2 : Commande Vectorielle de la MASDE.....	44
2.1 Introduction.....	44
2.2 Principe de la Commande Vectorielle.....	44
2.3 Méthodes de la Commande Vectorielle	44
2.3.1 Commande Vectorielle Directe	44
2.3.2 Commande Vectorielle Indirecte.....	45
2.4 Commande Vectorielle Indirecte de la MASDE	45
2.4.1 Régulation du Flux	47
2.4.2 Identification des Paramètres des Régulateurs PI.....	48
2.4.3 Commande de la MASDE en Boucle Ouverte.....	48
2.4.4 Résultats de Simulation et Interprétation	50
2.5 Commande Vectorielle de la MASDE avec Régulation de la Vitesse.....	51
2.5.1 Commande Vectorielle Indirecte.....	51
2.5.1.1 Régulateur de Vitesse	52
2.5.1.2 Identification des Paramètres du Régulateur PI de Vitesse	52
2.5.1.3 Résultats de Simulation et Interprétation.....	52
2.5.2 Commande Vectorielle Directe	57
2.5.2.2 Régulateur du Flux	57
2.5.2.3 Identification des Paramètres du Régulateur de flux.....	57

2.5.2.4 Simulation et Interprétation des Résultats	58
2.5.3 Test de Robustesse.....	63
2.6 Conclusion	68
Chapitre 3 : Commande par Mode Glissant de la MASDE	69
3.1 Introduction.....	69
3.2 Domaine d'Application de Réglage par Mode Glissant.....	69
3.3 Avantages et Inconvénients de la Commande par Mode Glissant.....	70
3.4 Théorie de la Commande par Mode Glissant	70
3.4.1 Principe de la Commande par Mode Glissant	70
3.4.2 La Fonction de Lyapunov	71
3.4.3 Phénomène de Broutement (Chattering).....	71
3.5 Commande par Mode Glissant de la MASDE.....	73
3.5.1 Modèle de la MASDE.....	73
3.5.2 Détermination des Surfaces de Glissement.....	74
3.5.2.1 Surfaces de Glissement de la Vitesse et de Flux Rotorique	74
3.5.2.2 Surfaces de Glissement des Courants Statoriques	76
3.5.3 Simulation et Interprétation des Résultats.....	79
3.5.4 Test de Robustesse.....	83
3.6 Conclusion	88
Chapitre 4 : Commande Backstepping de la MASDE.....	89
4.1 Introduction.....	89
4.2 Méthode de Lyapunov.....	89
4.2.1 Première Méthode de Lyapunov	90
4.2.2 Deuxième Méthode de Lyapunov.....	90
4.3 Commande Backstepping	90
4.3.1 Principe	90
4.3.2 Algorithme de Base	91
4.3.3 Cas des Systèmes D'ordre n	94
4.4 Application du Backstepping sur la MASDE.....	95
4.5 Simulation et Interprétation des Résultats	99
4.6 Test de Robustesse	103
4.7 Conclusion	108

Chapitre 5 : Commande Directe du Couple de la MASDE Basée sur la Technique de Synergétique.....	109
5.1 Introduction.....	109
5.2 Caractéristiques Générales du DTC	110
5.3 Eléments Constitutifs de la Structure de la DTC	110
5.4 Avantages et Inconvénients de la Commande DTC	110
5.4.1 Avantages de la Commande DTC	110
5.4.2 Inconvénients de la Commande DTC	110
5.5 La Théorie de la Commande Directe du Couple (DTC)	111
5.6 Stratégie de Commande Directe du Couple (DTC)	111
5.7 Commande DTC de la MASDE	111
5.7.1 Estimation du Flux et du Couple	111
5.7.1.1 Estimation du Flux	111
5.7.1.2 Estimation du Couple	113
5.7.2 Correcteurs du Flux et du Couple	113
5.7.2.1 Correcteur du Flux	113
5.7.2.2 Correcteur du Couple	114
5.7.3 Sélection du Vecteur de Tension	115
5.8 Régulation de Vitesse de la MASDE Alimentée par deux Onduleurs	116
5.8.1 Régulateur SMC	116
5.8.1.1 Application de Régulateur SMC sur la MASDE	116
5.8.2 Régulateur à base de la Logique Floue (FLC)	119
5.8.2.1 Théorie de Régulateur FLC	119
5.8.2.2 Application de Régulateur FLC sur la MASDE	119
5.8.3 Régulateur Synergétique	122
5.8.3.1 Théorie du Régulateur Synergétique	123
5.8.3.2 Application du Régulateur Synergétique sur la MASDE	124
5.9 Simulation et Interprétation des Résultats	125
5.9.1 Suivi des Performances du Contrôleur Synergique sous Différents Tests	125
5.9.1.1 Test de Suivi de Référence	125
5.9.1.2 Test de Robustesse	127

Table des Matières

5.9.2 Evaluation des Performances du Régulateur Synergétique avec des autres Régulateurs	132
5.9.2.1 Test de Suivi de Référence	133
5.9.2.2 Test de Robustesse	135
5.9.2.3 Evaluation des Régulateurs de Terme du THD	138
5.10 Conclusion	142
Conclusion Générale	143
Annexe	145
Bibliographie.....	146

Table des Figures

Figure 1.1 Les axes des enroulements de la MASDE	6
Figure 1.2 Transformation de Park.....	12
Figure 1.3 Les axes des enroulements de la MASDE dans les plans (d, q) et (A, B, C).....	15
Figure 1.4 Alimentation de la MASDE par le réseau électrique.....	21
Figure 1.5 La vitesse et le couple électromagnétique de la MASDE.....	21
Figure 1.6 Le courant statorique i_{sa1} (A).	22
Figure 1.7 Le courant statorique i_{sa2} (A)	22
Figure 1.8 Les courants d'axes d et q.....	23
Figure 1.9 Flux rotorique d'axes d et q.....	23
Figure 1.10 Inversion de deux phases d'une seule étoile.	24
Figure 1.11 L'inversion le sens de rotation par l'inversion de deux phases de la première étoile.	24
Figure 1.12 Inversion de quatre phases.	25
Figure 1.13 L'inversion du sens de rotation par l'inversion de deux phases dans chaque étoile.	25
Figure 1.14 Schéma block de l'alimentation de la MASDE (onduleur à deux niveaux).	27
Figure 1.15 Principe de la technique MLI.	28
Figure 1.16 Schéma block de l'alimentation de la MASDE (onduleur à trois niveaux).	29
Figure 1.17 Schéma block de l'alimentation de la MASDE (onduleur à cinq niveaux).	33
Figure 1.18 La vitesse ω_r (rad/s).	38
Figure 1.19 Le couple C_{em} (N.m).	38
Figure 1.20 Courant i_{as1} (A) avec l'onduleur 2 niveaux.	39
Figure 1.21 Courant i_{as1} (A) avec l'onduleur 3 niveaux.	40
Figure 1.22 Courant i_{as1} (A) avec l'onduleur 5niveaux.	41
Figure 1.23 Les courants i_{ds1} et i_{qs1} avec l'onduleur 2niveaux.	42
Figure 1.24 Les courants i_{ds1} et i_{qs1} avec l'onduleur 3niveaux.	42
Figure 1.25 Les courants i_{ds1} et i_{qs1} avec l'onduleur 5niveaux.	42
Figure 2.1 Régulateur des courants statoriques.....	48
Figure 2.2 Représentation schématique de bloc découplage FOC.....	49
Figure 2.3 Représentation schématique de la commande vectorielle en boucle ouverte.	49
Figure 2.4 Evolution des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte en boucle ouverte.	51
Figure 2.5 Représentation schématique de la commande FOC avec régulation de vitesse.....	51

Table des Figures

Figure 2.6 Boucle de régulation de vitesse.	52
Figure 2.7 Performance de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, en fonctionnement à vide et en charge.	55
Figure 2.8 Performance de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, d'une poursuite d'inversion de vitesse en fonctionnement à vide.	56
Figure 2.9 Schéma fonctionnel du régulateur du flux rotorique.	57
Figure 2.10 Représentation schématique de bloc découplage DFOC.	58
Figure 2.11 Représentation schématique de la commande vectorielle directe DFOC.	59
Figure 2.12 Performance de la MASDE commandée par la méthode vectorielle directe, en fonctionnement à vide suivi par l'introduction d'un couple résistant et en charge.	61
Figure 2.13 Performance de la MASDE commandée par la méthode vectorielle directe lors d'une inversion du sens de rotation en fonctionnement à vide.	63
Figure 2.14 L'effet de la variation de résistance rotorique ($R_r = 1.5R_r^n$ à partir de $t=1s$) pour démarrage à vide suivi de l'application d'un couple résistant ($C_r = 14N.m$) à $t=2s$	65
Figure 2.15 L'effet de la variation de moment d'inertie ($J = 1.5J^n$ à partir de $t=2.5s$) lors d'une inversion de sens de rotation à $t=2s$ en fonctionnement à vide.	66
Figure 2.16 L'effet de l'application de couple résistant de (21N.m) à partir de $t=2s$	67
Figure 3.1 Existence de mode de glissement.	71
Figure 3.2 Phénomène de chattering.	72
Figure 3.3 Fonction (SAT).	72
Figure 3.4 Fonction (Smooth).	73
Figure 3.5 Représentation schématique de la commande par mode glissant SMC sur la MASDE.	79
Figure 3.6 Performances de la MASDE commandée par la méthode de mode glissant, en fonctionnement à vide et en charge.	82
Figure 3.7 Performance de la MASDE commandée par le mode glissant, d'une poursuite d'inversion de vitesse en fonctionnement à vide.	83
Figure 3.8 L'effet de la variation de résistance rotorique ($R_r = 1.5R_r^n$ à partir de $t=1s$) pour un démarrage à vide suivi de l'application d'un couple résistant ($C_r = 14N.m$) à $t=1.5s$	85
Figure 3.9 L'effet de l'application d'un couple résistant variable.	86
Figure 3.10 L'effet de la variation du moment d'inertie ($J = 1.5J^n$ à partir de $t=2.5s$) lors d'une inversion de sens de rotation à $t=2s$ en fonctionnement à vide.	87
Figure 4.1 Représentation schématique de la commande backstepping BSC sur la MASDE.	99
Figure 4.2 Performance de la MASDE commandée par backstepping, en fonctionnement à vide et en charge.	102
Figure 4.3 Performance de la MASDE commandée par backstepping, d'une poursuite d'inversion de vitesse en fonctionnement à vide.	103

Table des Figures

Figure 4.4 L'effet de la variation de résistance rotorique ($R_r = 1.5R_r^n$ à partir de $t=1s$) pour démarrage à vide suivi de l'application d'un couple résistant ($C_r = 14N.m$) à $t=1.5s$	105
Figure 4.5 L'effet de l'application d'un couple résistant variable.	106
Figure 4.6 L'effet de la variation de moment d'inertie ($J = 1.5J^n$ à partir de $t=2.5s$) lors d'une inversion de sens de rotation à $t=2s$ en fonctionnement à vide.....	107
Figure 5.1 Représentation schématique de la commande DTC sur la MASDE.	112
Figure 5.2 Vecteurs actifs des tensions statorique et secteurs.	115
Figure 5.3 Diagramme d'un régulateur à base de la logique floue.	119
Figure 5.4 Régulateur de vitesse FLC.	120
Figure 5.5 Fonctions d'appartenances pour les variables d'entrées.	121
Figure 5.6 Fonctions d'appartenances pour la variable de la sortie.	121
Figure 5.7 Performance de la MASDE commandée par la DTC, en fonctionnement à vide suivi de l'introduction d'une charge nominale.	126
Figure 5.8 Performance de la MASDE commandée par la DTC, d'une poursuite d'inversion de vitesse en fonctionnement à vide.	127
Figure 5.9 L'effet de la variation de résistance rotorique ($R_r = 1.5R_r^n$ à partir de $t=2s$) pour un démarrage à vide suivi de l'application d'un couple résistant ($C_r = 14N.m$) à $t=1.5s$	129
Figure 5.10 L'effet de l'application d'un couple résistant variable.	131
Figure 5.11 L'effet de la variation du moment d'inertie ($J = 1.5J^n$ à partir de $t=2s$) lors d'une inversion de sens de rotation à $t=1.5s$ en fonctionnement à vide.	132
Figure 5.12 Performance de la MASDE commandée par la DTC pour une vitesse sous forme d'une courbe en escalier.	134
Figure 5.13 L'effet de la variation de résistance statorique ($R_s = 1.5R_s^n$) pour un démarrage à vide suivi de l'application d'un couple résistant ($C_r = 14N.m$) à $t=1.5s$	137
Figure 5.14 L'effet de la variation de résistance rotorique ($R_r = 1.5R_r^n$) pour un démarrage à vide suivi de l'application d'un couple résistant ($C_r = 14N.m$) à $t=1.5s$	140
Figure 5.15 Evaluation des performances des régulateurs.	141

Liste des tableaux

Tableau 1.1 Les trois niveaux de tension en fonction des états des interrupteurs ($k=a, b$ ou c). ...	31
Tableau 1.2 des cinq niveaux de tension en fonction des états des interrupteurs ($k=a, b$ ou c)....	34
Tableau 5.1 Table de commutation de la commande DTC.	116
Tableau 5.2 Fonctions d'appartenances.....	121
Tableau 5.3 Le mécanisme d'inférence floue.....	122
Tableau 5.4 THD du courant pour chaque régulateur.	142
Tableau 5.5 Les ondulations du flux et du courant pour chaque régulateur.	142

Abréviations & Symboles

Abréviations

BDCM	Brushless Direct Current Machine.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.
MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile.
MCC	Machine à Courant Continu.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
DFOC	Direct Field Oriented Control.
FOC	Field Oriented Control.
IFOC	Indirect Field Oriented Control.
PI	Proportionnel-Integral.
FLC	Fuzzy logic control.
SMC	Sliding Mode Control.
BSC	Backstepping Control.
DTC	Direct Torque Control.
SCT	Synergetic Control Theory.
THD	Total Harmonic Distortion

Symboles

A_r, B_r, C_r	Indices correspondants aux trois phases du rotor.
A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}	Indices correspondants aux trois phases du stator 1.
A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}	Indices correspondants aux trois phases du stator 2.
Ω_s	Vitesse de synchronisme.

Abréviations & Symboles

Ω_m	Vitesse de rotor.
P	Nombre de paire de pôle.
G	Glissement.
C_{em}^*	Couple électromagnétique de référence.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
d, q	Axes directs et quadratiques du repère de Park.
d_{s1}, d_{s2}	Indices correspondants à l'axe d de l'étoile 1 et 2
q_{s1}, q_{s2}	Indices correspondants à l'axe q de l'étoile 1 et 2
I	Courant.
J	Moment d'inertie.
k_f	Coefficient de frottement.
K_i, k_p	Gains de régulateurs PI.
L_{s1}, L_{s2}, L_r	Inductances propres des étoiles statoriques et du rotorique.
L_{ms}	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
L_{mr}	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
L_m	Inductance de magnétisation.
M_{sr}	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
ω_r, ω_r^*	Vitesse de rotation et de référence en rad/s.
R_{s1}, R_{s2}, R_r	Résistances statoriques et rotorique.
S	Opérateur de Laplace.
s_1, s_2, r	Indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor.
α	Angle de décalage entre les deux étoiles.
Ω_m^n	Vitesse nominale de la MASDE.
ω_{coor}	Vitesse angulaire des axes (d, q).

Abréviations & Symboles

ω_{gl}	Pulsation électrique de glissement.
ω_r	Pulsation électrique rotorique.
ω_s	Pulsation électrique statorique.
ϕ	Flux.
ϕ_r^n	Flux rotorique nominal.
ϕ_r	Flux rotorique.
ϕ_{rest}	Flux rotorique estimé.
$V(t)$	Fonction de Lyapunov.
$S(t)$	Surface de glissement.
$e(t)$	Fonction d'erreur.
T, α, β	Paramètres de contrôle.
Ψ	Macro-variable.
x	Vecteur d'état.
u	Vecteur d'entrée de commande.
$\Psi(X, t)$	Fonction choisie par l'utilisateur.

Introduction Générale

Dans les applications de l'énergie électrique, les machines électriques sont l'élément le plus important à savoir : la production et les entraînements électriques. Du fait du découplage naturel qui existe entre le flux et le couple, la machine à courant continu présente l'avantage d'être facilement commandable. Cependant, l'inconvénient principal réside dans le dispositif balais-collecteur. En effet, cet inconvénient nécessite un entretien coûteux.

Les machines à courant alternatif ont remplacés les machines à courant continu, grâce à leur structure simple et leur bon rapport entre le volume/puissance. Parmi ces machines, la machine asynchrone à cage d'écurie est la plus courante en raison de sa robustesse.

Les développements du domaine de l'électronique de puissance, que ce soit au niveau des composants semi-conducteurs ou des convertisseurs statiques, non seulement ils permettent des changements importants dans les conditions de fonctionnement des machines à courant continu et à courant alternatif, mais ils ont également conduit au développement de nouveaux types des machines, et permettent également la réalisation des dispositifs de contrôle avec une puissance de sortie élevée et un contrôle facile.

Depuis que Gramme a inventé le générateur en 1869, les chercheurs n'ont cessé d'améliorer ou d'inventer d'autres machines en fonction des besoins en énergie électrique. A partir de 1920, des machines à deux enroulements au stator triphasés ont été introduites pour segmenter la puissance des générateurs synchrones de grande puissance.

De nos jours, les chercheurs s'intéressent aux machines dites multiphasées, à travers : l'analyse, la modélisation et le contrôle, car elles présentent des avantages par rapport aux machines triphasées conventionnelles, en effet, cette priorité est due à de nombreux facteurs tels que la grande puissance, la segmentation de la puissance, la minimisation des ondulations de couple, la haute fiabilité, la robustesse, le faible coût et les pertes minimales, la possibilité de diviser la commande sur plusieurs convertisseurs, la réduction des courants des phases sans augmenter la tension [1–3]. L'inconvénient majeur de ce type des machines est le coût et le nombre des semi-conducteurs constituant les convertisseurs qu'ils alimentent ces machines augmentent avec le nombre de phases, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine et complique évidemment le système de commande [4].

Les machines multiphasées sont utilisées dans les applications industrielles de haute puissance, telles que : la machine à induction pour la propulsion électrique des navires (Alstom de 15 phases) d'une puissance de 20 MW, dont 3 étoiles (chacune avec 5 phases) ; un turbocompresseur par la machine synchrone de six phases d'une puissance de 25 MW, la propulsion des véhicules électriques avec un moteur à aimants permanents à cinq phases d'une

puissance de 5 kW alimenté par un courant de forme carré (BDCM) [5]. Ces applications exigent une fiabilité élevée, ce qu'offrent ces machines. Lorsqu'une ou plusieurs phases sont ouvertes, ces machines peuvent continuer le fonctionnement dans ce cas, seulement on déconnecte l'enroulement comportant la phase en défaut.

L'une des machines multiphasées que nous serons l'étudier dans ce travail, est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE). Ce type de machine possède deux enroulements statoriques triphasés identiques où se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de α . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, qui peut être soit à cage d'écureuil, soit à rotor bobiné. De nombreuses recherches ont été menées sur ce type de machine, tels que [6–9].

Les onduleurs multi-niveaux sont de plus en plus utilisés dans les applications d'entraînement à vitesse variable et se sont avérés très utiles pour commander les machines électriques. En effet, l'amélioration du contenu d'harmonique de la tension de sortie de l'onduleur, améliore considérablement les performances de la machine. De plus, la forme d'onde étagée de l'onduleur multi-niveaux réduira considérablement la contrainte associée au taux d'augmentation extrêmement élevé des impulsions de tension appliquées à la machine, améliorant ainsi la fiabilité de fonctionnement et réduisant les radiations électromagnétiques [10].

La difficulté de commander une machine asynchrone est réside dans le couplage entre les variables d'entrée et de sortie d'une part et d'autre par entre les variables internes du moteur telles que : le flux, le couple et la vitesse. Les méthodes de commande traditionnelles, telles que la commande du couple, de glissement, de fréquence et le contrôle du flux par le rapport tension-fréquence, ce type de contrôle ne peut garantir des performances dynamiques considérables.

Actuellement, le développement de convertisseurs statiques et des moyens de calcul ont conduit à l'application de nouveaux algorithmes de commande telle que la commande vectorielle qui assure un découplage du flux et du couple dans les machines à courant alternatif identique à celle de la MCC, beaucoup de recherches ont été basées sur cette technique telles que : [11–14].

Les principaux inconvénients de la commande vectorielle, sont la transformation des coordonnées, qui a besoin de la position du flux qui ne peut pas être mesurée directement, en plus, la sensibilité à la variation des paramètres de la machine, comme les résistances du stator et du rotor, pour contourner ces problèmes, la commande directe du couple (DTC) a été proposée par Takahashi pour les entraînements des moteurs à induction au milieu des années 1980, cette technique permet d'obtenir une dynamique précise et rapide du couple, elle assure un découplage du flux et du couple et elle est simple à mettre en œuvre.

La commande DTC est un type de commande vectorielle pour un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone. L'objectif de cette technique est de réguler le flux statorique et le couple électromagnétique sans disposer de mesures de vitesse, du flux ou du couple. Les

seules mesures utilisées sont les tensions et les courants alimentant le stator de la machine. Le flux et le couple sont entièrement estimés à partir de ces mesures. En ce qui concerne la connaissance des paramètres de la machine, la valeur de la résistance statorique est nécessaire pour calculer le flux. Cette résistance est amenée à varier dans le temps, et ce paramètre doit donc être parfaitement connue pour une telle commande [15]. Cette technique ne recherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur [16]. Plusieurs articles ont adopté cette technique tels que : [17–21].

Le régulateur PID est considéré parmi les premiers régulateurs utilisés pour le réglage du courant ou de la vitesse ou de la position à cause de sa simplicité. Dans une situation pratique, certaines grandeurs physiques caractérisant la machine peuvent varier au cours du fonctionnement, ce qui conduit à des variations paramétriques sur le modèle du système. En outre, le modèle mathématique n'est pas connu précisément à cause de la non linéarité du processus réels. La procédure conventionnelle est de concevoir le contrôleur en se basant sur un modèle simplifié et avec des paramètres physiques nominaux. Cette simplification conduit à des incertitudes supplémentaires sur les paramètres du modèle, le contrôleur PID ne permet plus d'avoir les qualités de réglage requises. Cependant, la notion de robustesse est peu négligée, car elle a plusieurs autres inconvénients tels que: la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations, un long temps de réponse, un grand rejet de perturbation, etc. [22].

Pour résoudre ces problèmes, la notion robuste est prise en compte qu'à partir du début des années 80. Actuellement, les régulateurs ou les commandes modernes ont la capacité de remplacer les régulateurs PID, par les techniques de l'intelligence artificielle car ils sont des régulateurs non linéaires utilisant le raisonnement et le fonctionnement du cerveau humain. Avec le développement des calculateurs numériques et des équipements électroniques de puissance, ces technologies évoluent de manière fulgurante. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. On cite à titre d'exemple le régulateur adaptative [23], le régulateur à base de la logique floue, de la backstepping, et à base de mode de glissement etc., l'intérêt des chercheurs à cette dernière est dû à sa simplicité et sa robustesse à la variation paramétrique des systèmes et aux perturbations externes. La technique SMC a été proposée dans [24–28]. Cette technique a été largement utilisée pour commander une large classe des systèmes non linéaires [29–31].

Malgré tous ces avantages de la SMC, elle a un inconvénient principal qu'est le phénomène de broutement (chattering). Pour résoudre ce problème, une nouvelle technique pour contrôler les systèmes non linéaires, appelé synergétique, qui est proposée dans [32–34]. La commande synergétique n'a été développée que ces dernières années. Il est similaire dans le concept de contrôle en mode glissant. Les travaux qui ont adopté ce type de contrôleur montrent qu'ils offrent une bonne robustesse en termes de possibilité de changements de paramètres et d'une efficacité élevée, la simplicité de conception et la flexibilité du contrôleur synergétique. Ces

Introduction Générale

avantages expliquent la nécessité de l'application de ce type de contrôleurs pour la MASDE dans les applications de puissance plus élevée.

La commande backstepping est fondée sur la conception récursive de la loi de commande basée sur la théorie de Lyapunov. Cette technique est basée sur l'établissement de la loi de commande du système non linéaire par une méthode constructive en considérant quelques variables d'état comme étant des commandes virtuelles et leurs concevoir des lois de commande intermédiaire, cette technique a été appliquée dans [35–37].

Le sujet a pour objectif de modéliser, d'alimenter et de réguler la vitesse de la machine asynchrone double étoile à cage d'écureuil par les techniques de commande telles que : la commande vectorielle, DTC, ainsi la commande par mode de glissement et backstepping, utilisant des régulateurs classiques d'une part et d'autre part des régulateurs intelligents tels que les régulateurs à base de la logique floue FLC, au mode de glissement SMC et au synergétique, une comparaison des performances de ces techniques seront présentées et discutées.

L'alimentation sera assurée par des onduleurs à deux niveaux et de trois niveaux et de cinq niveaux. Cette thèse s'articule autour de cinq chapitres.

Dans le premier chapitre, on présentera la modélisation de la machine asynchrone double étoile et celle alimentation qui est effectuée par trois types d'onduleurs, à deux niveaux, à trois niveaux et l'onduleur à cinq niveaux.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'application de la commande vectorielle à la machine asynchrone double étoile. Pour régler la vitesse, des régulateurs PI classiques seront utilisés. Les résultats obtenus seront présentés et discutés.

Dans le troisième chapitre, on donnera un bref rappel sur la commande par mode de glissement (SMC), puis l'application de cette technique à la machine asynchrone double étoile. Les résultats de simulation seront présentés et commentés.

Le quatrième chapitre sera l'objet de l'application de la commande backstepping de la machine asynchrone double étoile. Les résultats obtenus seront illustrés et interprétés.

Dans le dernier chapitre, on présentera la théorie de la commande directe du couple (DTC), puis l'application de cette technique pour la machine asynchrone double étoile en utilisant quatre types de régulateurs, PI, SMC, FLC et synergétique. Une comparaison entre les performances des quatre techniques sera effectuée.

Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants dans ce travail. On proposera aussi quelques perspectives de ce travail pour élargir les études sur cette machine.

Chapitre 1 : Modélisation et Alimentation de la Machine Asynchrone Double Etoile

1.1 Introduction

La modélisation d'une machine électrique est une phase indispensable de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels conduisent à réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques. Cependant, la modélisation d'une telle machine est un passage obligatoire pour l'étude et la bonne connaissance de son fonctionnement d'une part, d'autre part pour concevoir les systèmes de commande performants et adapter aux convertisseurs statiques.

Ainsi, la modélisation nous permet de simuler la machine et déduire les lois de commandes, en manipulant les équations qui décrivent le comportement de la machine. L'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part, d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire, s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse, etc.

La transformation de Park est la plus utilisée avec succès dans l'analyse et le contrôle de la machine triphasée. Pour les machines multiphasées, plusieurs modèles ont été développés dans ce contexte. On cite, le modèle avec l'utilisation des composantes symétriques [38], de la théorie du vecteur d'espace et du modèle de Park [39]. Ces modèles ont pour l'objectif de réduire le modèle naturel à un modèle simple qui traduit le fonctionnement de cette machine. Dans cette étude, on appliquera la transformation de Park.

1.2 Description de la MASDE

La constitution de la MASDE est comme celle de la machine asynchrone à cage, elle se compose d'une partie fixe (stator) et une partie mobile (rotor), la seule différence est que le stator de la MASDE comporte deux enroulements triphasés identiques décalés entre eux d'un angle électrique α , donc d'un angle géométrique (mécanique) $p\alpha$ (p nombre de paire de pôles). Le type de rotor dans notre cas est un rotor à cage. Pour simplifier l'étude, on considère que les circuits électriques de rotor sont équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit.

La position des axes d'enroulement des neuf phases constituant la machine est représentée dans la FIG 1.1. Six axes pour les deux enroulements du stator (A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}) pour l'étoile 1 et (A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}) pour l'étoile 2, trois axes (A_r, B_r, C_r) pour le rotor. Chaque étoile constituée de trois enroulements identiques à p paires de pôles décalés entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$, le rotor comporte trois phases identiques décalées entre eux de $2\pi/3$ [40].

On posera l'indice $s1$ pour les grandeurs concernées de l'étoile 1 et $s2$ pour les grandeurs concernées de deuxième étoile.

Les angles θ_{r1} et θ_{r2} représentent respectivement la position du rotor (axe A_r) par rapport à l'étoile 1 (axe A_{s1}) et à l'étoile 2 (axe A_{s2}).

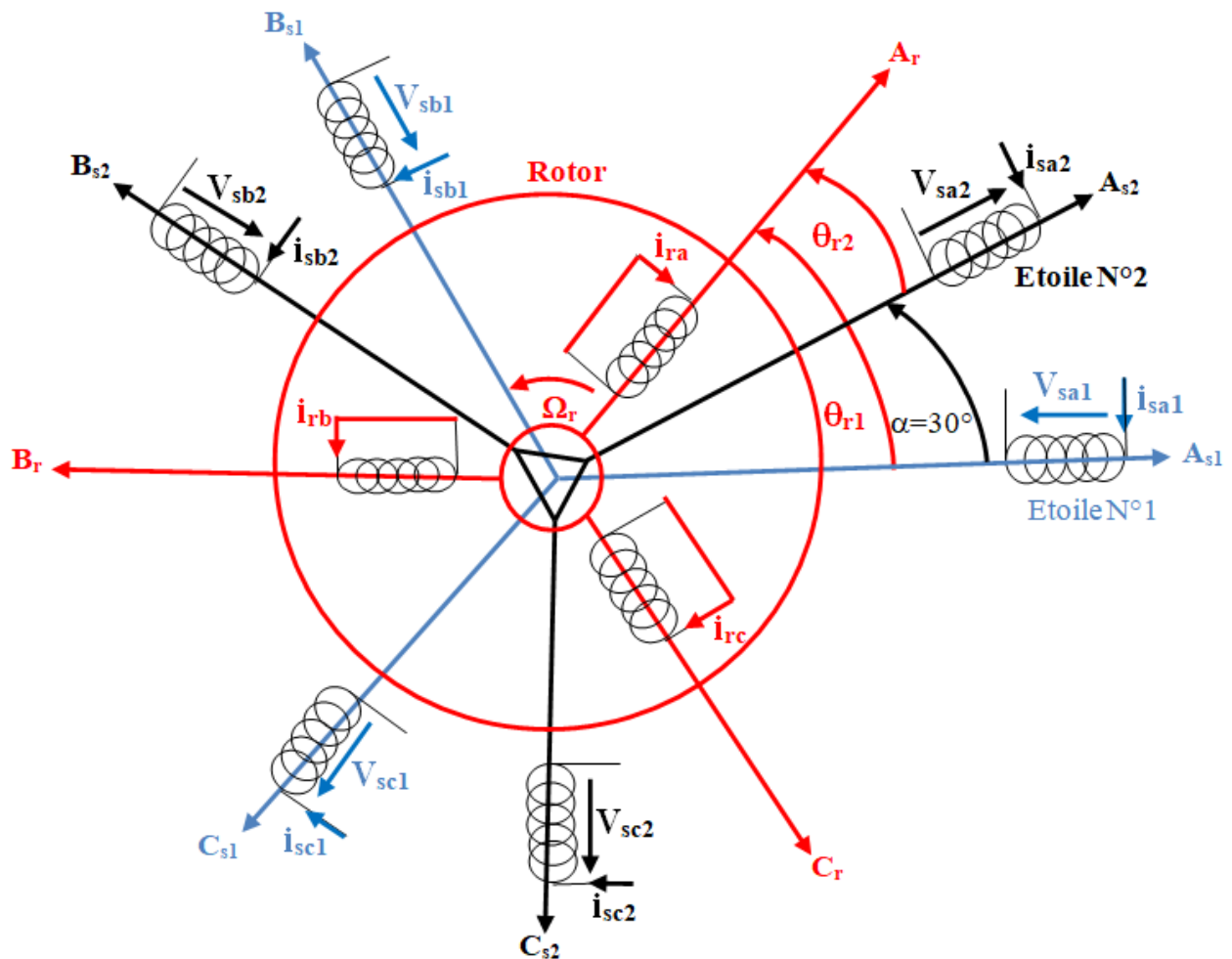


Figure 1.1 Les axes des enroulements de la MASDE

1.3 Principe de Fonctionnement de la MASDE

Les courants statoriques de la machine créent un champ magnétique tournant dans le stator (étoile1 et étoile2), la fréquence de rotation de ce champ est imposé par la fréquence des courants alimentant la machine f_s , la vitesse de ce champ tournant est appelé la vitesse de synchronisme Ω_s . Elle définit comme suit :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (1.1)$$

Ce champ tournant va engendrer des courants dans les barres conductrices du rotor, ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse Ω_m inférieur à celle de synchronisme ($\Omega_m < \Omega_s$). La vitesse de rotor vaut :

$$\Omega_m = (1 - g) \Omega_s \quad (1.2)$$

Où g est le glissement de rotor par rapport au champ tournant du stator :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} \quad (1.3)$$

Donc, la pulsation des courants rotoriques est :

$$\omega_r = g \omega_s \quad (1.4)$$

1.4 Modèle Naturel de la MASDE

1.4.1 Hypothèses Simplificatrices

Pour traduire le fonctionnement de la MASDE par ses équations, en adoptant les hypothèses simplificatrices suivantes [41][42]:

- ✚ Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet de considérer les flux comme fonction linéaire des courants avec une négligence de l'effet d'hystérésis.
- ✚ On suppose que la construction de la machine est homogène, signifier que la longueur de l'entrefer est constant.
- ✚ Les forces magnétomotrices créées par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale.
- ✚ Les résistances ne varient avec la température.
- ✚ Les deux enroulements sont équilibrés et identiques.

En tenant compte les hypothèses citées ci-dessus et la combinaison entre la loi d'Ohm et la loi de Lenz, on peut écrire les équations des tensions des phases des enroulements du stator et du rotor comme suit :

1.4.2 Equations des Tensions

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s1}] \quad (1.5)$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s2}] \quad (1.6)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \quad (1.7)$$

Les vecteurs des tensions, des courants et des flux statoriques sont :

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} [V_{s1}] = [v_{as1} & v_{bs1} & v_{cs1}]^T \\ [I_{s1}] = [i_{as1} & i_{bs1} & i_{cs1}]^T \\ [\phi_{s1}] = [\phi_{as1} & \phi_{bs1} & \phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (1.8)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} [V_{s2}] = [v_{as2} & v_{bs2} & v_{cs2}]^T \\ [I_{s2}] = [i_{as2} & i_{bs2} & i_{cs2}]^T \\ [\phi_{s2}] = [\phi_{as2} & \phi_{bs2} & \phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (1.9)$$

Les vecteurs : tensions, courants et flux rotoriques sont :

$$\begin{cases} [V_r] = [v_{ar} & v_{br} & v_{cr}]^T \\ [I_r] = [i_{ar} & i_{br} & i_{cr}]^T \\ [\phi_r] = [\phi_{ar} & \phi_{br} & \phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (1.10)$$

Où :

$[R_{s1}]$, $[R_{s2}]$, $[R_r]$: Les matrices des résistances statoriques et rotoriques respectivement :

$$\begin{cases} [R_{s1}] = R_{s1} [ID]_{3 \times 3} \\ [R_{s2}] = R_{s2} [ID]_{3 \times 3} \\ [R_r] = R_r [ID]_{3 \times 3} \end{cases} \quad (1.11)$$

Avec :

$[ID]_{3 \times 3}$: La matrice identité d'ordre 3.

R_{s1} : La résistance d'une phase de l'étoile 1.

R_{s2} : La résistance d'une phase de l'étoile 2.

R_r : La résistance d'une phase du rotor.

1.4.3 Equations de Flux

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

$$[\phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [M_{s1,s1}][I_{s2}] + [M_{s1,r}][I_r] \quad (1.12)$$

$$[\phi_{s2}] = [L_{s2,s1}][I_{s1}] + [L_{s2,s2}][I_{s2}] + [M_{s2,r}][I_r] \quad (1.13)$$

$$[\phi_r] = [M_{r,s1}][I_{s1}] + [M_{r,s2}][I_{s2}] + [L_{r,r}][I_r] \quad (1.14)$$

Où, les matrices des inductances sont données comme suit :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

$$[L_{sr,sr}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{ms} & -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & L_r + L_{ms} & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 & L_r + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha+2\pi/3) & \cos(\alpha+4\pi/3) \\ \cos(\alpha+4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha+2\pi/3) \\ \cos(\alpha+2\pi/3) & \cos(\alpha+4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

$$\begin{bmatrix} M_{s1,r} \end{bmatrix} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r1}) & \cos(\theta_{r1} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{r1} + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_{r1} + 4\pi/3) & \cos(\theta_{r1}) & \cos(\theta_{r1} + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_{r1} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{r1} + 4\pi/3) & \cos(\theta_{r1}) \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

$$\begin{bmatrix} M_{s2,r} \end{bmatrix} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r2}) & \cos(\theta_{r2} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{r2} + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_{r2} + 4\pi/3) & \cos(\theta_{r2}) & \cos(\theta_{r2} + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_{r2} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{r2} + 4\pi/3) & \cos(\theta_{r2}) \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

$$\begin{bmatrix} M_{s2,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{s1,s2} \end{bmatrix}^T, \begin{bmatrix} M_{r,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{s1,r} \end{bmatrix}^T, \begin{bmatrix} M_{r,s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{s2,r} \end{bmatrix}^T$$

Avec :

L_{s1} : L'inductance propre cyclique de la 1^{ère} étoile.

L_{s2} : L'inductance propre cyclique de la 2^{ème} étoile.

L_r : L'inductance propre cyclique du rotor.

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

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

M_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

1.4.4 Couple Electromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par la dérivation de la co-énergie par rapport à θ_{r1} [43][44]:

$$C_{em} = \begin{bmatrix} [I_{s1}]^T \\ [I_{s2}]^T \\ [I_r]^T \end{bmatrix} \left\{ \frac{\delta}{\delta\theta_{r1}} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Les matrices $\begin{bmatrix} M_{s2,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{s1,r} \end{bmatrix}^T$ dépendent de θ_{r1} . Ce qui nous donne une nouvelle expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation (1.21).

$$C_{em} = [I_{s1}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_{r1}} \{ [M_{s1,r}] [I_r] \} + [I_{s2}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_{r1}} \{ [M_{s2,r}] [I_r] \} \quad (1.22)$$

Finalement, le modèle naturel de la MASDE a été complété par la relation entre la dérivé de la vitesse et les couples (électromagnétique, résistant) comme suit :

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_f \Omega_m) \quad (1.23)$$

$$\theta_{r1} = \Omega_m t + \theta_0 \quad (1.24)$$

Avec :

J : Le moment d'inertie de la machine.

C_{em} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistant.

K_f : Le coefficient de frottement.

θ_0 : La position initiale du rotor par rapport au l'étoile 1.

A base des hypothèses simplificatrices précitées, les équations (1.5), (1.6), (1.7), (1.12), (1.13), (1.14), (1.22) et (1.23) forment le modèle complet de la MASDE dans le système réel.

1.5 Modèle de Park

Pour étudier les régimes transitoires de la MASDE, la transformation de Park est indispensable car le modèle de la MASDE dans le system réel ne nous permet pas d'étudier ces régimes. Cette transformation permet de transférer un système triphasés d'axes (a, b, c) à un système biphasés d'axes (d, q), qui conserver la puissance lors de passage du système triphasés à celui biphasés ou inversement [45].

La FIG.1.2 illustre le principe général de la transformation de Park.

Algébriquement, pour la transformation de Park, on utilise la relation (1.25) et pour la transformation inverse de Park, on utilise la relation (1.26).

$$\begin{bmatrix} G_{dqo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_{abc} \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

$$\begin{bmatrix} G_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_p^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_{dqo} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Avec :

$$[A_p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

$$[A_p^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & -\sin(\theta + 4\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

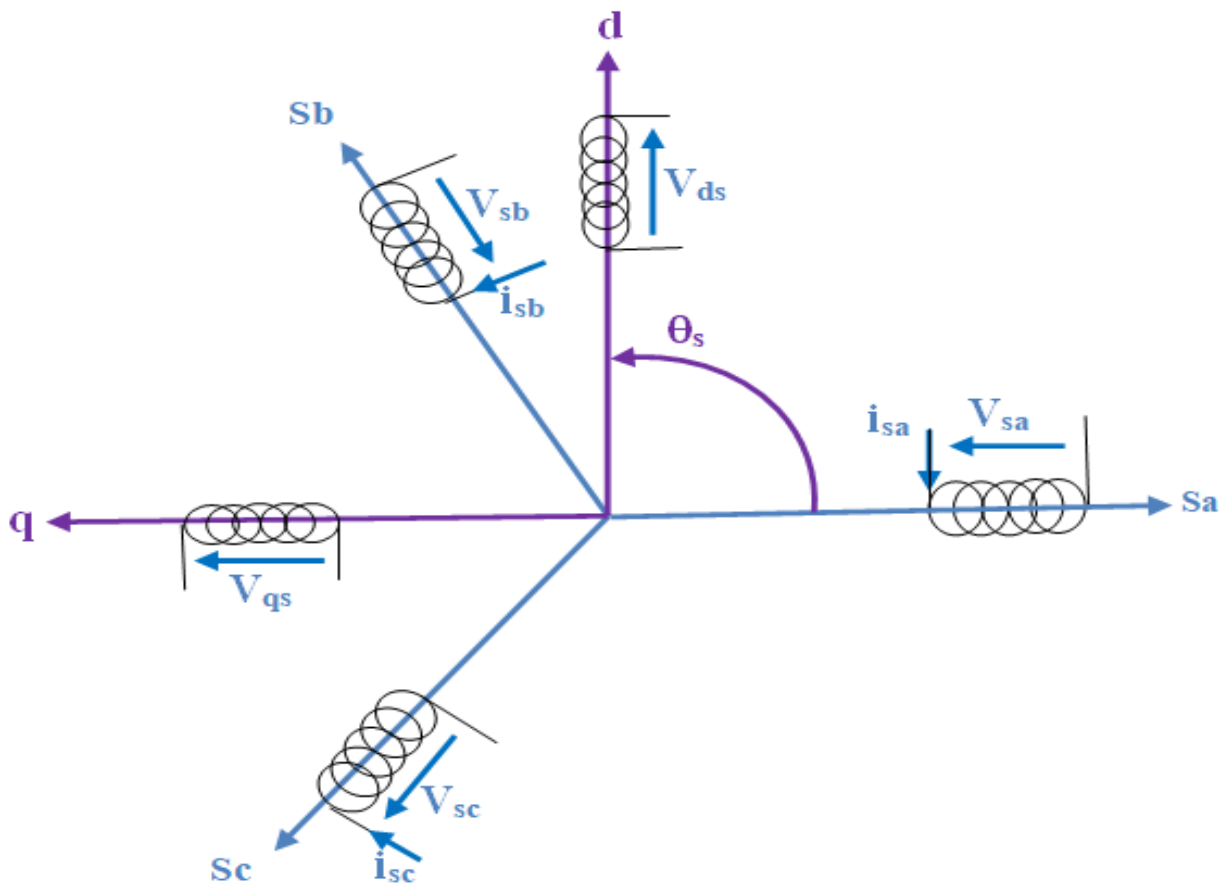


Figure 1.2 Transformation de Park.

Où: $[G_{abc}]$ est le vecteur des grandeurs du système triphasés, $[G_{dqo}]$ est le vecteur des grandeurs du système biphasés. L'axe homopolaire est orthogonal au plan (d, q).

1.5.1 Application de la Transformation de Park à la MASDE

La FIG.1.3 représente les axes des enroulements de la MASDE dans le système triphasés (a, b, c) et dans le système (d, q).

1.5.1.1 Equations des Tensions

Par l'application de la transformation de Park aux systèmes d'équations (1.5), (1.6) et (1.7) et après un calcul pour la simplification, on obtient :

Pour l'étoile 1:

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{coor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

Pour l'étoile 2:

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d(\theta_{coor} - \alpha)}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{rcoor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

Avec :

θ_{coor} : L'angle constitué les axes A_{s1} et d.

$\theta_{rcoor} = \theta_{coor} - \alpha$: L'angle constitué les axes A_r et d.

$\frac{d\theta_{coor}}{dt} = \omega_{coor}$: La vitesse de rotation de repère (d, q) par rapport à l'étoile1

$\frac{d\theta_{rcoor}}{dt} = \omega_{coor} - \omega_r$: La vitesse de rotation de repère (d, q) par rapport au rotor.

D'après les équations (1.29)-(1.31), on obtient:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_{coor}\phi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_{coor}\phi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_{coor}\phi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_{coor}\phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega_r)\phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega_r)\phi_{dr} \end{array} \right. \quad (1.32)$$

On distingue trois références selon la vitesse coordonnée ω_{coor} :

- Lié au stator ($\omega_{coor} = 0$).
- Lié au rotor ($\omega_{coor} = \omega_r$).
- Lié au champ tournant ($\omega_{coor} = \omega_s$).

Dans notre travail, on adopte le référentiel lié au champ tournant pour lui appliquer une commande de vitesse [45].

1.5.1.2 Equations de Flux

On adoptera la même manière pour la transformation algébrique de Park sur les relations (1.12), (1.13) et (1.14), on obtient les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\ \phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \\ \phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\ \phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{ds2} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qs2} \end{array} \right. \quad (1.33)$$

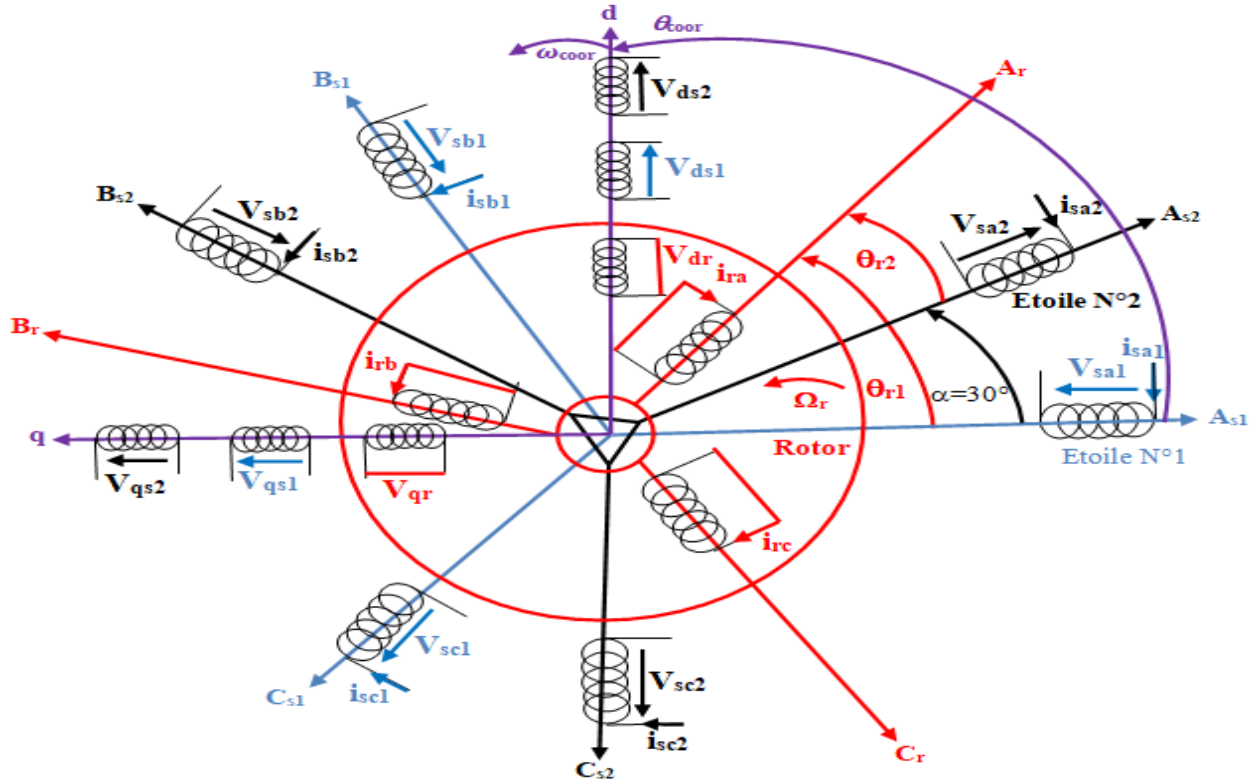


Figure 1.3 Les axes des enroulements de la MASDE dans les plans (d, q) et (A, B, C).

On a :

$$\frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{mr} = \frac{3}{2} M_{sr} = L_m \quad (1.34)$$

Les équations de la relation (1.33) sont devenues comme suit :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (1.35)$$

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

1.5.1.3 Equations mécanique

Lors de changement de repère, pour trouver l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère, il est nécessaire de déterminer l'expression de la puissance absorbée instantanée.

La transformation de Park est caractérisée par sa conservation de la puissance absorbée, donc on peut écrire :

$$P_{abs} = v_{ds1} i_{ds1} + v_{ds2} i_{ds2} + v_{qs1} i_{qs1} + v_{qs2} i_{qs2} \quad (1.36)$$

Par l'introduction des expressions des tensions statoriques d'axes (d, q) (1.32) dans l'équation (1.36), on obtient l'expression de la puissance absorbée suivante :

$$\begin{aligned} P_{abs} = & \underbrace{R_{s1} i_{ds1}^2 + R_{s1} i_{qs1}^2 + R_{s2} i_{ds2}^2 + R_{s2} i_{qs2}^2}_{\text{terme 1}} + \\ & + \underbrace{\omega_{coor} (\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2})}_{\text{terme 2}} \\ & + \underbrace{\frac{d\phi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} i_{qs2}}_{\text{terme 3}} \end{aligned} \quad (1.37)$$

On observe que, l'expression de la puissance absorbée instantanée développée se compose de trois termes :

- Le premier terme correspond aux pertes Joules.
- Le deuxième terme représente la puissance électromagnétique emmagasinée.
- Le troisième terme identifie la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables)

Par identification entre le deuxième terme et la relation universelle de la puissance électromagnétique (1.37), on trouve :

$$C_{em} = p (\phi_{ds1} i_{qs1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs1} i_{ds1} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (1.38)$$

$$P_{em} = \omega C_{em} \quad (1.39)$$

Par le remplacement des expressions des flux statoriques en (1.35) dans (1.38), on obtient une autre expression de couple comme suit :

$$C_{em} = p L_m \left[(i_{qs1} + i_{qs2}) i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) i_{qr} \right] \quad (1.40)$$

Par l'introduction des courants rotoriques (1.41) extrait de (1.35) dans (1.40), on déduit une autre expression de couple comme suit :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} \left[\phi_{dr} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \right] \\ i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} \left[\phi_{qr} - L_m (i_{qs1} + i_{qs2}) \right] \end{cases} \quad (1.41)$$

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \left[(i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \phi_{qr} \right] \quad (1.42)$$

1.5.2 Mise sous Forme d'Equation d'Etat

Avec $(\omega_{coord} = \omega_s)$, on met le système (1.32) sous forme d'équation d'état

$$\dot{X} = AX + BU \quad (1.43)$$

Le but est de déterminer les matrices A et B, le vecteur d'état regroupe tous les flux, le vecteur d'entrée regroupe les tensions statorique.

Dans (1.35), on suppose que :

$$\begin{cases} \phi_{md} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{mq} = L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (1.44)$$

Par l'introduction de l'équation (1.44) dans (1.35), on trouve :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \phi_{md} \\ \phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \phi_{mq} \\ \phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \phi_{md} \\ \phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + \phi_{mq} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + \phi_{md} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + \phi_{mq} \end{cases} \quad (1.45)$$

A partir de l'équation (1.45), on extrait la relation suivante :

$$\begin{cases} i_{ds1} = (\phi_{ds1} - \phi_{md}) / L_{s1} \\ i_{qs1} = (\phi_{qs1} - \phi_{mq}) / L_{s1} \\ i_{ds2} = (\phi_{ds2} - \phi_{md}) / L_{s2} \\ i_{qs2} = (\phi_{qs2} - \phi_{mq}) / L_{s2} \\ i_{dr} = (\phi_{dr} - \phi_{md}) / L_r \\ i_{qr} = (\phi_{qr} - \phi_{mq}) / L_r \end{cases} \quad (1.46)$$

En remplaçant les courants statoriques et rotoriques (1.46) dans (1.32) on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\phi_{ds1}}{dt} = v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\ \frac{d\phi_{qs1}}{dt} = v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\phi_{qs1} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{ds1} \\ \frac{d\phi_{ds2}}{dt} = v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs2} \\ \frac{d\phi_{qs2}}{dt} = v_{qs2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\phi_{qs2} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{ds2} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\phi_{dr} - \phi_{mq}) + \omega_{gl} \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\phi_{qr} - \phi_{mq}) - \omega_{gl} \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (1.47)$$

En introduisant les courants de l'équation (1.46) dans (1.44), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{md} = L_a (\phi_{ds1} / L_{s1} + \phi_{ds2} / L_{s2} + \phi_{dr} / L_r) \\ \phi_{mq} = L_a (\phi_{qs1} / L_{s1} + \phi_{qs2} / L_{s2} + \phi_{qr} / L_r) \end{array} \right. \quad (1.48)$$

Avec :

$$L_a = \frac{1}{(1/L_{s1}) + (1/L_{s2}) + (1/L_r) + (1/L_m)} \quad (1.49)$$

En substituant (1.48) et (1.49) dans (1.47), on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\phi_{ds1}}{dt} = v_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} \phi_{ds1} + \omega_s \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} \phi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \phi_{dr} \\ \frac{d\phi_{qs1}}{dt} = v_{qs1} - \omega_s \phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} \phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{ds2}}{dt} = v_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} \phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s2} L_{s2}} \phi_{ds2} + \omega_s \phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \phi_{dr} \\ \frac{d\phi_{qs2}}{dt} = v_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} \phi_{qs2} - \omega_s \phi_{ds2} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s2} L_{s2}} \phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \phi_{ds1} + \frac{L_a}{T_r L_{s2}} \phi_{ds2} + \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \phi_{dr} + \omega_{gl} \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_r L_{s2}} \phi_{qs2} - \omega_{gl} \phi_{dr} + \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \phi_{qr} \end{array} \right. \quad (1.50)$$

Avec :

$$T_{s1} = \frac{L_{s1}}{R_{s1}} : \text{Constante de temps statorique de la première étoile.}$$

$$T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}} : \text{Constante de temps statorique de la deuxième étoile.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

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

Finalement, on a les matrices suivantes:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} L_r} & 0 \\ -\omega_s & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \\ \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s2} L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} & -\omega_s & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \\ \frac{L_a}{T_r L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_r L_{s2}} & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & \frac{L_a}{T_r L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_r L_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \end{bmatrix} \quad (1.51)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.52)$$

1.6 Simulation Numérique

Les paramètres de la machine utilisée sont donnés dans l'annexe.

Les performances de la machine alimentée directement par un réseau triphasé a été étudiés pour deux testes de simulation : à vide et en charge. Le décalage entre les deux étoiles ($\alpha=30^\circ$) a été obtenu pratiquement en utilisant un transformateur étoile-triangle, FIG 1.4.

1.6.1 Interprétation des Résultats

Les figures 1.5-1.8 représentent l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée directement par deux sources purement sinusoïdales et équilibrées.

Le temps du régime transitoire à vide est 1.2 seconde et 2 seconde en charge nominale ($C_r=14$ Nm).

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augment et évolue d'une manière presque linéaire, et atteint 313.7 rad/s à vide (très proche de celle de synchronisme) et atteint 288.3 rad/s en charge FIG 1.5(a). Le couple électromagnétique au début atteint sa valeur maximale de 57 Nm à vide et présente des oscillations, après ce régime, le couple se compense les pertes par frottement (un petit couple de 0.32 Nm a été produit par la machine).

En charge le pic de couple au démarrage est de 57.32 Nm, pour compenser le couple de charge et les pertes par le frottement un couple de 14.32 Nm a été développée par la machine, FIG 1.5(b)

Les courants statoriques sont de même forme (sinusoïdale) et de même amplitude dans les deux modes de fonctionnement à vide et en charge (les deux étoiles du stator sont identiques). Au démarrage, pour développer un couple électromagnétique capable de faire tourner le rotor, la machine absorbe des courants très élevés, leur amplitude atteint les valeurs 26.8 A et 26.83 A à vide et en charge respectivement. Après le régime transitoire, les amplitudes des courants statorique diminuent pour se stabilisent à les valeurs de 1.3 A à vide et de 5.6 A en charge, FIG 1.6 et FIG 1.7 respectivement.

Les courants statorique d'axe d i_{ds1} et i_{ds2} ont la même forme et la même amplitude dans les deux régimes transitoire et établi, leurs valeur sont -1.3 A et -2.13 A à vide et en charge respectivement, FIG 1.8(a) et FIG1.8(c). Ainsi les deux courants d'axe q i_{qs1} et i_{qs2} ont la même forme et leur amplitudes se stabilisent à zéro à vide et à -6.3 A en charge, FIG 1.8(b) et FIG 1.8(d).

Le FIG 1.9 illustre les flux rotoriques d'axes d et q . le flux ϕ_{dr} présente des oscillations en régime transitoire, son amplitude atteint la valeur -0.96 Wb en charge, FIG 1.9(a). Le flux ϕ_{qr} présente des oscillations presque dans la zone positive et approximativement nulle en régime établi, à vide et en charge. Il a une valeur de 0.15 Wb FIG 1.9(b).

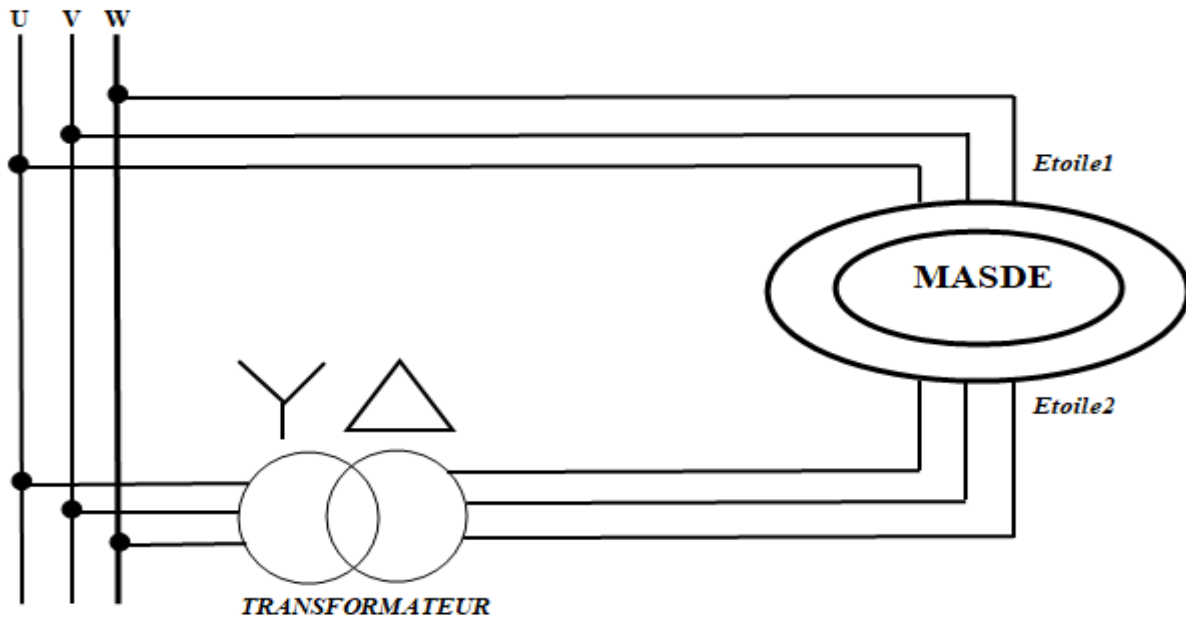


Figure 1.4 Alimentation de la MASDE par le réseau électrique.

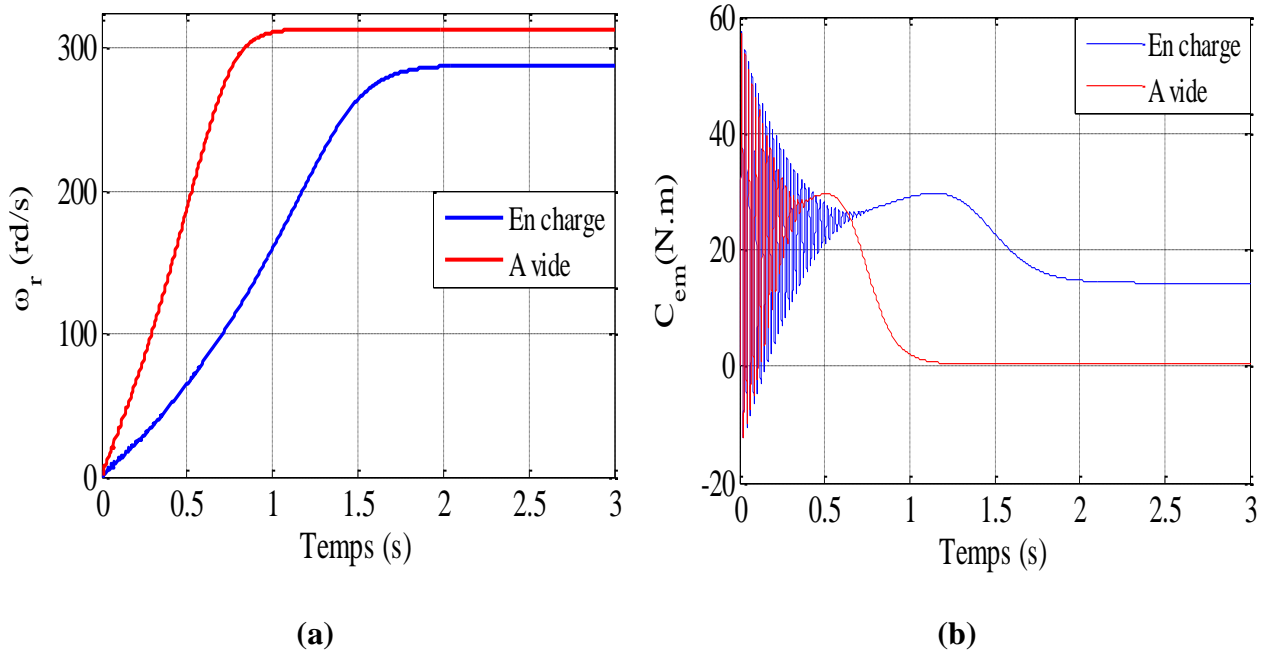


Figure 1.5 La vitesse et le couple électromagnétique de la MASDE.

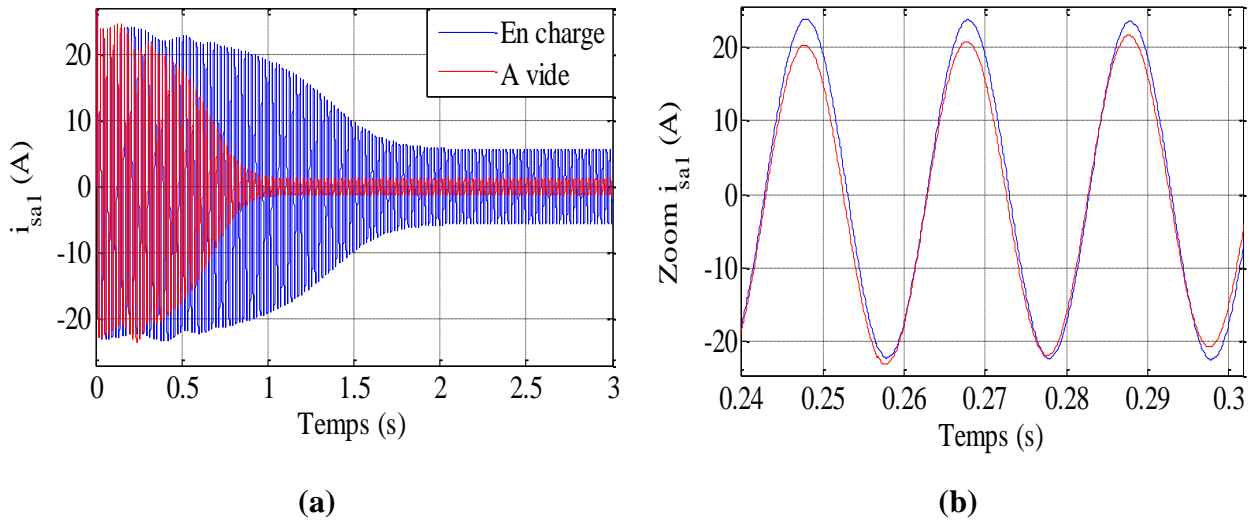


Figure 1.6 Le courant statorique i_{sa1} (A).

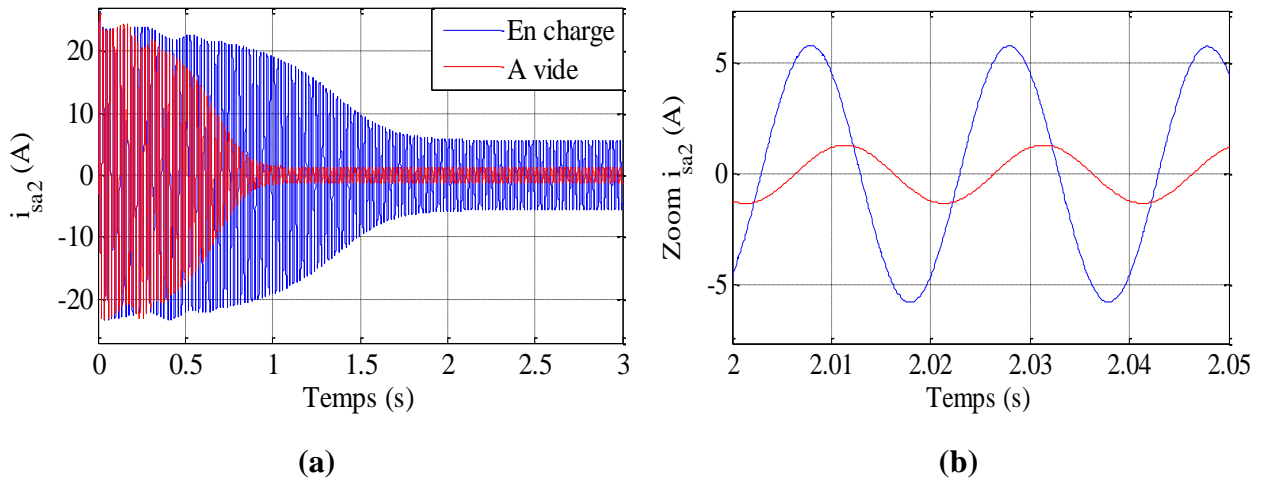
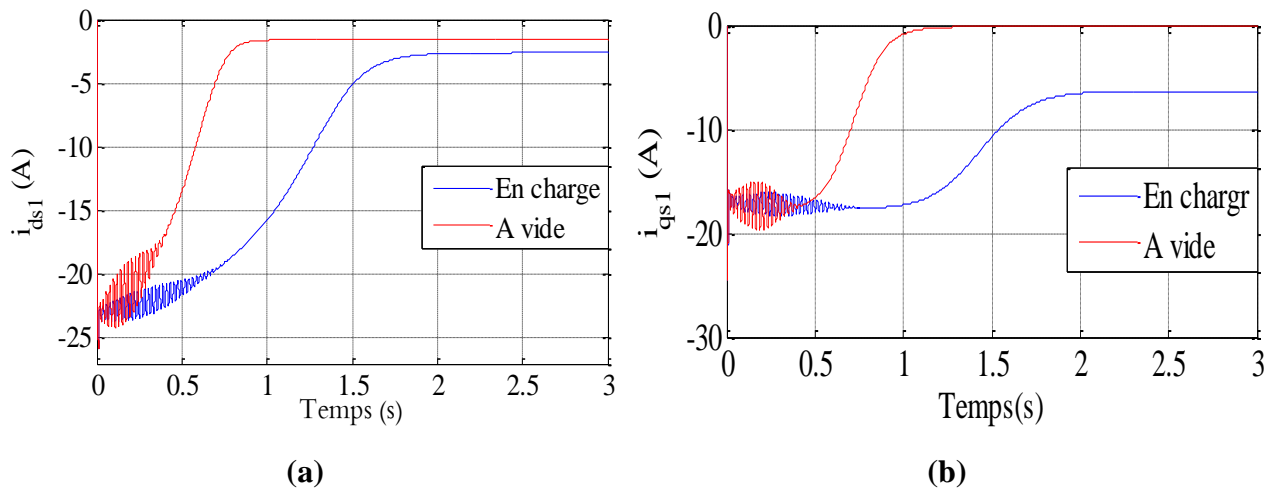


Figure 1.7 Le courant statorique i_{sa2} (A)



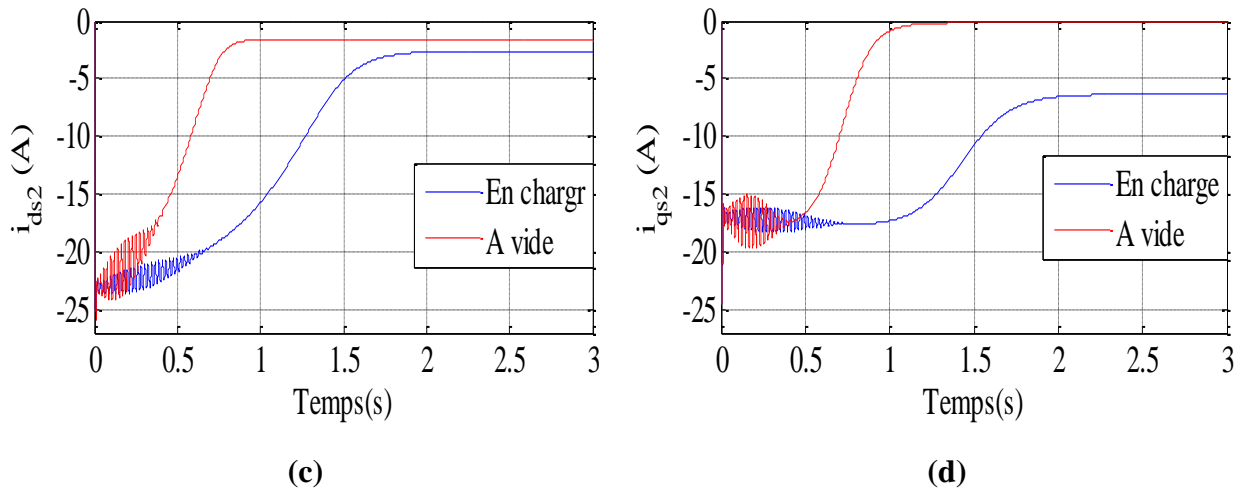


Figure 1.8 Les courants d'axes d et q.

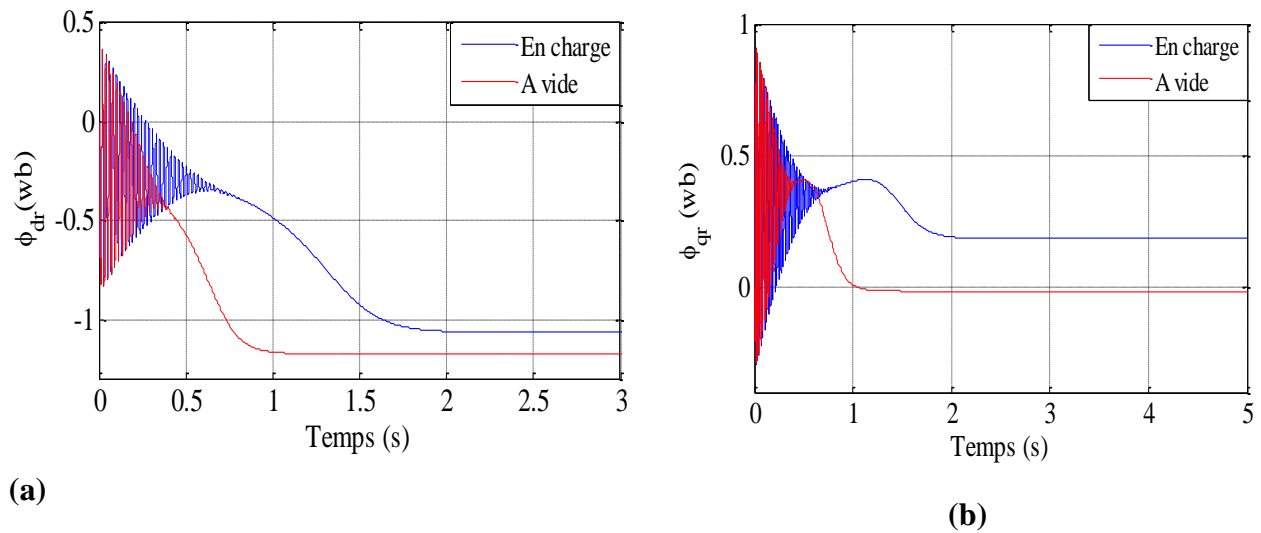


Figure 1.9 Flux rotorique d'axes d et q.

1.7 Inversion du Sens de Rotation

Dans cette partie, on cherche à connaître la méthode de l'inversion du sens de rotation de rotor de la MASDE.

Dans le premier essai, l'inversion s'effectue entre deux phase du l'étoile 1 comme illustrer dans la FIG 1.10. L'inversion des phases est appliquée après $t=2s$. On obtient les résultats suivants:

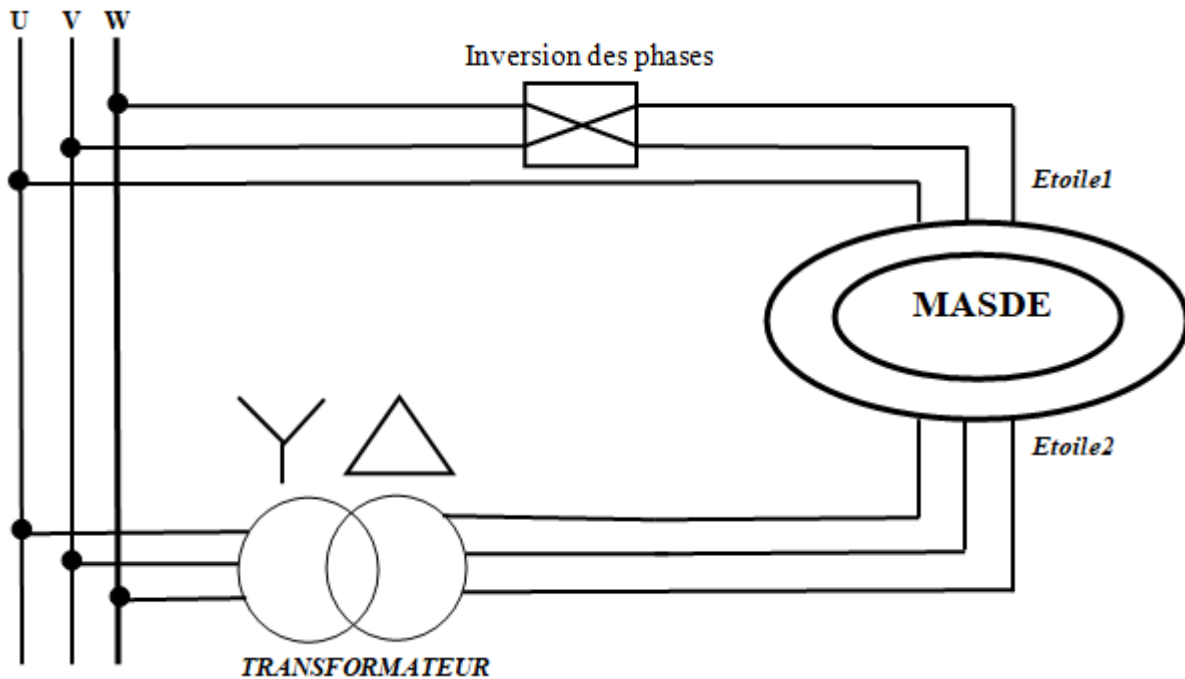


Figure 1.10 Inversion de deux phases d'une seule étoile.

La FIG 1.11 présente les résultats obtenus par l'inversion de deux phases de la première étoile, on observe que le sens de rotation du rotor n'inverse pas dans ce cas.

Dans le deuxième essai, l'inversion est réalisé entre deux phases du l'étoile 2 en plus de l'inversion dans la première étoile comme montré dans la FIG 1.12.

On observe que l'inversion de sens de rotation d'un moteur à double étoile s'effectue par l'inversion de quatre phases, deux phases par chaque étoile. Une apparition d'un pic de couple à l'instant de l'inversion $t=2s$ de valeur -156.5 N.m , la vitesse atteint la valeur -313 rd/s à environ $t=5s$. Le temps suffisant pour réaliser l'inversion est $3s$ comme montré dans la figure 1.13.

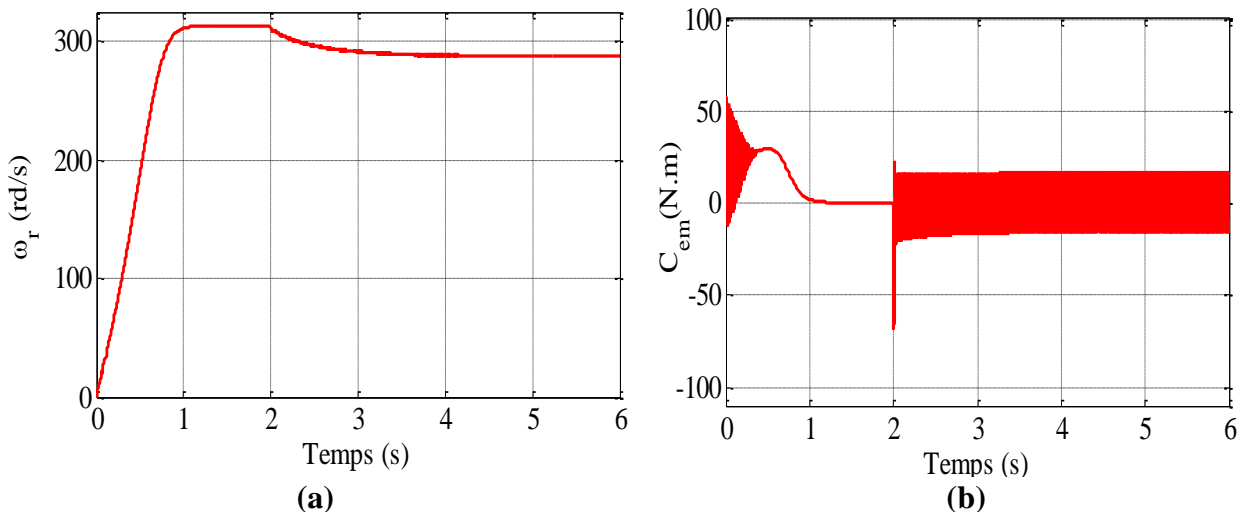


Figure 1.11 L'inversion le sens de rotation par l'inversion de deux phases de la première étoile.

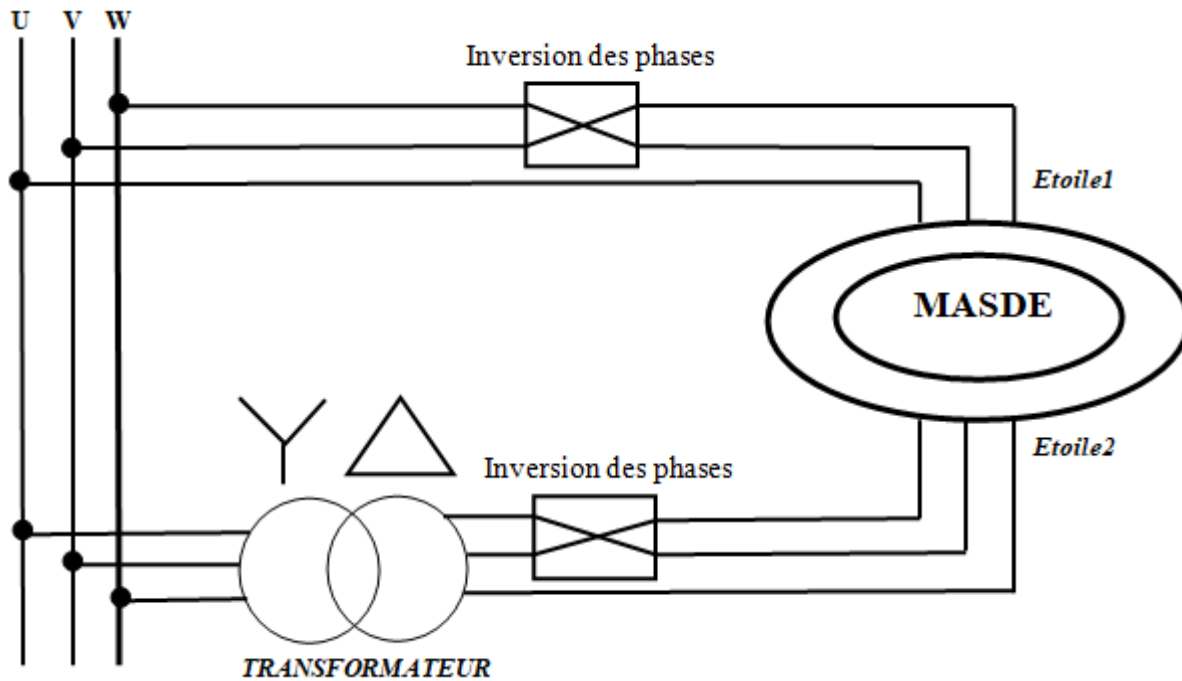


Figure 1.12 Inversion de quatre phases.

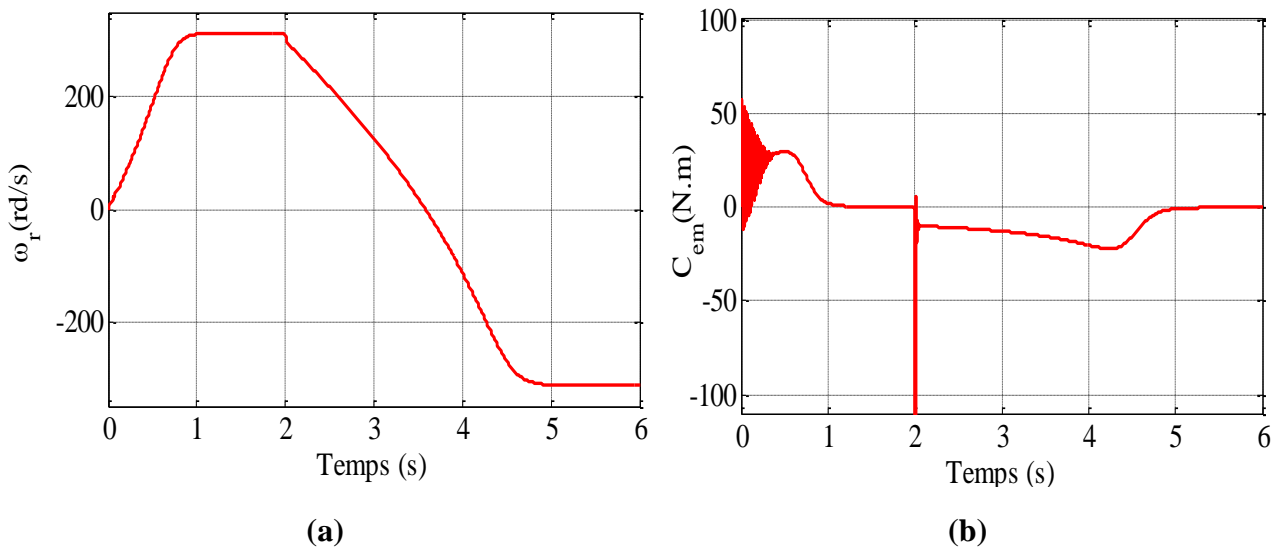


Figure 1.13 L'inversion du sens de rotation par l'inversion de deux phases dans chaque étoile.

1.8 Modélisation de l'Alimentation

Actuellement, la facilité de commander les machines électriques est due au développement des semi-conducteurs (convertisseur statique), qui nous a permis de réaliser des organes de commande avec des puissances de sortie très élevées [46].

1.8.1 Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs à Deux Niveaux

La FIG 1.14 illustre les deux convertisseurs de fréquence (deux onduleurs de tension à deux niveaux) alimentant la MASDE.

1.8.1.1 Modélisation des Onduleurs de Tension à Deux Niveaux

Par supposition que les semi-conducteurs sont idéals et chaque pair IGBT-diode présent un interrupteur. Les tensions aux bornes de la MASDE sont données comme suit :

Pour l'ondeleur N° 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ v_{c1} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (1.53)$$

Pour l'ondeleur N° 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{a2} \\ v_{b2} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{12} \\ f_{22} \\ f_{32} \end{bmatrix} \quad (1.54)$$

Avec, f_{11} , f_{21} et f_{31} portent 1 (interrupteur fermée) ou 0 (interrupteur ouverte) pour les interrupteurs haut de l'ondeleur N° 1 S_{i1} ($i=1,2,3$) respectivement, f_{12} , f_{22} et f_{32} pour les interrupteurs haut de l'ondeleur N°2 S_{i2} ($i=1,2,3$) respectivement.

1.8.1.2 Stratégie de Commande

Pour déterminer les instants de fermeture et ouverture des interrupteurs K_{i1} et K_{i2} , on fait appel à la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer des intersections d'une tension de référence sinusoïdale v^* et un signal triangulaire de haute fréquence v_p comme montré dans les figures 1.15 et les équations (1.55) et (1.56) respectivement.

La technique MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- **L'indice de modulation "m"** est égale au rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$).
- **Le coefficient de réglage en tension "r"** est égale au rapport entre l'amplitude de référence et la valeur maximale de la porteuse ($r = \frac{v_m}{v_{pm}}$).

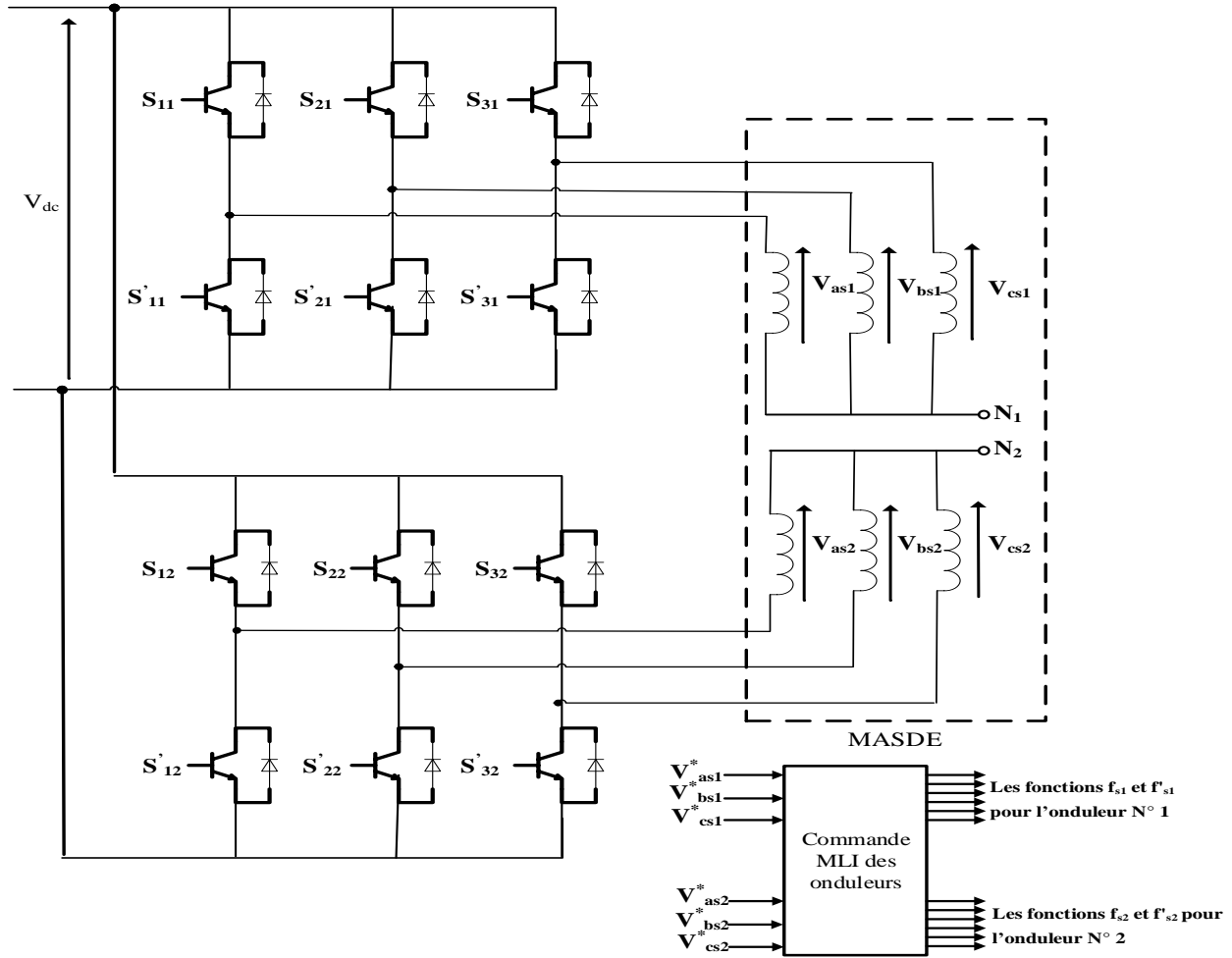
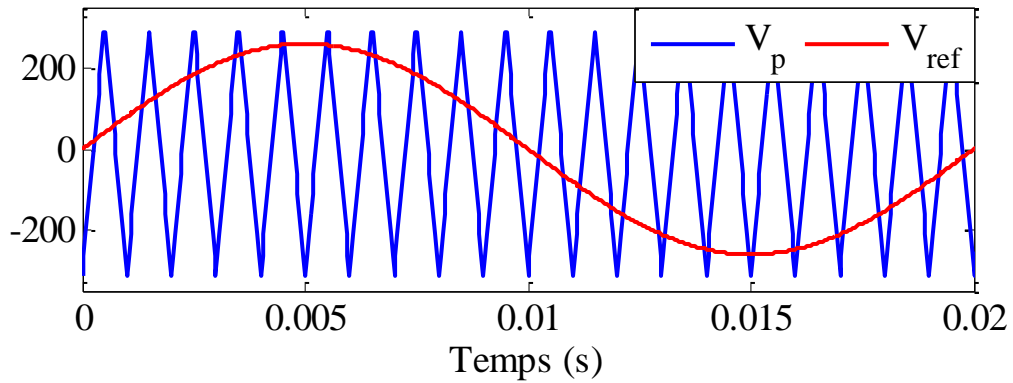


Figure 1.14 Schéma block de l'alimentation de la MASDE (onduleur à deux niveaux).



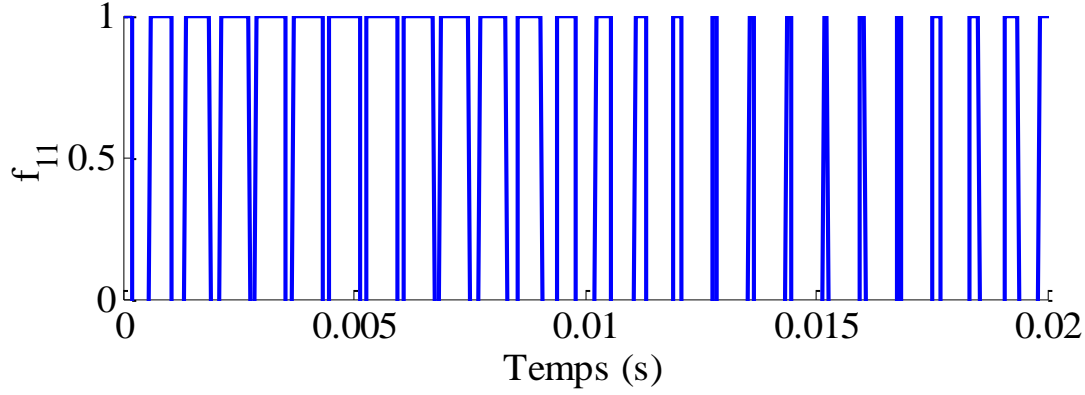


Figure 1.15 Principe de la technique MLI.

Pour l'onduleur N° 1 :

$$\begin{aligned}
 \text{Si } v_{as1ref} \geq v_p(t) &\rightarrow f_{11} = 1 \text{ sinon } f_{11} = 0 \\
 \text{Si } v_{bs1ref} \geq v_p(t) &\rightarrow f_{21} = 1 \text{ sinon } f_{21} = 0 \\
 \text{Si } v_{cs1ref} \geq v_p(t) &\rightarrow f_{31} = 1 \text{ sinon } f_{31} = 0
 \end{aligned} \tag{1.55}$$

Pour l'onduleur N° 2 :

$$\begin{aligned}
 \text{Si } v_{as2ref} \geq v_p(t) &\rightarrow f_{12} = 1 \text{ sinon } f_{12} = 0 \\
 \text{Si } v_{bs2ref} \geq v_p(t) &\rightarrow f_{22} = 1 \text{ sinon } f_{22} = 0 \\
 \text{Si } v_{cs2ref} \geq v_p(t) &\rightarrow f_{32} = 1 \text{ sinon } f_{32} = 0
 \end{aligned} \tag{1.56}$$

Les six signaux de référence pour les deux onduleurs sont donnés par l'équation (1.57), la porteuse triangulaire est exprimée par l'équation (1.58).

$$\begin{cases} v_{ks1ref} = V_m \sin \left[2\pi ft - 2(j-1)\frac{\pi}{3} \right] & \text{Pour l'onduleur } N^{\circ}1 \\ v_{ks2ref} = V_m \sin \left[2\pi ft - 2(j-1)\frac{\pi}{3} - \alpha \right] & \text{Pour l'onduleur } N^{\circ}2 \end{cases} \tag{1.57}$$

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

$$v_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4\frac{t}{T_p} - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4\frac{t}{T_p} + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \tag{1.58}$$

1.8.2 Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs à Trois Niveaux

La FIG 1.16 illustre les deux convertisseurs de fréquence (deux onduleurs de tension à trois niveaux) alimentant la MASDE.

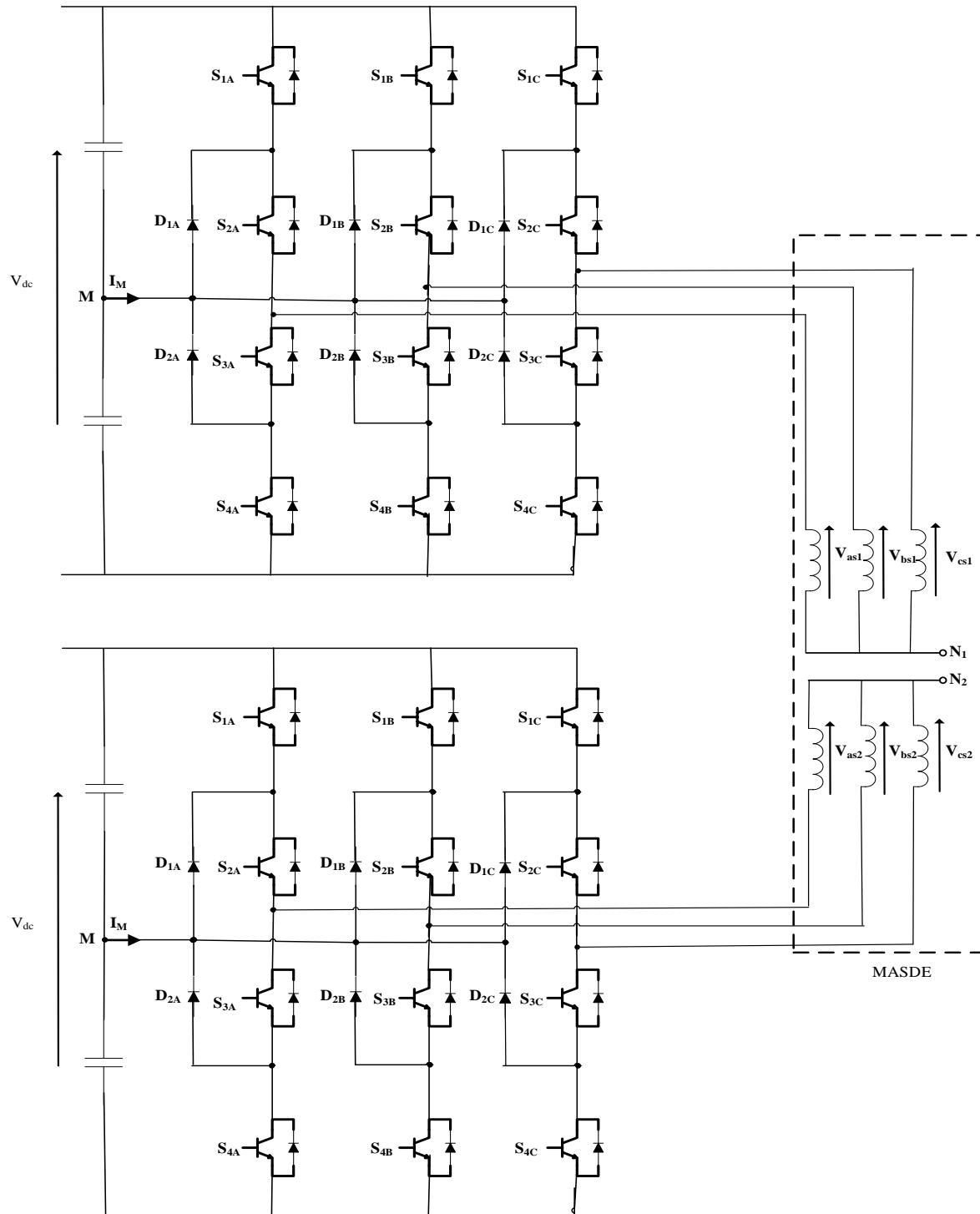


Figure 1.16 Schéma block de l'alimentation de la MASDE (onduleur à trois niveaux).

1.8.2.1 Structure Générale

L'onduleur de tension à trois niveaux à diode de blocage se compose de trois bras symétriques. Chaque bras de l'onduleur est composé de quatre paires (diode-transistor), chaque paire représente un interrupteur de courant bidirectionnel et deux diodes intermédiaires, permettant que la tension soit au niveau zéro. Cette structure nécessite l'utilisation d'un interrupteur contrôlable pour l'amorçage et le blocage. Dans notre exemple, nous utiliserons des *IGBT* avec des diodes antiparallèles. En supposant que la tension v_{dc} soit uniformément répartie entre les deux condensateurs : $v_{dc1} = v_{dc2} = v_{dc} / 2$.

1.8.2.2 Modélisation des Onduleurs de Tension à Trois Niveaux

Pour éviter que les quatre interrupteurs d'un même bras ne soient pas en conduction simultanée, provoquant un court-circuit de la borne du bus continu, entraînant un risque de surintensité endommageant les condensateurs et les composants semi-conducteurs, et d'éventuels dommages de surtension sur les interrupteurs pendant l'ouverture simultanée de ce dernier. On doit réaliser des commandes complémentaires des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur [47–50].

Pour chaque interrupteur T_{ki} ($k = a, b, c$ $i = 1, 2, 3, 4$), on définit une fonction de commutation S_{ki} de la manière suivante

$$S_{ki} = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{ki} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } T_{ki} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (1.59)$$

Les trois commandes complémentaires qui peuvent être appliquées sur un bras sont :

$$1^\circ \begin{cases} S_{a1} = \overline{S_{a2}} \\ S_{a3} = \overline{S_{a4}} \end{cases} \quad 2^\circ \begin{cases} S_{a1} = \overline{S_{a3}} \\ S_{a2} = \overline{S_{a4}} \end{cases} \quad 3^\circ \begin{cases} S_{a1} = \overline{S_{a4}} \\ S_{a2} = \overline{S_{a3}} \end{cases} \quad (1.60)$$

Parmi ces trois commandes complémentaires, celle qui permet d'exploiter tous les niveaux possibles de l'onduleur est la suivante :

$$\begin{cases} S_{a1} = \overline{S_{a3}} \\ S_{a2} = \overline{S_{a4}} \end{cases} \quad (1.60)$$

La commande complémentaire pour un bras k est définie alors comme suit :

$$\begin{cases} S_{k1} = \overline{S_{k3}} \\ S_{k2} = \overline{S_{k4}} \end{cases} \quad (1.61)$$

Avec la commande complémentaire, on peut définir les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k comme suit :

$$\begin{cases} S_{k1} = 1 - S_{k3} \\ S_{k2} = 1 - S_{k4} \end{cases} \quad (1.62)$$

L'onduleur de tension trois niveaux délivre, en sortie, trois niveaux de tensions $-v_{dc}/2$, 0, et $+v_{dc}/2$ en fonction des états des interrupteurs comme expliqué dans le Tableau 1.1.

Tableau 1.1 Les trois niveaux de tension en fonction des états des interrupteurs ($k=a, b$ ou c).

S_{k1}	S_{k2}	S_{k3}	S_{k4}	v_{ko}
1	1	0	0	$+v_{dc}/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-v_{dc}/2$

A l'aide des fonctions de connexion des interrupteurs, on peut écrire le système d'équation des tensions (a), (b), (c) de l'onduleur à trois niveaux, par rapport au point milieu « o » de la source de tension d'entrée comme suit :

$$\begin{cases} v_{a0} = (S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4})v_{dc} \\ v_{b0} = (S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4})v_{dc} \\ v_{c0} = (S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4})v_{dc} \end{cases} \quad (1.63)$$

Les tensions composées sont :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{a0} - v_{b0} = [S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4}]v_{dc} - [S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4}]v_{dc} \\ v_{bc} = v_{b0} - v_{c0} = [S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4}]v_{dc} - [S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4}]v_{dc} \\ v_{ac} = v_{c0} - v_{a0} = [S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4}]v_{dc} - [S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4}]v_{dc} \end{cases} \quad (1.64)$$

D'où :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ac} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4} \\ S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4} \\ S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4} \end{bmatrix} v_{dc} \quad (1.65)$$

On déduit les tensions simples (v_a, v_b, v_c) par rapport au point neutre n :

$$\begin{cases} v_a = v_{an} = v_{a0} - v_{n0} \\ v_b = v_{bn} = v_{b0} - v_{n0} \\ v_c = v_{cn} = v_{c0} - v_{n0} \end{cases} \quad (1.66)$$

Où : v_{n0} est la tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge qui est représentée comme suit :

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}) \quad (1.67)$$

En admettant que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, on aura :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1}S_{a2} \\ S_{b1}S_{b2} \\ S_{c1}S_{c2} \end{bmatrix} v_{dc} - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3}S_{a4} \\ S_{b3}S_{b4} \\ S_{c3}S_{c4} \end{bmatrix} v_{dc} \quad (1.68)$$

Nous aboutissons en fin au système sous forme matricielle, qui s'écrit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4} \\ S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4} \\ S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4} \end{bmatrix} v_{dc} \quad (1.69)$$

1.8.2.3 Stratégie de Commande de l'onduleur à Trois Niveaux

C'est la même stratégie adoptée pour piloter l'onduleur à deux niveaux, mais cette fois, on utilise deux porteuses triangulaires bipolaires identiques en forme de dents de scie décalées l'une par rapport à l'autre d'une demi-période de hachage.

1.8.3 Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs à Cinq Niveaux

Les résultats encourageants obtenus par le convertisseur à trois niveaux ont incité les chercheurs à explorer cette recherche en développant (en plus) des convertisseurs à plusieurs niveaux pour augmenter la tension et ainsi la puissance transmise.

La FIG 1.17 présente le convertisseur de fréquence (onduleurs de tension à cinq niveaux) alimentant la MASDE.

1.8.3.1 Structure Générale

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure *NPC* se compose de trois bras symétriques constitué chacun de six interrupteurs en série et de deux autres en parallèles. Chacun de ces interrupteurs est composé d'un semi-conducteur bi-commandable *IGBT* et d'une diode montée en tête bêche. La source de tension continue se compose de quatre groupes de condensateurs formant ainsi le bus continu. Dans ce mode de fonctionnement, chaque semi-conducteur est soumis à l'état ouvert au quart de la tension de la source continue, d'où l'utilité de cette structure d'onduleur pour les applications de haute tension. Cet onduleur est dit à cinq niveaux car il délivre cinq niveaux de tension par bras ($v_{dc}/4$, $v_{dc}/2$, 0 , $-v_{dc}/2$, $-v_{dc}/4$).

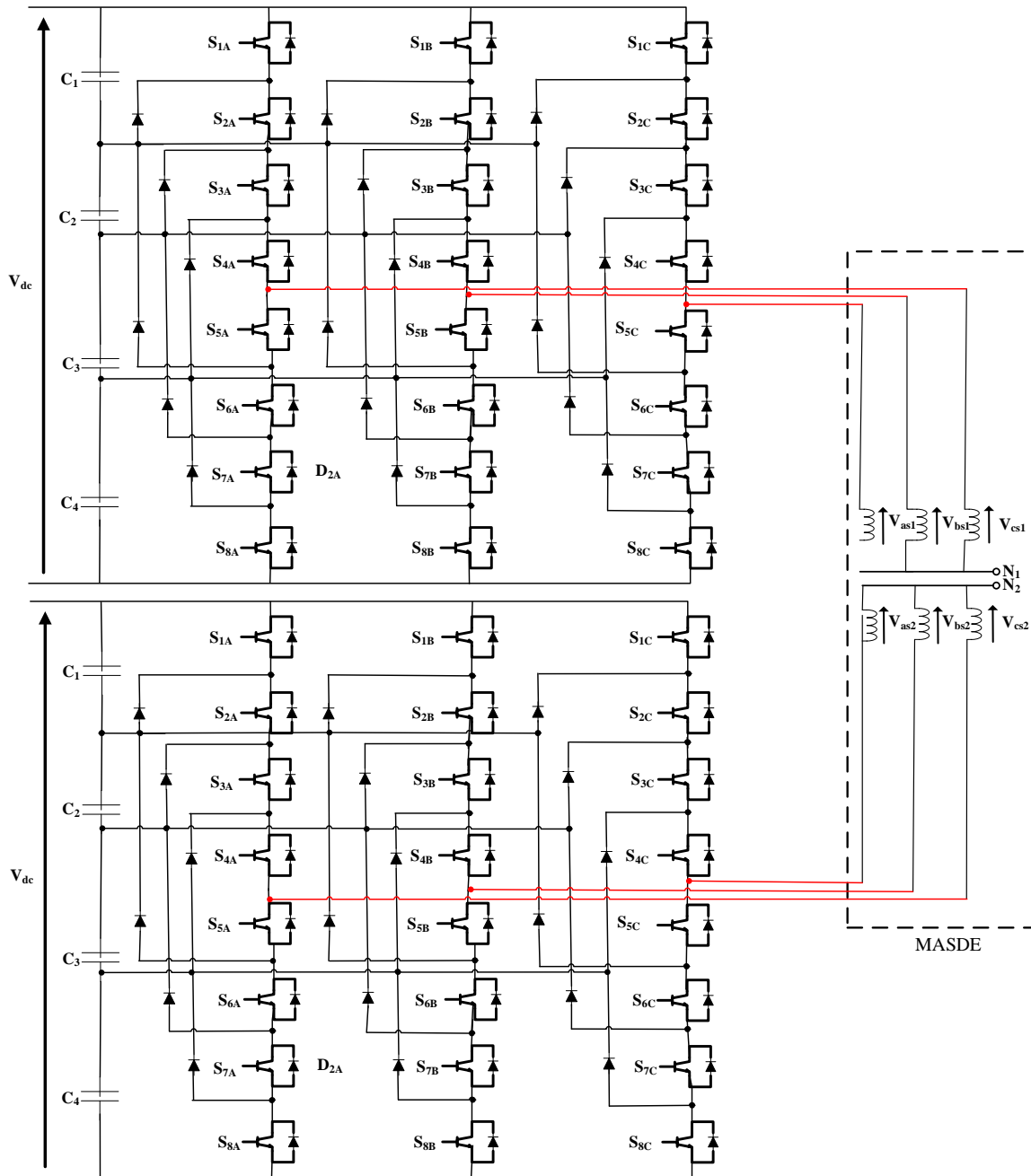


Figure 1.17 Schéma block de l'alimentation de la MASDE (onduleur à cinq niveaux).

1.8.3.2 Modélisation des Onduleurs de Tension à Cinq Niveaux

La modélisation permet d'étudier l'évolution des différentes grandeurs régissant le fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux tout en considérant les commutations des interrupteurs.

Pour chaque interrupteur T_{ki} ($k = a, b, c$ $i = 1, \dots, 8$), on définit une fonction de commutation S_{ki} de la manière suivante:

$$S_{ki} = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{ki} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } T_{ki} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (1.70)$$

Pour éviter que les six interrupteurs d'un seul bras ne soient pas simultanés en conduction qui peut engendrer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit, ou à une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, nous définissons la commande complémentaire suivante [10][47–51]:

$$\begin{cases} S_{k4} = \overline{S_{k2}} \\ S_{k5} = \overline{S_{k1}} \\ S_{k6} = \overline{S_{k3}} \end{cases} \quad (1.71)$$

Avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} S_{k4} = 1 - S_{k2} \\ S_{k5} = 1 - S_{k1} \\ S_{k6} = 1 - S_{k3} \end{cases} \quad (1.72)$$

Le Tableau 1.2 représente la table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur à cinq niveaux. D'après le tableau ci-dessous, on remarque que cette commande complémentaire permet d'avoir un fonctionnement en cinq niveaux.

Tableau 1.2 des cinq niveaux de tension en fonction des états des interrupteurs ($k=a, b$ ou c).

S_{k1}	S_{k2}	S_{k3}	S_{k4}	S_{k5}	S_{k6}	S_{k7}	S_{k8}	v_{k0}
1	1	1	1	0	0	0	0	$v_{dc} / 2$
0	1	1	1	1	0	0	0	$v_{dc} / 4$
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	$- v_{dc} / 4$
0	0	0	0	1	1	1	1	$- v_{dc} / 2$

Afin de simplifier les équations du modèle des onduleurs multiniveaux, on définit la fonction de connexion du demi-bras [48][52]. Elle est notée S_{km}^b où k désigne le numéro du bras et m le demi-bras ($m = 1$ pour le demi-bras du haut, et $m = 0$ pour le demi-bras du bas).

$$\begin{cases} S_{k1}^b = S_{k1} S_{k2} S_{k3} \\ S_{k0}^b = S_{k4} S_{k5} S_{k6} \end{cases} \quad (1.72)$$

Les deux fonctions de connexion des deux interrupteurs parallèle du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} S_{k7} = S_{k1}S_{k2}(1-S_{k3}) \\ S_{k8} = S_{k4}S_{k5}(1-S_{k6}) \end{cases} \quad (1.73)$$

Les potentiels des nœuds a, b, c de l'onduleur triphasé à cinq niveaux par rapport au point milieu « o » en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs, s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} v_{a0} = S_{a1}S_{a2}S_{a3}(v_{dc1} + v_{dc2}) + S_{a1}S_{a2}(1-S_{a3})v_{dc1} - \\ S_{a4}S_{a5}S_{a6}(v_{dc3} + v_{dc4}) - S_{a4}S_{a5}(1-S_{a6})v_{dc3} \\ v_{b0} = S_{b1}S_{b2}S_{b3}(v_{dc1} + v_{dc2}) + S_{b1}S_{b2}(1-S_{b3})v_{dc1} - \\ S_{b4}S_{b5}S_{b6}(v_{dc3} + v_{dc4}) - S_{b4}S_{b5}(1-S_{b6})v_{dc3} \\ v_{c0} = S_{c1}S_{c2}S_{c3}(v_{dc1} + v_{dc2}) + S_{c1}S_{c2}(1-S_{c3})v_{dc1} - \\ S_{c4}S_{c5}S_{c6}(v_{dc3} + v_{dc4}) - S_{c4}S_{c5}(1-S_{c6})v_{dc3} \end{cases} \quad (1.74)$$

Les fonctions de connexion des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} S_{a1}^b = S_{a1}S_{a2}S_{a3} \\ S_{a0}^b = S_{a4}S_{a5}S_{a6} \end{cases}, \quad \begin{cases} S_{b1}^b = S_{b1}S_{b2}S_{b3} \\ S_{b0}^b = S_{b4}S_{b5}S_{b6} \end{cases}, \quad \begin{cases} S_{c1}^b = S_{c1}S_{c2}S_{c3} \\ S_{c0}^b = S_{c4}S_{c5}S_{c6} \end{cases} \quad (1.75)$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs placés en parallèle sont définies comme suit :

$$\begin{cases} S_{a7} = S_{a1}S_{a2}(1-S_{a3}) \\ S_{a8} = S_{a4}S_{a5}(1-S_{a6}) \end{cases}, \quad \begin{cases} S_{b7} = S_{b1}S_{b2}(1-S_{b3}) \\ S_{b8} = S_{b4}S_{b5}(1-S_{b6}) \end{cases}, \quad \begin{cases} S_{c7} = S_{c1}S_{c2}(1-S_{c3}) \\ S_{c8} = S_{c4}S_{c5}(1-S_{c6}) \end{cases} \quad (1.76)$$

En substituant les équations (1.76) et (1.75) dans le système (1.74), on obtient :

$$\begin{cases} v_{a0} = S_{a7}v_{dc1}S_{a1}^b(v_{dc1} + v_{dc2}) - S_{a8}v_{dc3} - S_{a0}^b(v_{dc3} + v_{dc4}) \\ v_{b0} = S_{b7}v_{dc1}S_{b1}^b(v_{dc1} + v_{dc2}) - S_{b8}v_{dc3} - S_{b0}^b(v_{dc3} + v_{dc4}) \\ v_{c0} = S_{c7}v_{dc1}S_{c1}^b(v_{dc1} + v_{dc2}) - S_{c8}v_{dc3} - S_{c0}^b(v_{dc3} + v_{dc4}) \end{cases} \quad (1.77)$$

La forme matricielle de système (1.77) est comme suit:

$$\begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a7} + S_{a1}^b \\ S_{b7} + S_{b1}^b \\ S_{c7} + S_{c1}^b \end{bmatrix} v_{dc1} + \begin{bmatrix} S_{a1}^b \\ S_{b1}^b \\ S_{c1}^b \end{bmatrix} v_{dc2} - \begin{bmatrix} S_{a8} + S_{a0}^b \\ S_{b8} + S_{b0}^b \\ S_{c8} + S_{c0}^b \end{bmatrix} v_{dc3} - \begin{bmatrix} S_{a0}^b \\ S_{b0}^b \\ S_{c0}^b \end{bmatrix} v_{dc4} \quad (1.78)$$

Le système (1.78) montre qu'un onduleur à cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

Dans le cas où les sources de tensions continue sont identiques ($v_{dc1}=v_{dc2}=v_{dc3}=v_{dc4}= v_{dc} / 4$), le système d'équations (1.78) devient :

$$\begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a7} + 2S_{a1}^b - S_{a8} - 2S_{a0}^b \\ S_{b7} + 2S_{b1}^b - S_{b8} - 2S_{b0}^b \\ S_{c7} + 2S_{c1}^b - S_{c8} - 2S_{c0}^b \end{bmatrix} v_{dc} \quad (1.79)$$

Les tensions composées s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{a0} - v_{b0} \\ v_{bc} = v_{b0} - v_{c0} \\ v_{ca} = v_{c0} - v_{a0} \end{cases} \quad (1.80)$$

D'après les relations (1.79) et (1.80), on a l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a7} + 2S_{a1}^b - 2S_{a8} - 3S_{a0}^b \\ S_{b7} + 2S_{b1}^b - 2S_{b8} - 3S_{b0}^b \\ S_{c7} + 2S_{c1}^b - 2S_{c8} - 3S_{c0}^b \end{bmatrix} v_{dc} \quad (1.81)$$

Pour les tensions simples, on a :

$$\begin{cases} v_a = v_{an} = v_{a0} - v_{n0} \\ v_b = v_{bn} = v_{b0} - v_{n0} \\ v_c = v_{cn} = v_{c0} - v_{n0} \end{cases} \quad (1.82)$$

Avec, v_{n0} étant la tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge. Elle est donnée comme suit :

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}) \quad (1.83)$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont :

$$\begin{cases} v_{an} = v_a = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bn} = v_b = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} = v_c = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (1.84)$$

On déduit les tensions simples :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a7} + 2S_{a1}^b - 2S_{a8} - 3S_{a0}^b \\ S_{b7} + 2S_{b1}^b - 2S_{b8} - 3S_{b0}^b \\ S_{c7} + 2S_{c1}^b - 2S_{c8} - 3S_{c0}^b \end{bmatrix} v_{dc} \quad (1.85)$$

1.8.3.3 Stratégie de Commande de l'onduleur à Cinq Niveaux

Concernant le circuit de commande, les stratégies de détection des courant de référence et ceux de régulation du courant sont les mêmes que ceux employés dans le cas de deux niveaux. Ainsi la différence entre les deux cas réside dans la technique de génération des impulsions. Nous remplaçons la MLI intersective à une seule porteuse par la MLI intersective à quatre porteuses.

1.8.4 Résultats de Simulation MASDE-Onduleur :

La simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs à deux niveau, trois niveau et cinq niveau est effectuée pour un indice de modulation $m=25$ et le coefficient de réglage en tension $r=0.8$.

Les résultats de simulation obtenus lors de l'alimentation de la MASDE directement par le réseau sont similaire aux celles obtenus lors de l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension à deux niveaux, trois niveaux et cinq niveaux dans les deux modes de fonctionnement (à vide et en charge), en termes de couple et courant dans le régime transitoire (au démarrage), vitesse, couple, flux et courant dans le régime permanent.

La différence entre les résultats obtenus et les résultats précédents (l'alimentation de la MASDE directement par le réseau), l'augmentation de temps de réponse avec l'augmentation de niveau de l'onduleur (dans les deux modes de fonctionnement à vide et en charge) comme montre la FIG 1.18, et l'apparition des harmoniques en comparant avec l'alimentation directe par le réseau au niveau de courant de phase, FIG 1.20, d'axes (d, q), FIG 1.26 , FIG 1.27, FIG 1.28, couple électromagnétique, FIG 1.19. Ces harmoniques (THD) diminue suivant l'augmentation de niveau de l'onduleur à (2, 3, 5 niveau). On observe que, les harmoniques de flux sont faibles par rapport aux harmoniques de courants statorique, le temps de réponse dans le fonctionnement en charge plus grand que lors le fonctionnement à vide pour chaque onduleur.

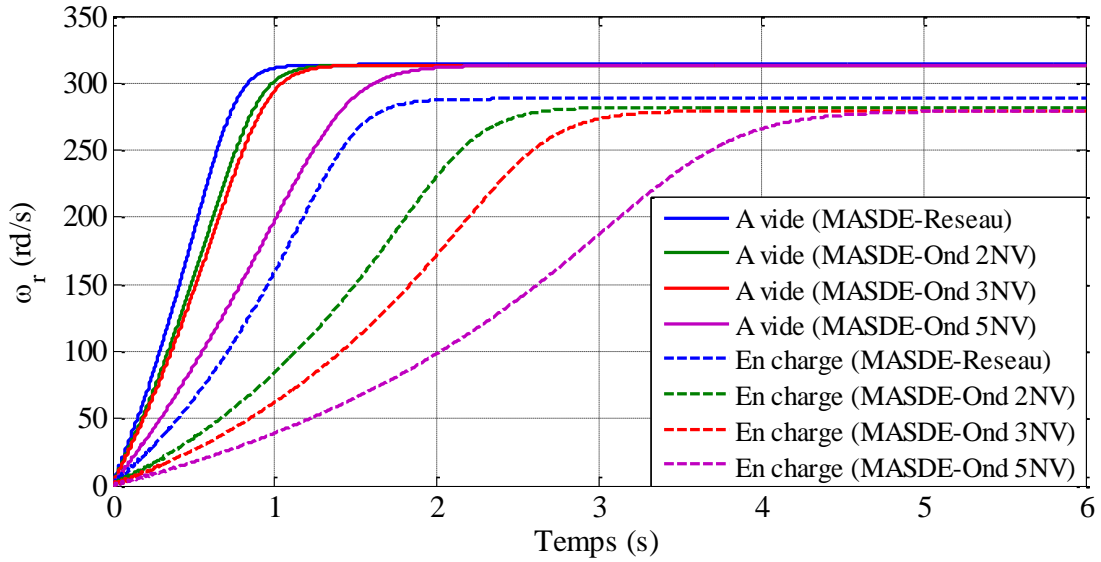
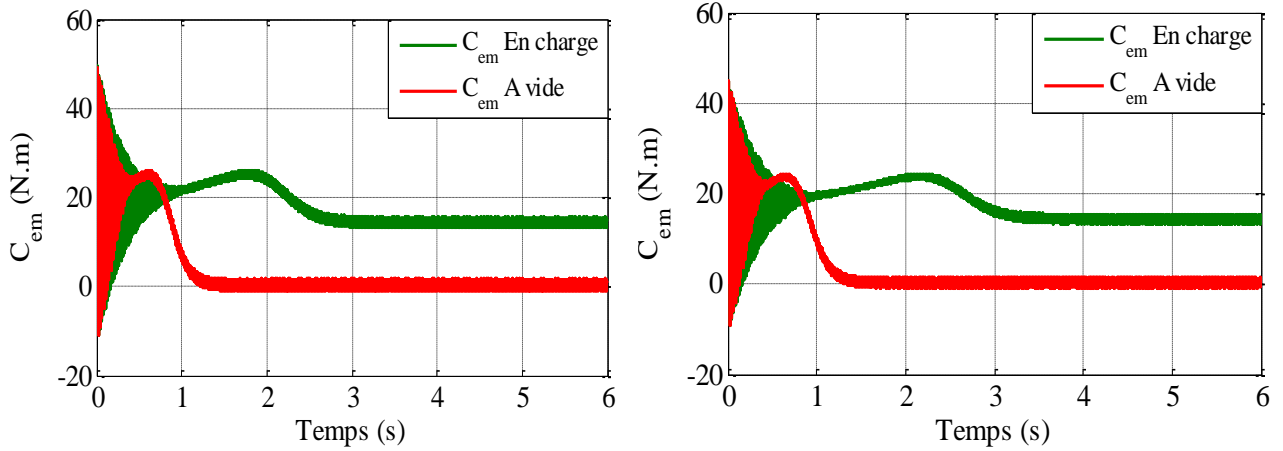
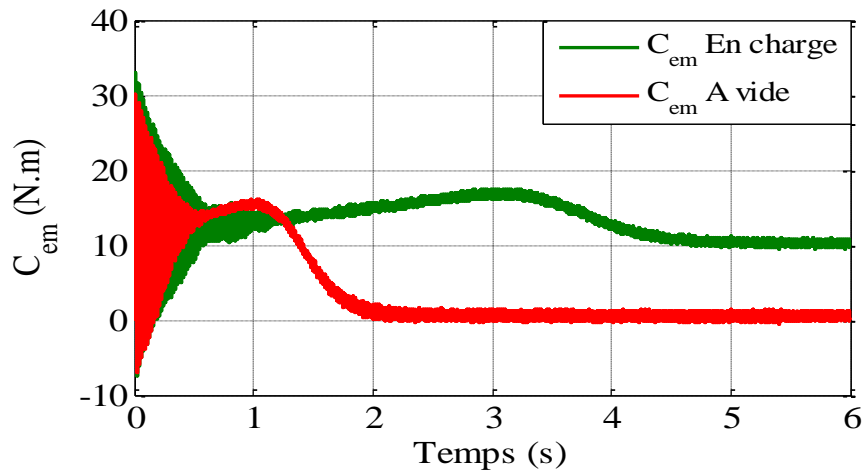


Figure 1.18 La vitesse ω_r (rad/s).



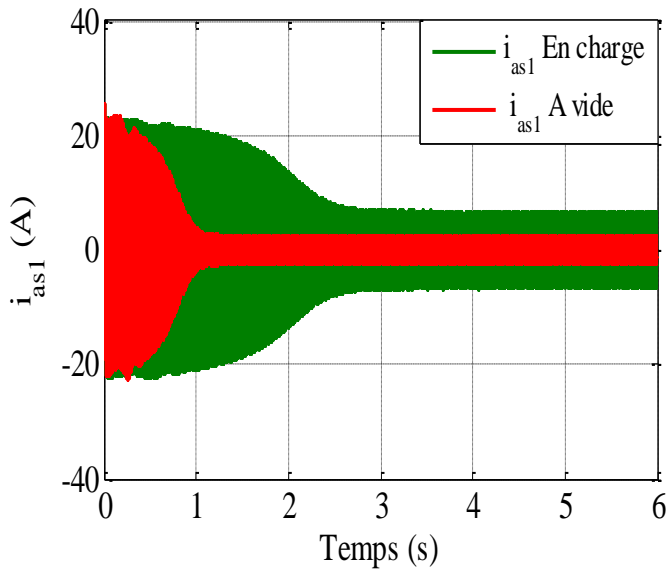
(a) C_{em} (N.m) avec l'onduleur 2 niveaux.

(b) C_{em} (N.m) avec l'onduleur 3 niveaux.

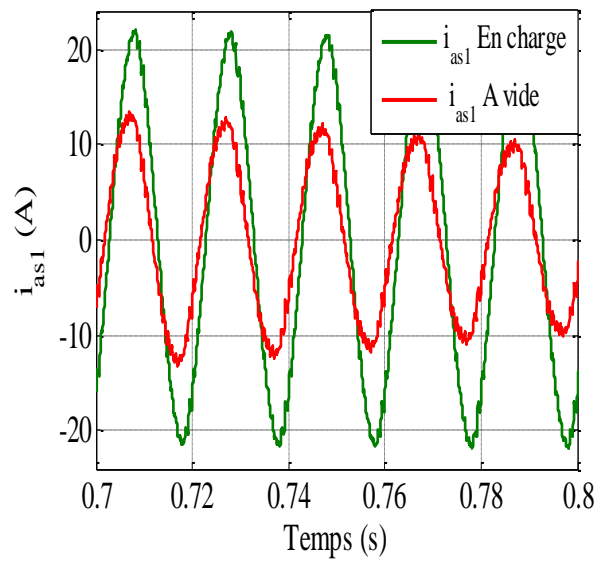


(c) C_{em} (N.m) avec l'onduleur 5niveaux.

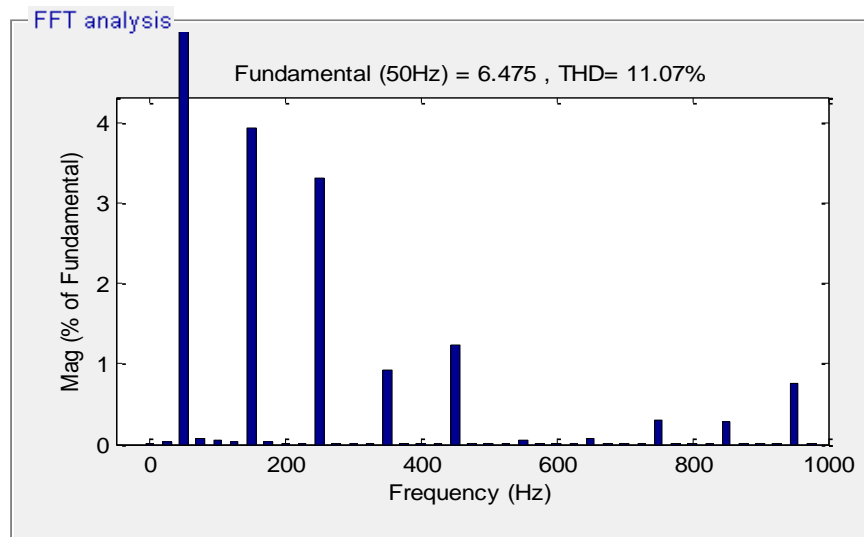
Figure 1.19 Le couple C_{em} (N.m).



(a) Le courant statorique i_{as1} (A)

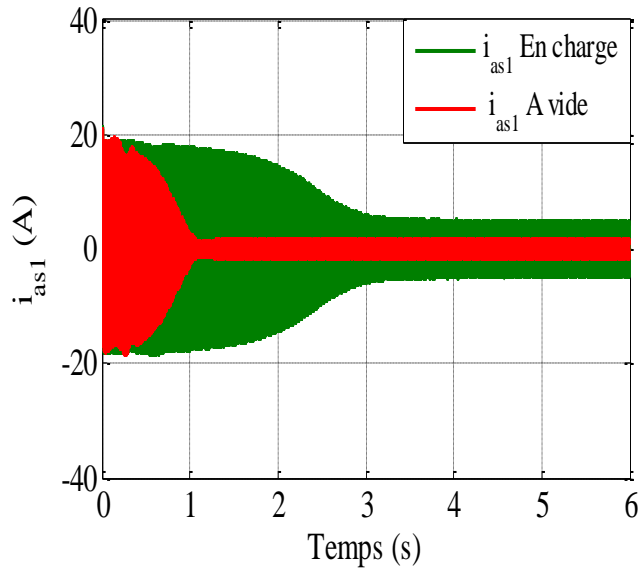


(b) Zoom de courant i_{as1} (A)

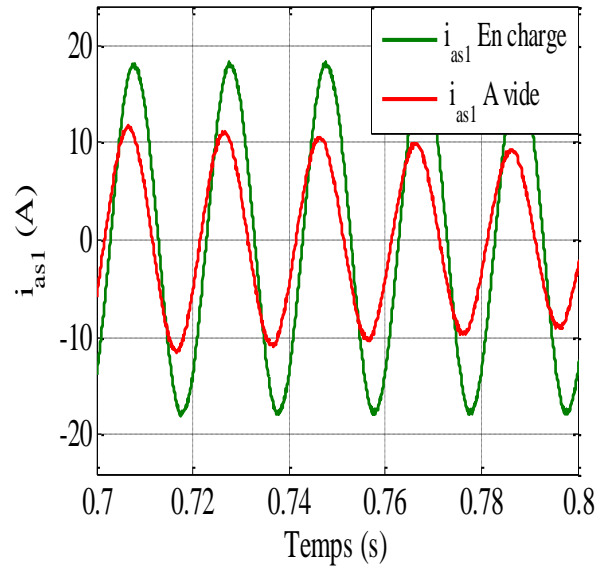


(c) THD de courant i_{as1} (A)

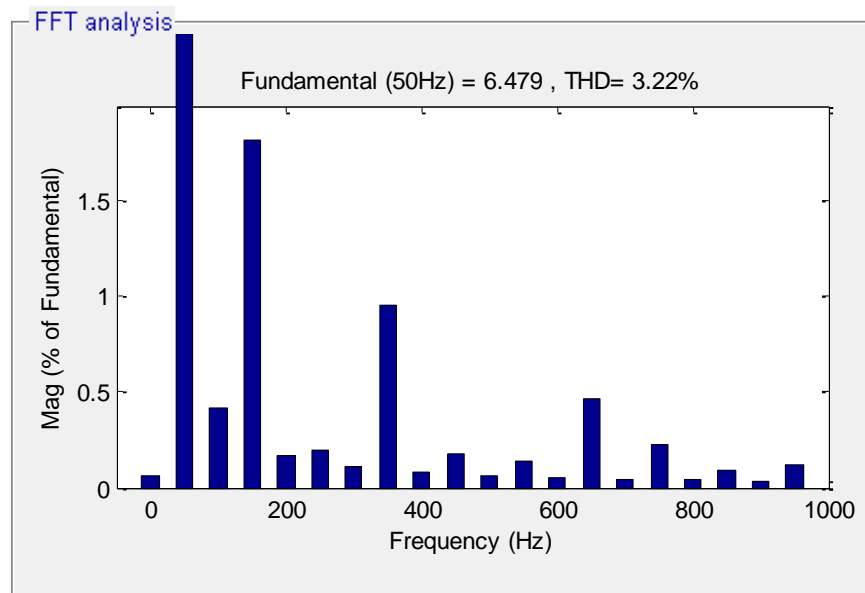
Figure 1.20 Courant i_{as1} (A) avec l'onduleur 2 niveaux.



(a) Le courant statorique i_{as1} (A)

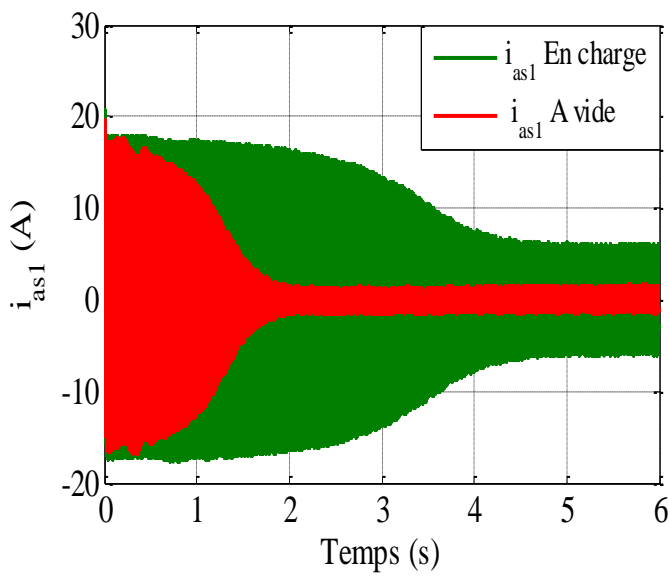


(b) Zoom de courant i_{as1} (A)

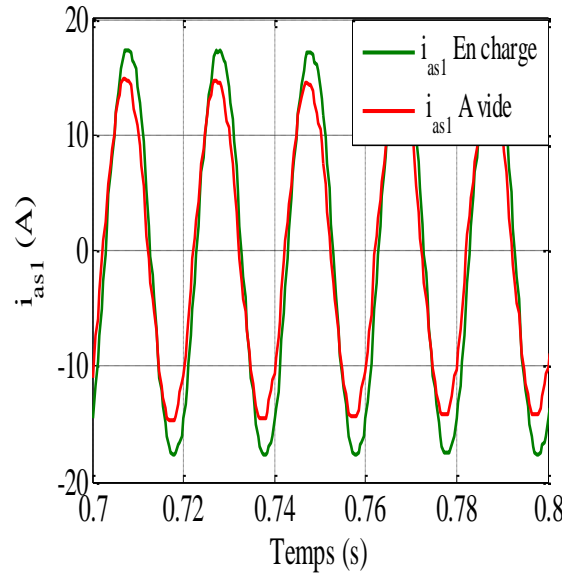


(c) THD de courant i_{as1} (A).

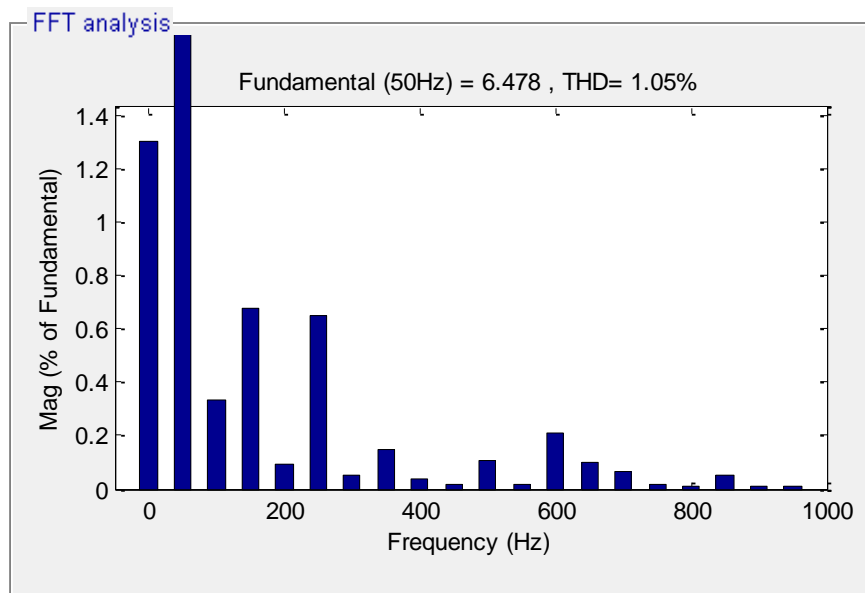
Figure 1.21 Courant i_{as1} (A) avec l'onduleur 3 niveaux.



(a) Le courant statorique i_{as1} (A)

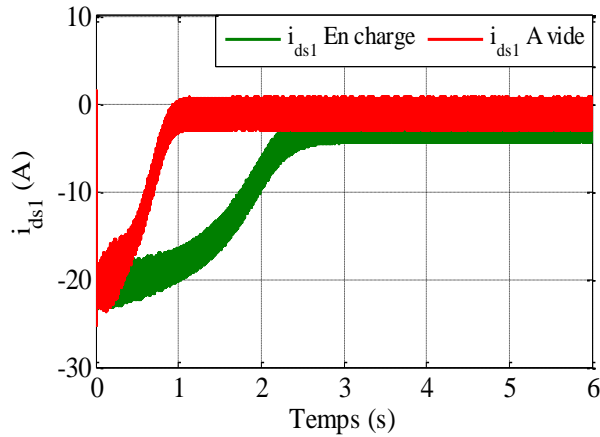


(b) Zoom de courant i_{as1} (A)

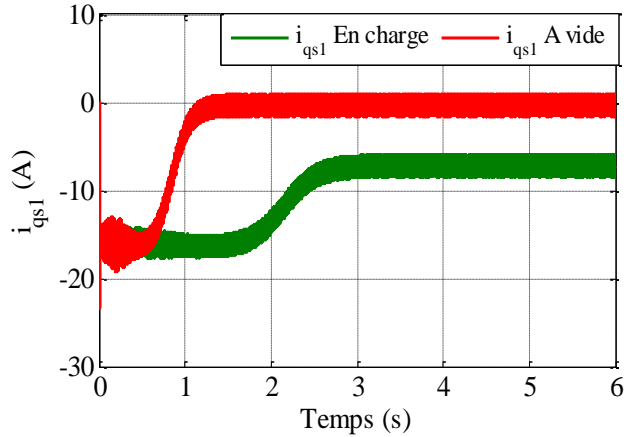


(c) THD de courant i_{as1} (A)

Figure 1.22 Courant i_{as1} (A) avec l'onduleur 5niveaux.

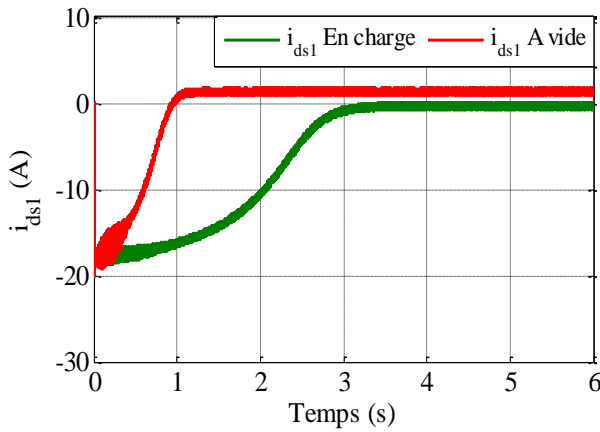


(a) Le courant i_{ds1} (A)

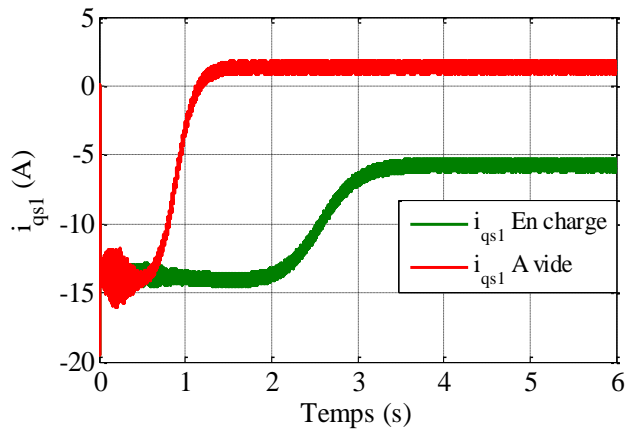


(b) Le courant i_{qs1} (A)

Figure 1.23 Les courants i_{ds1} et i_{qs1} avec l'onduleur 2niveaux.

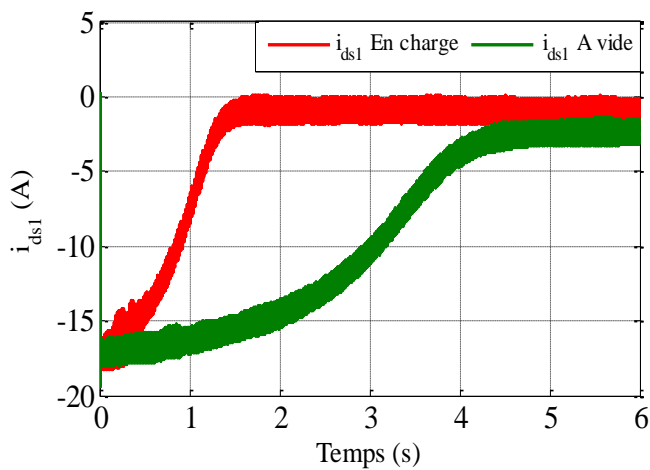


(a) Le courant i_{ds1} (A)

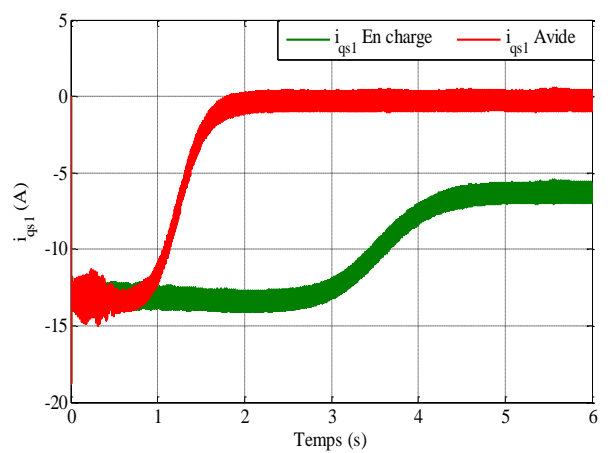


(b) Le courant i_{qs1} (A)

Figure 1.24 Les courants i_{ds1} et i_{qs1} avec l'onduleur 3niveaux.



(a) Le courant i_{ds1} (A)



(b) Le courant i_{qs1} (A)

Figure 1.25 Les courants i_{ds1} et i_{qs1} avec l'onduleur 5niveaux.

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre, on a donné une description de la MASDE à travers son modèle naturel. Une transformation de Park a été appliquée sur le modèle naturel afin de développer un modèle linéaire de la MASDE. Après un rapide balayage de différentes structures des onduleurs multiniveaux, nous avons présenté les performances de quatre modes d'alimentation, l'un par des tensions purement sinusoïdales (le réseau électrique), le second par deux onduleurs à deux niveaux commandé par la technique MLI, le troisième par deux onduleurs à trois niveaux et le quatrième par deux onduleurs à cinq niveaux.

Le maintien de la vitesse réglable quelque soit le mode et les conditions de fonctionnement sera l'objectif du chapitre suivant.

Chapitre 2 : Commande Vectorielle de la MASDE

2.1 Introduction

L'inconvénient principale des machines à courant alternatif réside dans sa commande complexe due au non linéarité de ses modèles mathématiques et due à l'existence d'un couplage complexe entre les deux enroulements statorique et rotorique (couplage entre les variables d'entrée et de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse). Les techniques classiques de la commande telle que, le contrôle de couple par le glissement fréquentiel et le flux par le rapport de tension à la fréquence, ce type de contrôle ne peut assurer les performances dynamiques appréciables [53].

De nos jours, le développement de semi-conducteurs, des convertisseurs statiques et des moyens de calcul ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande tel que la commande vectorielle qui assure un découplage du flux et du couple dans les machines à courant alternatif et elle rend la commande de ces machines identique à celle de la commande des machines à courant continu (MCC) [54].

2.2 Principe de la Commande Vectorielle

Le principe de la commande vectorielle dite commande par orientation de flux, consiste à introduire une loi de commande conduisant à une caractéristique de réglage du couple similaire à celle de la machine à courant continu d'excitation séparée. La commande vectorielle conduit à de hautes performances industrielles des entraînements asynchrones (machines de papeterie, laminoir, traction électrique etc.) supportant les perturbations de la charge mécanique [54] [55].

2.3 Méthodes de la Commande Vectorielle

Selon la régulation du flux rotorique, la commande vectorielle se subdivise en deux méthodes.

2.3.1 Commande Vectorielle Directe

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quelque soit le régime de fonctionnement. Pour cela deux procédés sont utilisés :

Mesure du flux à l'aide d'un capteur : L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans les conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.

L'estimation de flux à l'aide des méthodes mathématiques : Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

2.3.2 Commande Vectorielle Indirecte

Dans cette méthode l'amplitude du flux de rotor n'est pas utilisé mais seulement sa position, elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor [56]. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [54].

L'utilisation de deux types de commande vectorielle nous a conduits à des performances dégradées de la machine à cause de la variation de ses paramètres liée à la température et à la saturation. Cependant, la méthode indirecte est la plus utilisée à cause de sa simplicité de réaliser.

2.4 Commande Vectorielle Indirecte de la MASDE

Les lois de commande sont obtenues à partir les équations de la MASDE décrit dans le repère liées au champ tournant et par orientation de flux rotorique [57]. Pour la MASDE, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Si on fait coïncider le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant (2.1), on obtient l'expression du couple comme suit (2.2):

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \left[(i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \phi_{qr} \right] \quad (2.1)$$

Après l'orientation du flux rotorique :

$$\phi_{dr} = \phi_r, \phi_{qr} = 0$$

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \left[(i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_{dr} \right] = k \phi_r i_{qs} \quad (2.2)$$

Avec : $k = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$, $i_{qs} = (i_{qs1} + i_{qs2})$.

Par identification de l'équation (2.2) avec l'expression de couple du MCC (2.3), on peut dire que les courants d'axe (d) servent à régler le flux rotorique, alors que les courants d'axe (q) servent à régler le couple de la MASDE.

L'expression de couple électromagnétique de la MCC est donnée par :

$$C_{em} = k \phi I_a = k' I_a I_f \quad (2.3)$$

Avec ϕ : le flux imposé par le courant d'excitation I_f , I_a : le courant d'induit, k', k : constantes.

L'objectif de l'application d'orientation du flux rotorique au système d'équations de tension et de flux dans le repère lié au champ tournant obtenu dans le chapitre 2 est de générer les tensions de référence pour les convertisseurs statiques de tension alimentant la MASDE.

On utilise (*) pour designer les grandeurs de référence (couple, flux, tension et courant). En appliquant l'orientation de flux rotorique sur le système d'équation (1.41), on obtient : [58][59].

$$\begin{aligned} i_{dr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_r - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} &= \frac{-L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})] \end{aligned} \quad (2.4)$$

L'introduction de (2.4) dans (1.35) donne :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_l L_r i_{ds2} + L_l \phi_r^* \\ \phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_l L_r i_{qs2} \\ \phi_{ds2} = \lambda_1 i_{ds2} + L_l L_r i_{ds1} + L_l \phi_r^* \\ \phi_{qs2} = \lambda_1 i_{qs2} + L_l L_r i_{qs1} \end{cases} \quad (2.5)$$

Ou $L_l = \frac{L_m}{L_m + L_r}$; $\lambda_{1,2} = L_{s1,s2} + L_l L_r$

On a:

$$\phi_r^* = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (2.6)$$

$$i_{qr} = \frac{\omega_{gl}^* \phi_r^*}{R_r} \quad (2.7)$$

L'évolution du flux rotorique est donné par:

$$\frac{d}{dt} \phi_r + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (2.8)$$

En substituant les équations (2.5), (2.6) et la deuxième relation de (2.4) dans le système d'équations (1.32) on obtient :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - \omega_s (L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1}^* = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} + \omega_s (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \\ v_{ds2}^* = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} - \omega_s (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2}^* = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} + \omega_s (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*) \end{cases} \quad (2.9)$$

On a les relations suivantes:

$$\begin{cases} i_{qs1}^* + i_{qs2}^* = \frac{(L_m + L_r)}{pL_m\phi_r^*} C_{em}^* \\ \omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)\phi_r^*} (i_{qs1}^* + i_{qs2}^*) \end{cases} \quad (2.10)$$

Le système d'équations (2.9) est constitué de deux termes, le premier terme (2.11) concerné le cas ou les tensions de référence déterminés en fonction de plusieurs grandeurs telles que, courants statoriques, la pulsation de synchronisme, le glissement et le flux rotorique. Le deuxième terme (2.12) montre que les tensions statoriques v_{ds1l} , v_{qs1l} , v_{ds2l} , v_{qs2l} sont directement liées aux courants statoriques i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds2} , i_{qs2} respectivement. Pour assurer le découplage entre le flux et le couple, des régulateurs de courant statoriques sont introduites afin de générer les tensions de référence [58–60].

$$\begin{cases} v_{ds1c}^* = \omega_s (L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1c}^* = \omega_s (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \\ v_{ds2c}^* = \omega_s (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2c}^* = \omega_s (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*) \end{cases} \quad (2.11)$$

$$\begin{cases} v_{ds1l} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} \\ v_{qs1l} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} \\ v_{ds2l} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} \\ v_{qs2l} = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} \end{cases} \quad (2.12)$$

2.4.1 Régulation du Flux

Dans cette méthode la régulation de flux rotorique se faite par une réaction appelée bloc de défluxage, pour les vitesses du rotor inférieur ou égale à la vitesse nominale de la machine Ω_r^n le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale ϕ_r^n , lorsque la vitesse augmente au dessus de sa valeur nominale le flux décroît afin de limiter la tension aux bornes de la machine.

Le flux de référence est défini comme suit :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_r^n & \text{Si } \Omega_r \leq \Omega_r^n \\ \frac{\Omega_r^n}{\Omega_r} \phi_r^n & \text{Si } \Omega_r > \Omega_r^n \end{cases} \quad (2.13)$$

2.4.2 Identification des Paramètres des Régulateurs PI

Pour assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes et externes, les régulateurs de courant sont indispensables. Le schéma représentatif de régulation des courants statoriques selon les deux axes d et q est illustré dans la FIG 2.1.

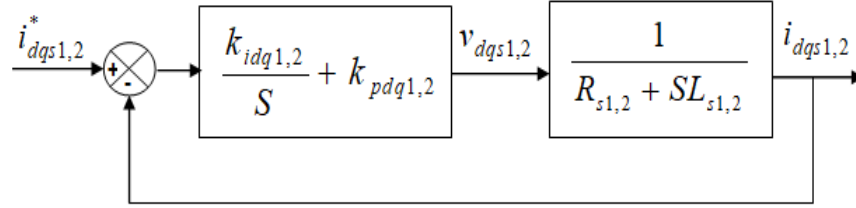


Figure 2.1 Régulateur des courants statoriques.

Pour calculer les paramètres de régulateur PI on a la fonction de transfert pour le courant suivante :

$$\frac{i_{ds1}}{i_{ds1}^*} = \frac{k_{id1} + k_{pd1}S}{L_{s1}S^2 + (R_{s1} + k_{pd1})S + k_{id1}} \quad (2.14)$$

Par imposition d'une paire de pôles complexe conjugués, $S_{1,2} = \lambda_{d1} \pm j\lambda_{d1}$, en boucle fermée, on a le polynôme caractéristique désiré est comme suit :

$$S^2 + 2\lambda_{d1}S + 2\lambda_{d1}^2 \quad (2.15)$$

Par identification, les paramètres du régulateur PI sont obtenus comme suit :

$$\begin{aligned} k_{pd1} &= 2\lambda_{d1}L_{s1} - R_{s1} \\ k_{id1} &= 2\lambda_{d1}^2L_{s1} \end{aligned} \quad (2.16)$$

Le schéma bloc de découplage en tension (la commande vectorielle) est illustré dans la FIG 2.2.

2.4.3 Commande de la MASDE en Boucle Ouverte

Pour vérifier que le découplage est réalisé, on fait varier le couple de référence, le flux de référence est calculé à partir l'équation (2.13). Les impulsions aux IGBT sont obtenues par la comparaison des tensions de référence avec la porteuse, Le schéma bloc de simulation est illustré par la FIG 2.3.

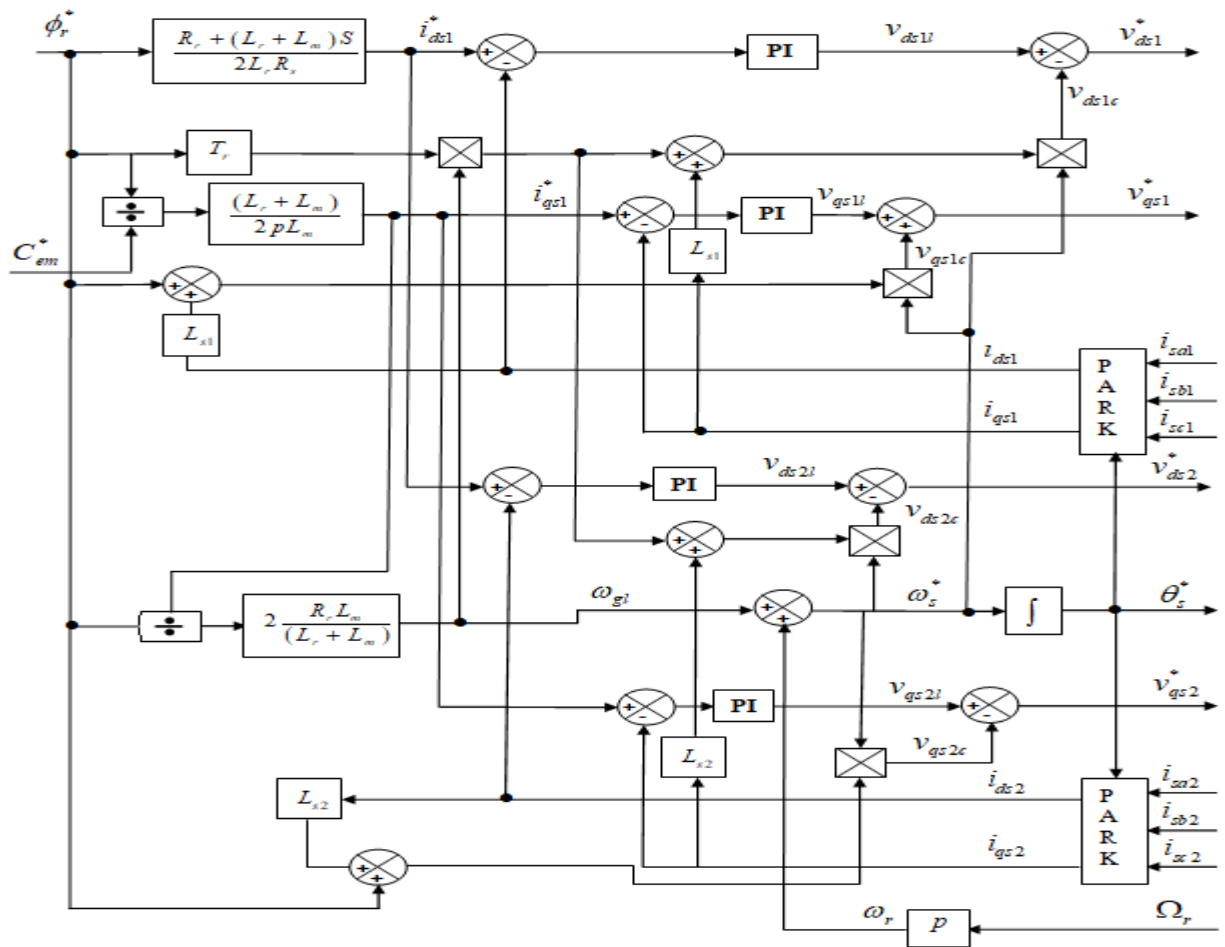


Figure 2.2 Représentation schématique de bloc découplage FOC.

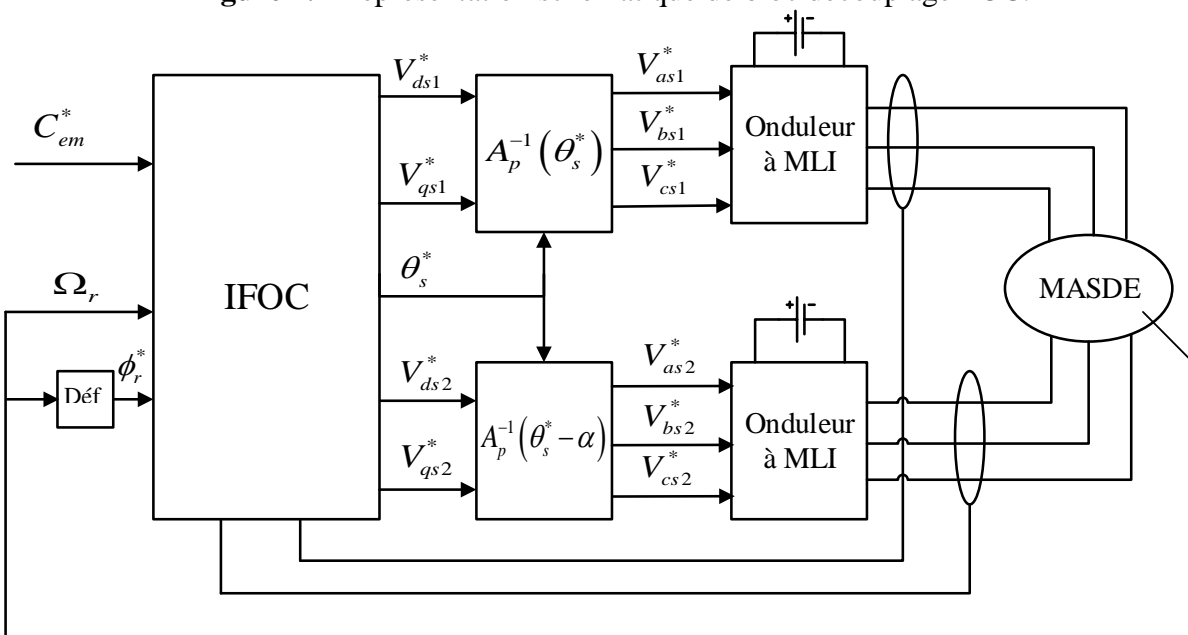


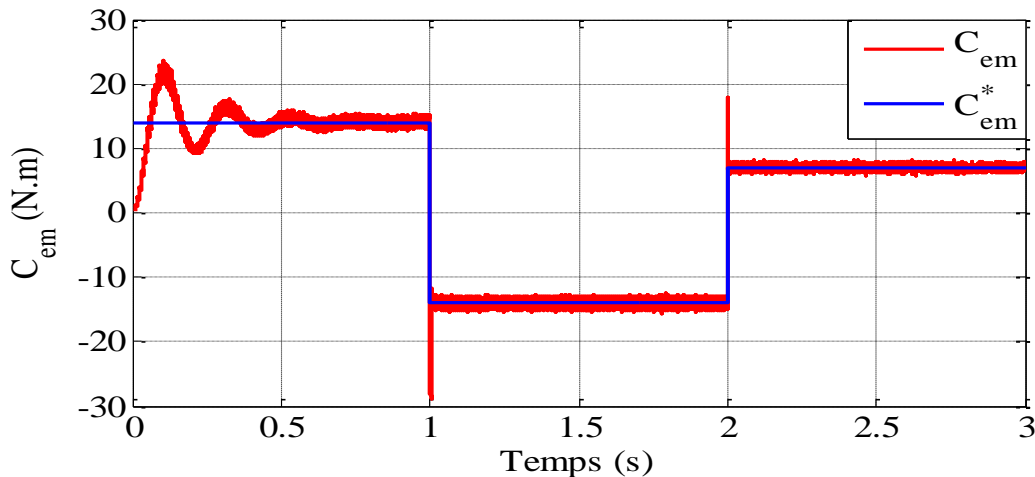
Figure 2.3 Représentation schématique de la commande vectorielle en boucle ouverte.

2.4.4 Résultats de Simulation et Interprétation

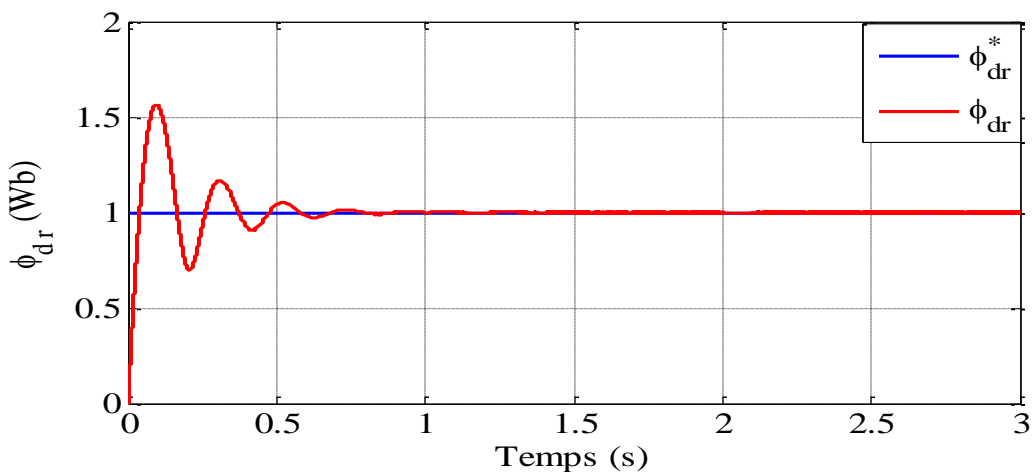
La FIG 2.4 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte sans réglage de la vitesse, en imposant le flux de référence $\phi_r^* = 1\text{Wb}$ et le couple électromagnétique de référence sous forme créneaux [14, -14, 7Nm] dans les intervalles de temps respectif [0, 1], [1, 2], [2, 3] sec successivement.

En régime établi, le couple électromagnétique suit parfaitement le couple de référence imposé, FIG 2.4(a). Le flux rotorique suivant l'axe direct ϕ_{dr} durant le régime permanent suit parfaitement sa valeur de référence imposée, FIG 2.4(b). La composante en quadrature du flux rotorique ϕ_{qr} reste nulle tout au long du régime permanent, FIG 2.4(c).

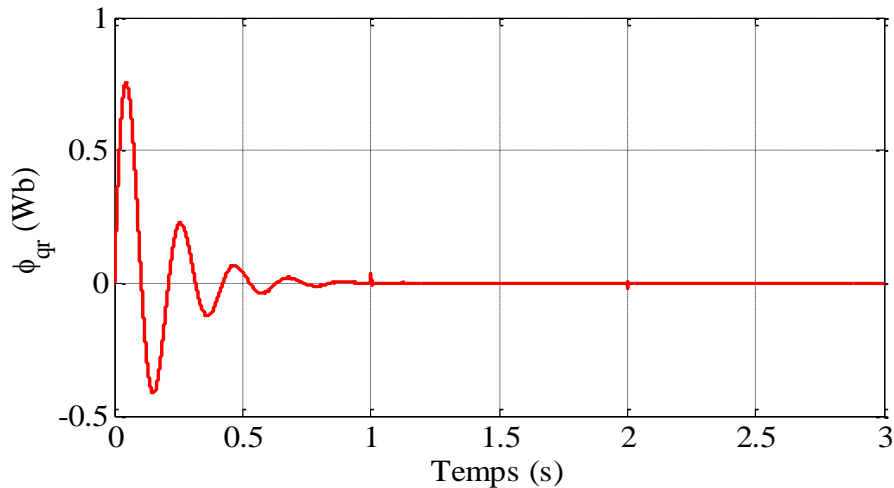
Nous constatons que les flux rotoriques n'ont pas affecté par la variation brusque du couple ce qui montre le découplage entre le couple électromagnétique et le flux.



(a) Couple électromagnétique C_{em} (Nm).



(b) Flux rotorique ϕ_{dr} (Wb).



(c) Flux d'axe q (Wb).

Figure 2.4 Evolution des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte en boucle ouverte.

2.5 Commande Vectorielle de la MASDE avec Régulation de la Vitesse

2.5.1 Commande Vectorielle Indirecte

Pour régler la vitesse de la MASDE, un régulateur de vitesse a été ajouté au schéma bloc de la FIG 2.3 comme illustré dans la FIG 2.5. La synthèse de régulateur PI de vitesse est déterminée la partie suivante.

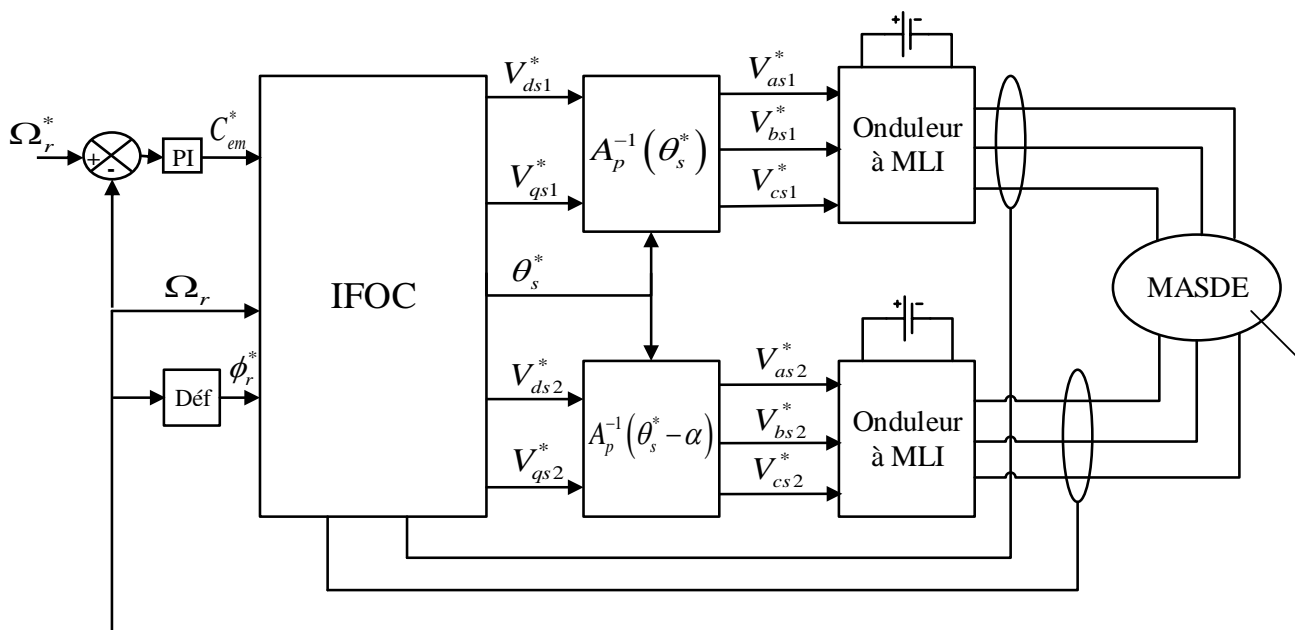


Figure 2.5 Représentation schématique de la commande FOC avec régulation de vitesse.

2.5.1.1 Régulateur de Vitesse

Le schéma de la boucle de régulation de vitesse est présenté sur la FIG 3.6 suivante :

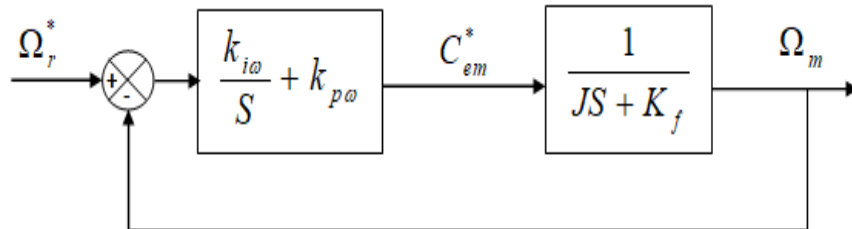


Figure 2.6 Boucle de régulation de vitesse.

2.5.1.2 Identification des Paramètres du Régulateur PI de Vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée du système du FIG 3.6 est donnée par :

$$\frac{\Omega_r}{\Omega_r^*} = \frac{k_{i\omega} + k_{p\omega}S}{JS^2 + (K_f + k_{p\omega})S + k_{i\omega}} \quad (2.17)$$

Les paramètres de régulateur PI sont calculés par la même méthode utilisée précédemment. On obtient les paramètres suivants :

$$\begin{aligned} k_{p\omega} &= 2\rho_\omega J - K_f \\ k_{i\omega} &= 2\rho_\omega^2 J \end{aligned} \quad (2.18)$$

2.5.1.3 Résultats de Simulation et Interprétation

Les performances de régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte de la MASDE ont été visualisées pour les trois tests suivants :

- ✚ **Test 1** : Démarrage à vide puis l'application d'une charge nominale ($C_r = 14 \text{ N.m}$) de $t=1.5\text{s}$ à $t=2.5\text{s}$ avec une vitesse de référence égale à 261rad/s.
- ✚ **Test 2** : Démarrage en charge nominale $C_r = 14 \text{ N.m}$ avec une vitesse de référence égale à 261rad/s.
- ✚ **Test 3** : Fonctionnement à vide avec une inversion de vitesse de référence de 261rad/s à -261rad/s.

La FIG 2.7 montre les résultats de simulation obtenus pour les deux premiers tests, test 1 en couleur rouge, test 2 en couleur verre.

Pour les deux premiers tests (fonctionnement à vide et en charge) on constate que :

La vitesse du rotor atteint la vitesse de référence au bout de $t=0.6s$ et suit parfaitement sa référence, ce résultat présente un dépassement de 1.14%, une rejection rapide de la perturbation de couple de charge par le régulateur de vitesse. En charge, le temps de repense est d'environ 0.88s avec un dépassement de 1.41%, FIG 2.7(a).

Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie dans le régime transitoire, avec une valeur de démarrage est égale à 64.8N.m, en régime établi, le couple électromagnétique oscille autour de zéro. Après l'application de la charge, le couple électromagnétique compense le couple résistant et les frottements FIG 2.7(b).

Les deux courants statoriques i_{as1} et i_{as2} ont la même forme et les mêmes valeurs (les deux étoiles sont identiques), la valeur crête au démarrage est 15A, en présence de la charge les courants atteignent une valeur crête de 6.5A. La valeur crête à vide est de 2.5A. L'allure des courants est sinusoïdale et présente des harmoniques dus aux deux onduleurs de tension, FIG 2.7(c) et FIG 2.7(d).

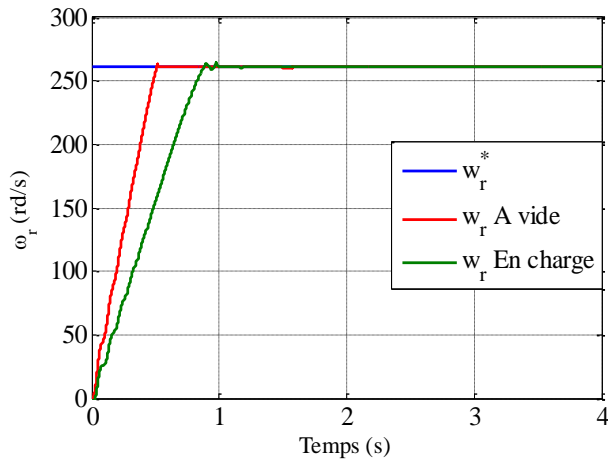
Les deux courants d'axe q i_{qs1} et i_{qs2} ont la même allure de couple électromagnétique, les deux courants ont les mêmes valeurs sous différentes conditions (à vide et en charge), ils ont une valeur crête au démarrage de 26A. En régime transitoire, ils oscillent autour de 18A. En charge, ils oscillent autour de 7A et autour de zéro en cas d'absence de charge, FIG 2.7(e) et FIG 2.7(f).

Les deux courants i_{ds1} et i_{ds2} ont la même forme. Ils oscillent autour de 1.5A, ils ont un pic au démarrage de 7.8A, FIG 2.7(g) et FIG 2.7(h).

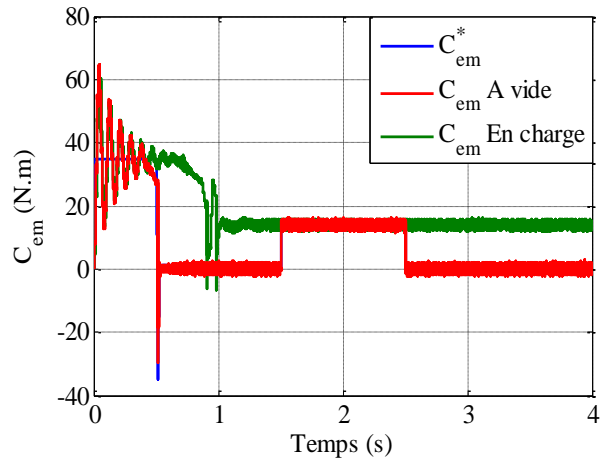
Les figures FIG 2.7(i) et FIG 2.7(j) montre que les flux rotoriques suivent l'orientation de flux à l'axe d après le régime transitoire. Aucune influence sur cette orientation lors de l'application d'une charge nominale, on dit que le découplage reste parfait.

La FIG 2.8 illustre les résultats de simulation d'une poursuite lors de l'inversion de la vitesse à $t=2s$ en fonctionnement à vide.

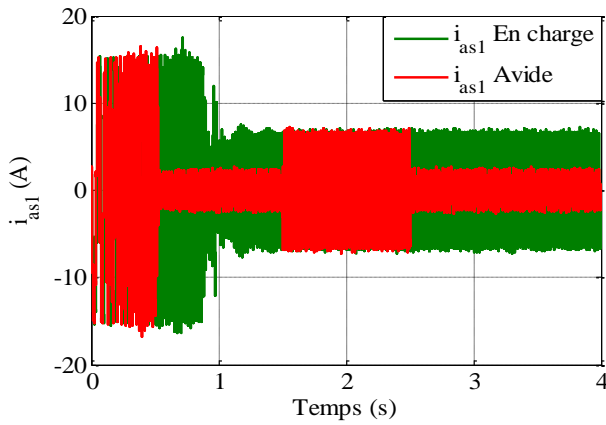
La vitesse suit parfaitement sa référence et s'inverse (atteint la valeur -261rad/s) au bout de 3s avec un dépassement négligeable, FIG 2.8(a). L'inversion du sens de rotation conduit à un couple négatif environ -35N.m, FIG 2.8(b). Le courant i_{qs1} a une même allure que celle du le couple électromagnétique, il a une valeur négative de -18.6A lors de changement de sens de rotation, FIG 2.8(e). Le courant i_{ds1} oscille autour de 1.5A, FIG 2.8(f). Les flux rotoriques suivent leurs valeur de référence en régime établi, ϕ_{dr} suit la valeur 1Wb, FIG 2.8(g), ϕ_{qr} suit la valeur 0Wb, FIG 2.8(h). Une faible atténuation de flux durant un court instant lors de la stabilisation de la vitesse à sa nouvelle référence -261rad/s.



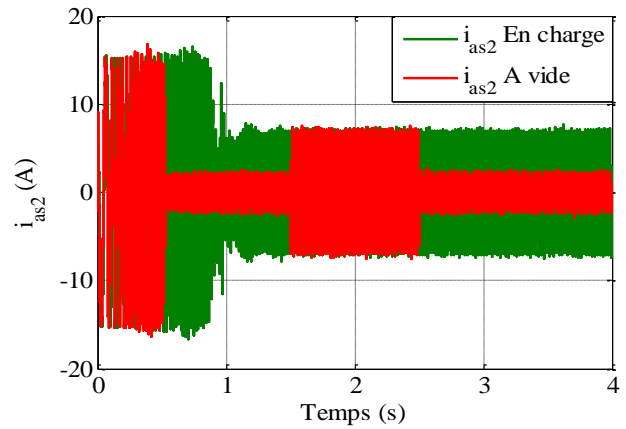
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



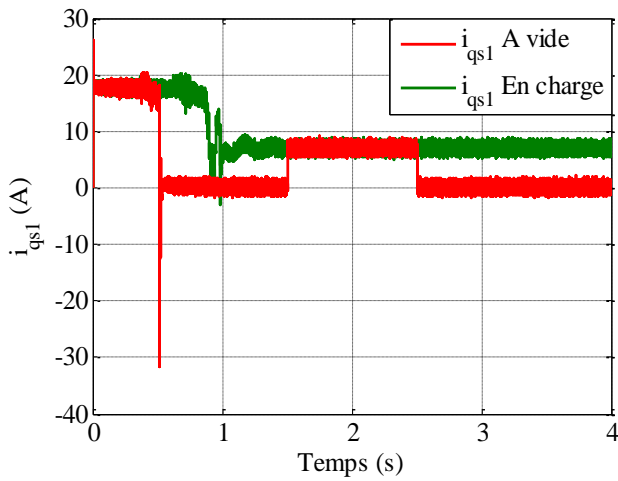
(b) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



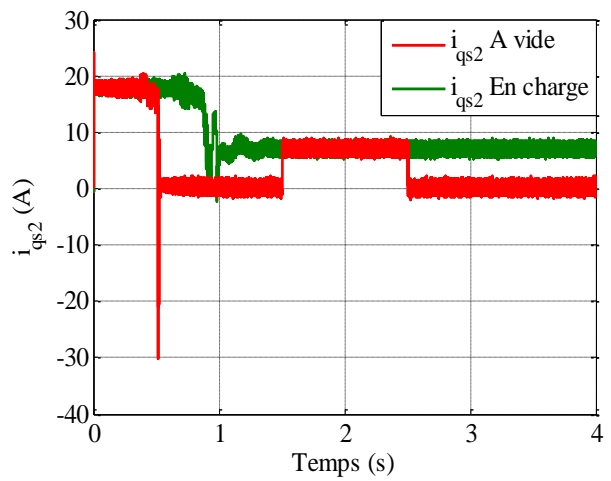
(c) Le courant statorique i_{as1} (A)



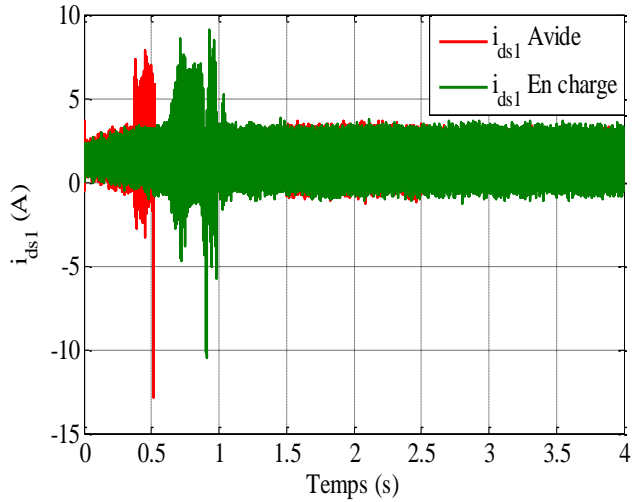
(d) Le courant statorique i_{as2} (A)



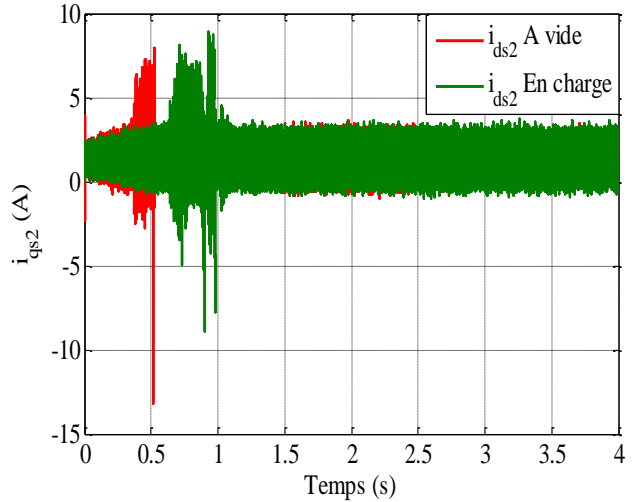
(e) Le courant i_{qs1} (A)



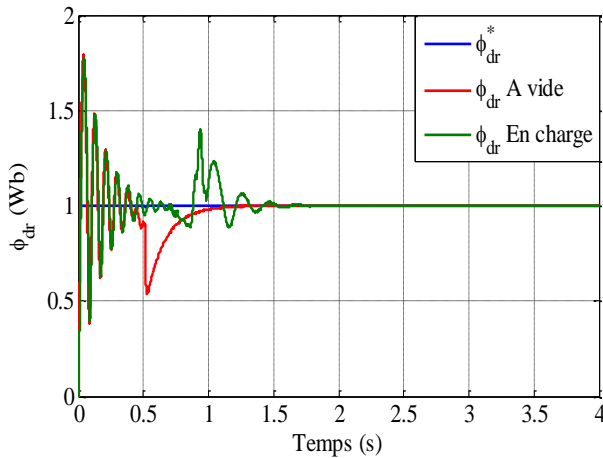
(f) Le courant i_{qs2} (A)



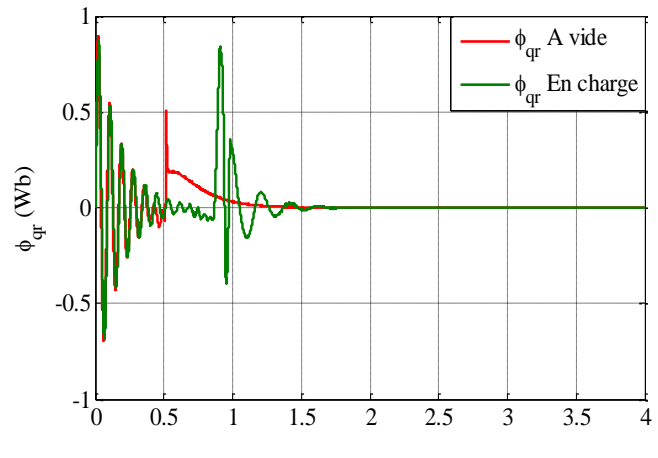
(g) Le courant i_{ds1} (A)



(h) Le courant i_{ds2} (A)

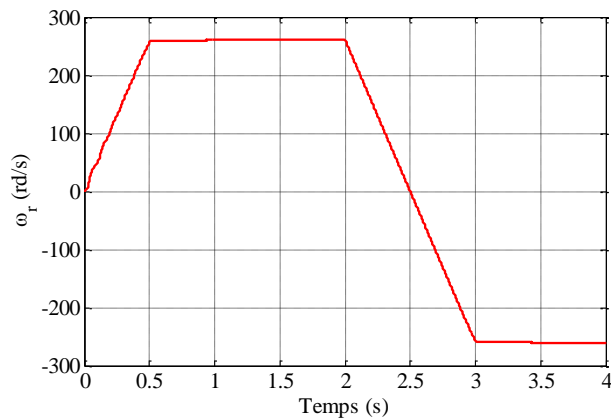


(i) Le flux ϕ_{dr} (Wb)

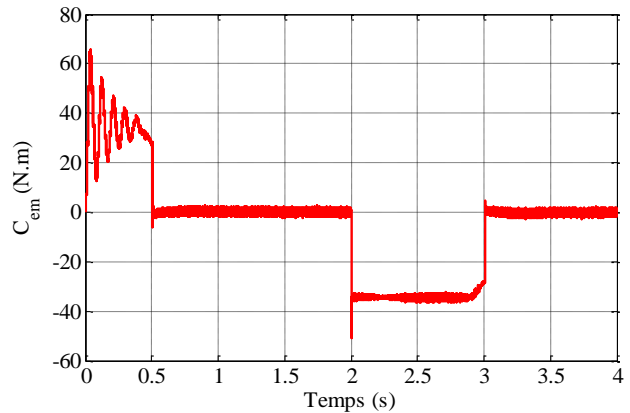


(j) Le flux ϕ_{qr} (Wb)

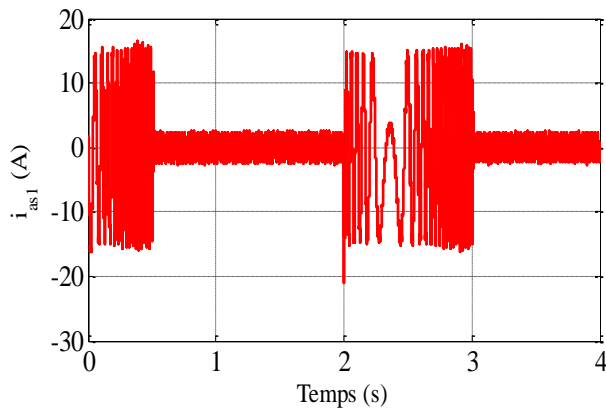
Figure 2.7 Performance de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, en fonctionnement à vide et en charge.



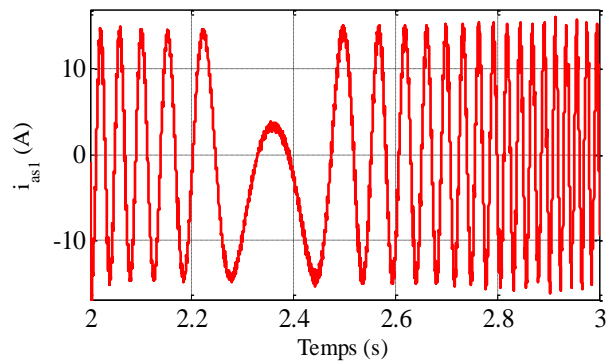
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



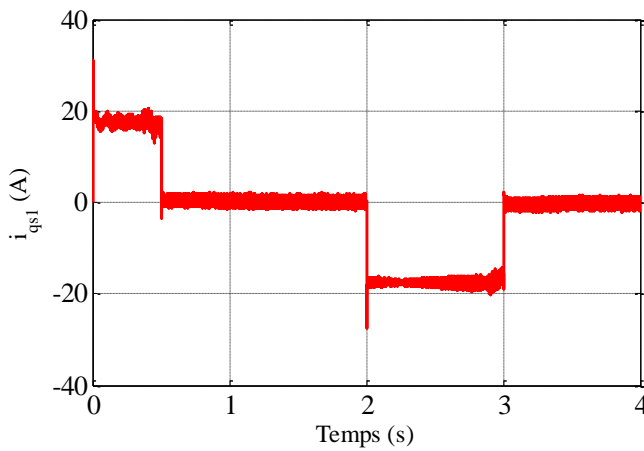
(b) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



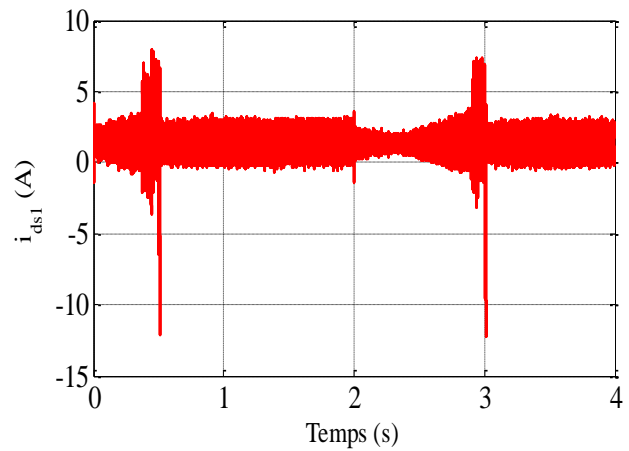
(c) Le courant statorique i_{as1} (A)



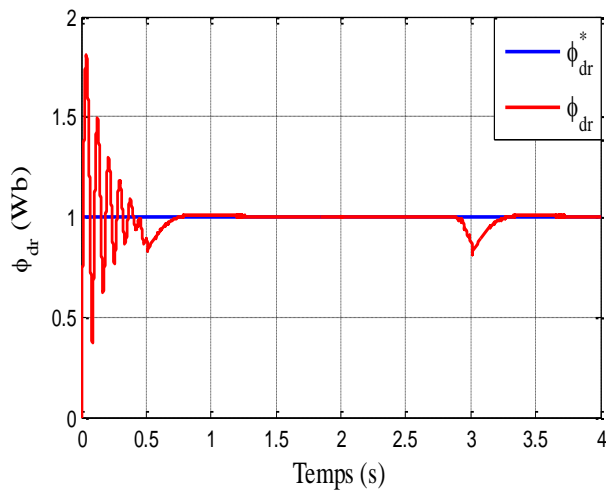
(d) Zoom de courant i_{as1} (A)



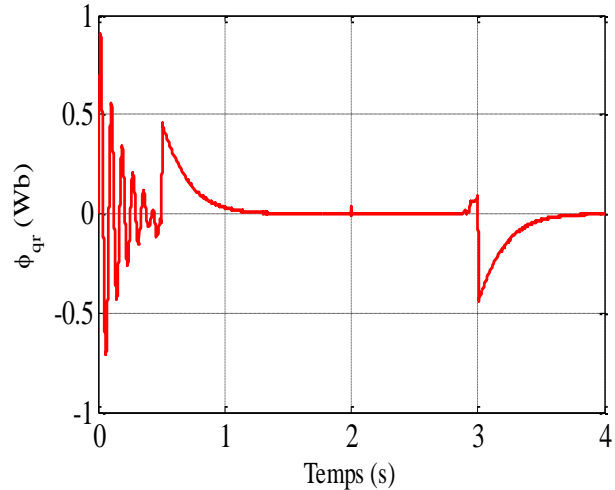
(e) Le courant i_{qs1} (A)



(f) Le courant i_{ds1} (A)



(j) Le flux ϕ_{dr} (Wb)



(h) Le flux ϕ_{qr} (Wb)

Figure 2.8 Performance de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, d'une poursuite d'inversion de vitesse en fonctionnement à vide.

2.5.2 Commande Vectorielle Directe

La connaissance du module et de la position du flux rotorique est indispensable pour cette méthode de commande vectorielle. Pour cette raison un estimateur du flux rotorique ϕ_r implanté à partir des mesures de courants statoriques et les transformés i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds2} et i_{qs2} et la pulsation de glissement [61].

2.5.2.1 Estimateur du Flux

Les flux rotoriques sont estimés par les deux équations suivantes :

$$\frac{d}{dt} \phi_{drest} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) + \omega_{gl}^* \phi_{qrest} - \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_{r qrest} \quad (2.19)$$

$$\frac{d}{dt} \phi_{qrest} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \omega_{gl}^* \phi_{drest} - \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_{r drest} \quad (2.20)$$

Le module du flux rotorique est calculé comme suit :

$$\phi_{rest} = \sqrt{\phi_{drest}^2 + \phi_{qrest}^2} \quad (2.21)$$

2.5.2.2 Régulateur du Flux

La régulation du flux rotorique est représentée par le schéma fonctionnel suivant:

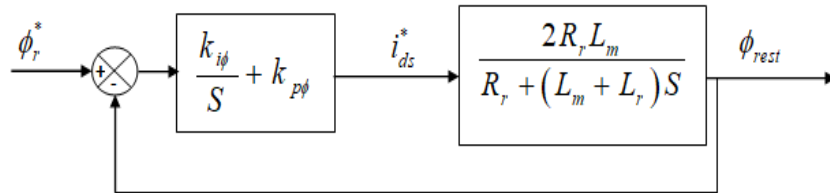


Figure 2.9 Schéma fonctionnel du régulateur du flux rotorique.

2.5.2.3 Identification des Paramètres du Régulateur de flux

D'après la fonction de transfert en boucle fermée (2.22) et de la même méthode pour dimensionner le régulateur, on trouve :

$$\frac{\phi_{rest}}{\phi_r^*} = \frac{2R_r L_m (k_{i\phi} + k_{p\phi} S)}{(L_m + L_r) S^2 + (R_r + 2k_{p\phi} R_r L_m) S + 2k_{i\phi} R_r L_m} \quad (2.22)$$

$$k_{p\phi} = \frac{2(L_m + L_r) - R_r}{(L_m + L_r)} \quad (2.23)$$

$$k_{i\phi} = \rho_\phi^2 \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \quad (2.24)$$

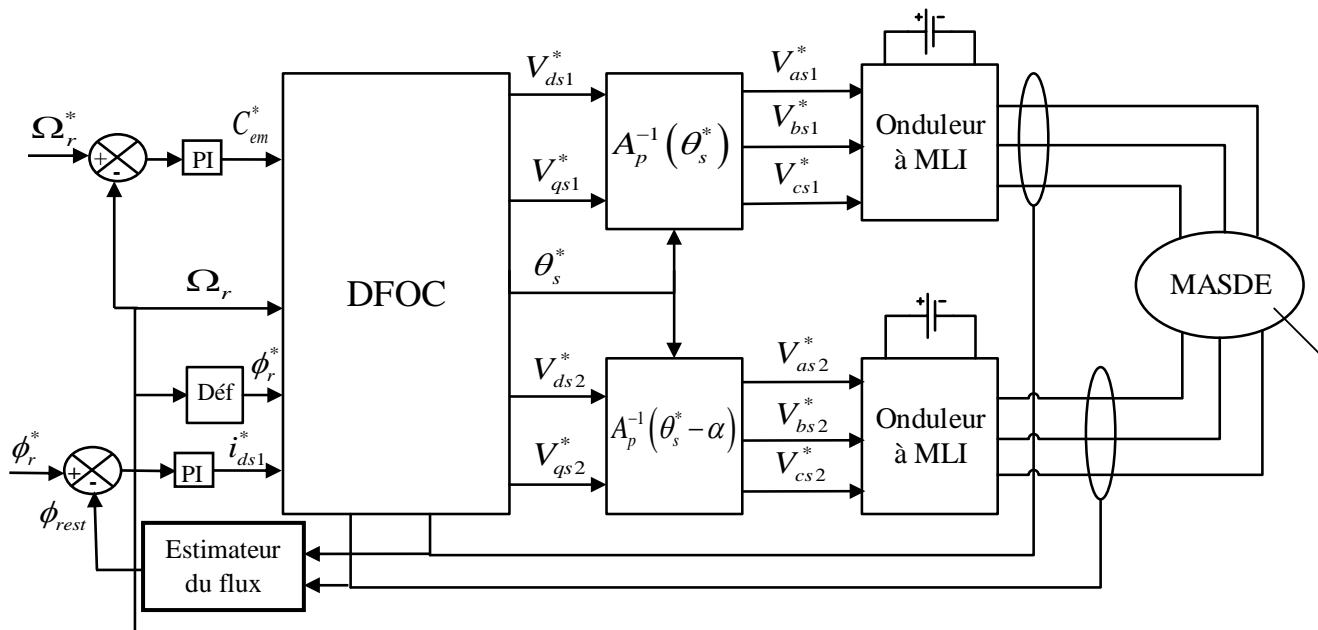


Figure 2.11 Représentation schématique de la commande vectorielle directe DFOC.

Pour le premier et le deuxième test (démarrage à vide puis en charge), la vitesse atteint sa valeur de référence au bout de $t=0.48s$ avec un dépassement de 1.14%, la perturbation du couple de charge est rapidement rejetée par le régulateur de vitesse. En charge, le temps de repense est d'environ 0.8s avec un dépassement de 1.14%, FIG 2.12(a).

Au démarrage à vide, la valeur crête du couple électromagnétique est de 53N.m, en régime établi, le couple oscille autour de zéro à vide. En présence de charge, le couple électromagnétique compense le couple résistant et les frottements, FIG 2.12(b).

Le courant statorique i_{as1} a une valeur crête de 15A en régime transitoire, en présence de la charge, le courant atteint une valeur crête de 6.5A, à vide, la valeur crête de courant est de 2.6A, il présente des harmoniques, FIG 2.12(c) et 2.12(d).

Au démarrage, le courant i_{qs1} a un pic de 23.8A, en charge il oscille autour de 7A et autour de zéro en cas d'absence de couple résistant, FIG 2.12(e). En régime transitoire, le courant i_{ds1} a un pic de 28A. En régime établi, il oscille autour de 2A, FIG 2.12(f).

Les FIG 2.12(g) et FIG 2.12(h) montrent que les flux ϕ_{dr} et ϕ_{qr} se stabilisent aux valeurs 1Wb et 0Wb respectivement depuis l'instant $t=1s$ quelque soit le mode de fonctionnement à vide ou en charge. Les deux flux estimés ϕ_{drest} et ϕ_{qrest} se stabilisent aux valeurs 1Wb et 0Wb respectivement à partir de l'instant $t=1s$, ils présentent des pics en régime transitoire, FIG 2.12(i), FIG 2.12(j).

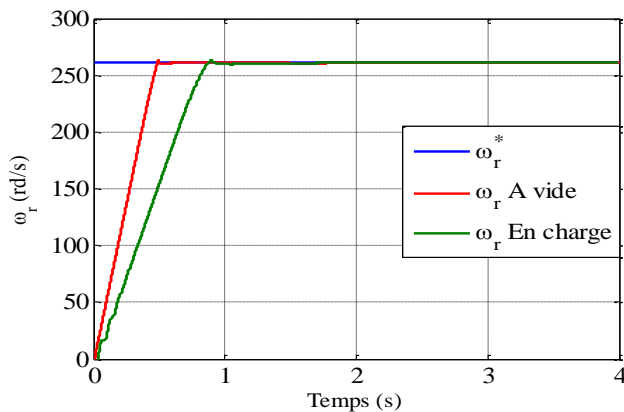
La FIG 2.13 illustre les résultats de simulation d'une poursuite lors d'inversion du sens de rotation à l'instant $t=2s$ en fonctionnement à vide.

La vitesse suit parfaitement sa référence et s'inverse (atteint la valeur -261rad/s) au bout de $t=3.1\text{s}$, il présente un dépassement de 2.3%, FIG 2.13(a). L'inversion de sens de rotation conduit à un couple négatif de 35N.m , FIG 2.13(b).

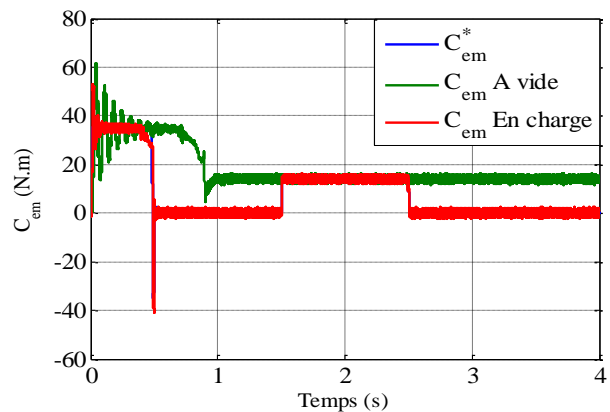
Lors de l'inversion de sens de rotation (de $t=2\text{s}$ à $t=3.1\text{s}$), l'amplitude de courant statorique i_{as1} est similaire à celle du démarrage, FIG 2.13(c) et FIG 2.13(d).

Le courant i_{qs1} a une même allure que celle du couple électromagnétique, durant le changement de sens de rotation, il a une valeur négative de -19A , FIG 2.13(e). Le courant i_{ds1} oscille autour de 1.5A , FIG 2.13(f).

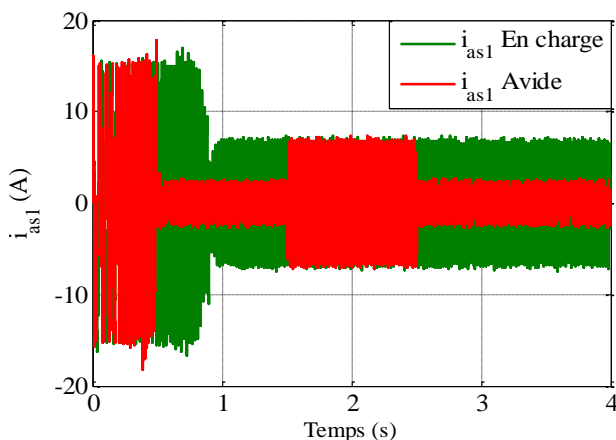
Les flux rotoriques suivent leurs valeurs imposées, le flux ϕ_{dr} suit sa valeur de référence 1Wb , FIG 2.13(g), le flux ϕ_{qr} suit son valeur imposée 0Wb , FIG 2.13(h). Les flux estimés se stabilisent aux valeurs désirées.



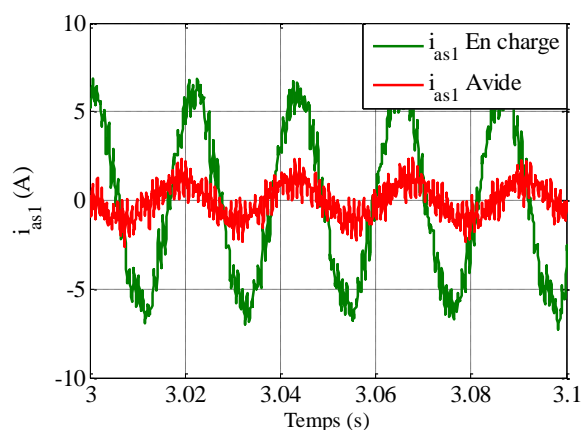
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



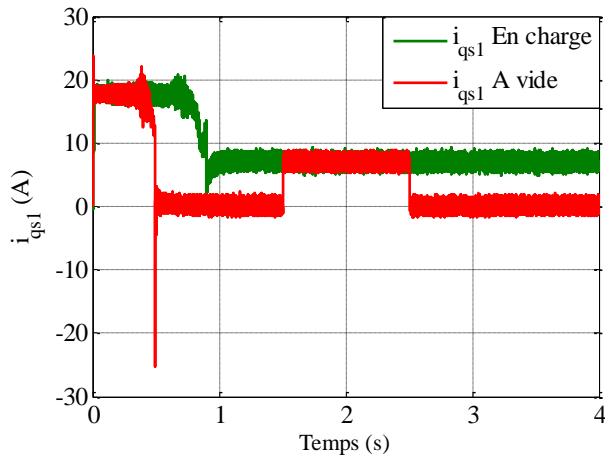
(b) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



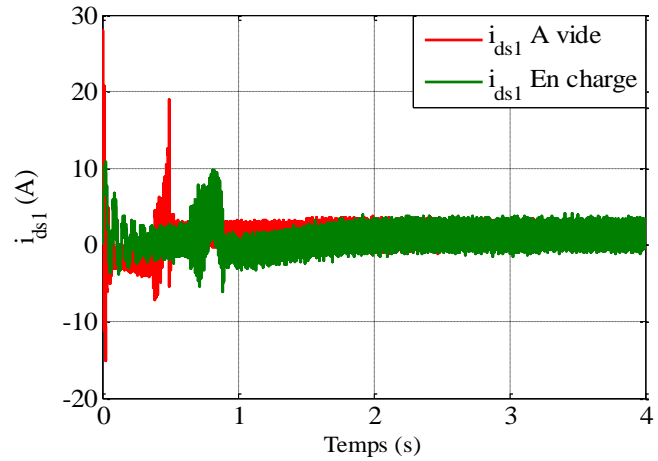
(c) Le courant statorique i_{as1} (A)



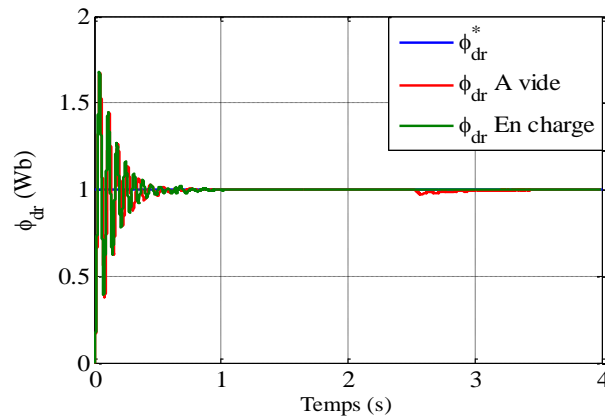
(d) Zoom i_{as1} (A)



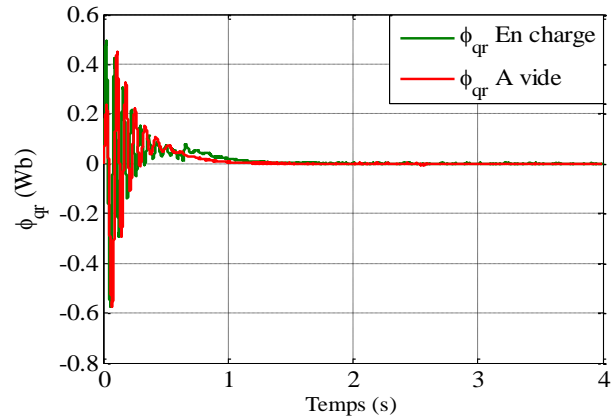
(e) Le courant i_{qs1} (A)



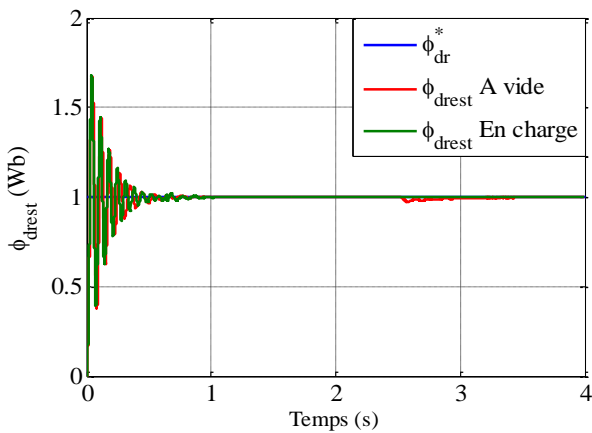
(f) Le courant i_{ds1} (A)



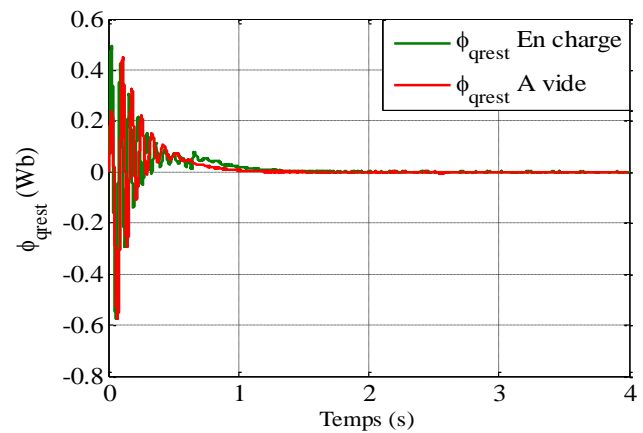
(g) Le flux ϕ_{dr} (Wb)



(h) Le flux ϕ_{qr} (Wb)

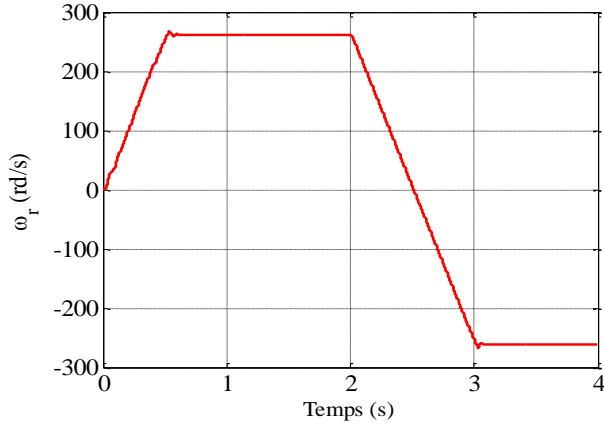


(i) Le flux ϕ_{drest} (Wb)

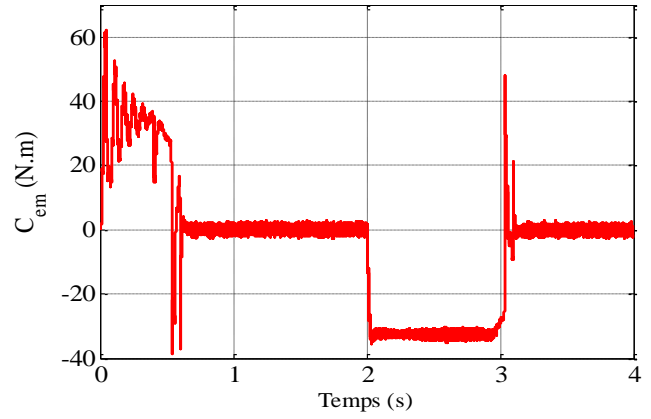


(j) Le flux ϕ_{qrest} (Wb)

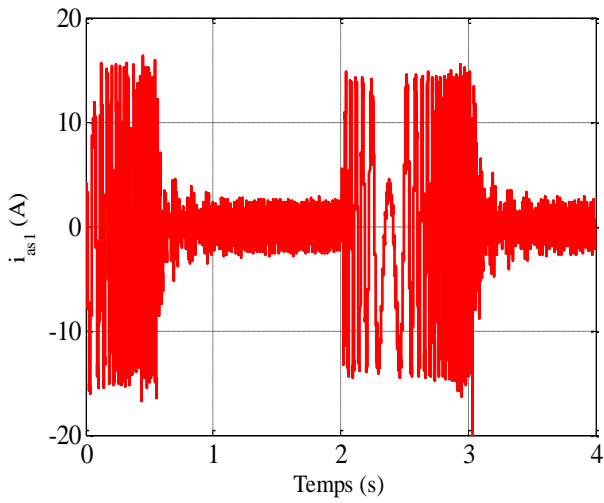
Figure 2.12 Performance de la MASDE commandée par la méthode vectorielle directe, en fonctionnement à vide suivi par l'introduction d'un couple résistant et en charge.



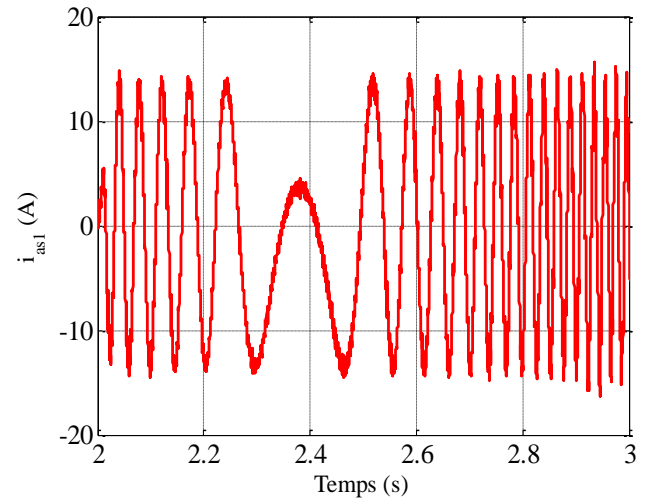
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



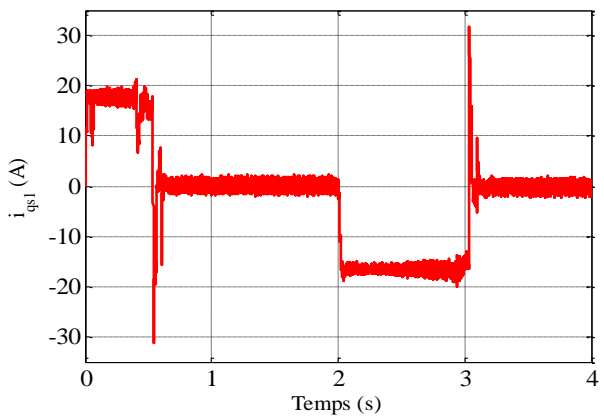
(b) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



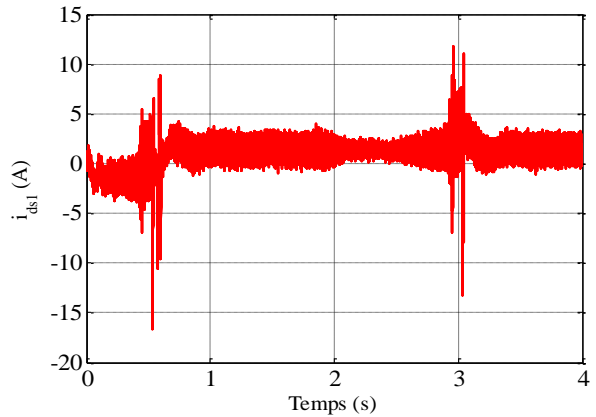
(c) Le courant statorique i_{as1} (A)



(d) Zoom i_{as1} (A)



(e) Le courant i_{qs1} (A)



(f) Le courant i_{ds1} (A)

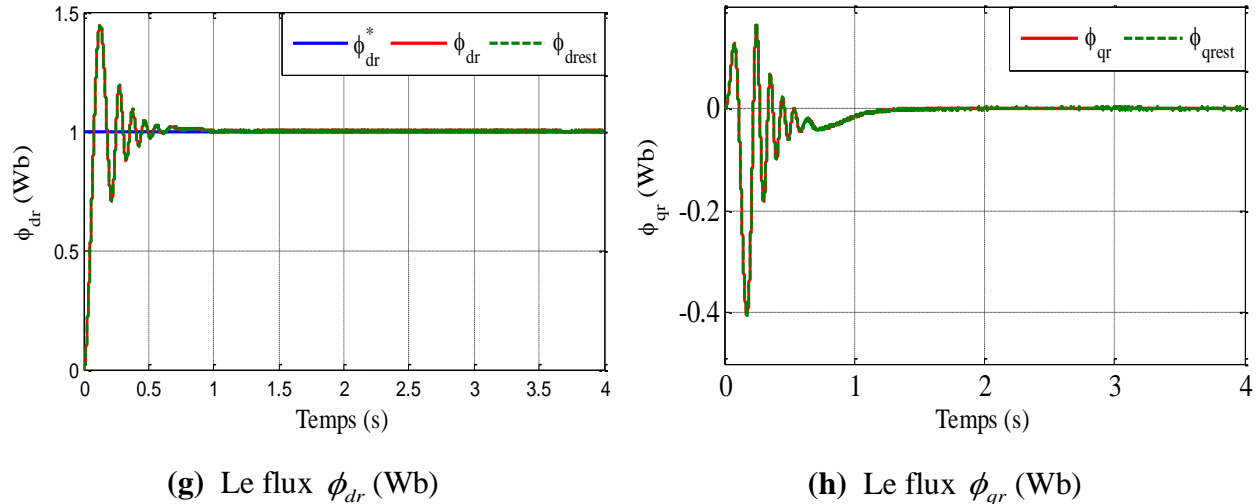


Figure 2.13 Performance de la MASDE commandée par la méthode vectorielle directe lors d'une inversion du sens de rotation en fonctionnement à vide.

2.5.3 Test de Robustesse

L'essai de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres de la machine et observer l'influence de ces variations sur les performances de la MASDE sous la commande vectorielle (méthode directe et indirecte) au démarrage, à vide suivi d'une insertion d'un couple résistant et le changement du sens de rotation.

Performance vis-à-vis à la variation de la résistance rotorique

La FIG 2.14 représente la vitesse, le couple électromagnétique et les deux composantes de flux rotorique, obtenus sous les deux méthodes de commande vectorielle. D'après les résultats, on remarque d'une façon claire qu'aucune influence n'apparaît durant la variation de la résistance rotorique en fonctionnement à vide [0, 2]s, par contre en fonctionnement en charge $t > 2$ s la vitesse oscille autour de 261rad/s (entre 258rad/s et 262rad/s), FIG 2.14(a), FIG 2.14(c). Le couple électromagnétique a des pics atteint de 16N.m, FIG 2.14(b) et FIG 2.14(d). Les composantes de flux rotorique oscille autour de leurs consignes 1Wb, FIG 2.14(e) et 0Wb, FIG 2.14(f).

Performance vis-à-vis à la variation de moment d'inertie

Pour voir l'effet du moment d'inertie, on fait varier le moment d'inertie (J devient 1.5J) à l'instant $t=2.5$ s durant une inversion de sens de rotation [2 3]s pour les deux méthodes de commande vectorielle.

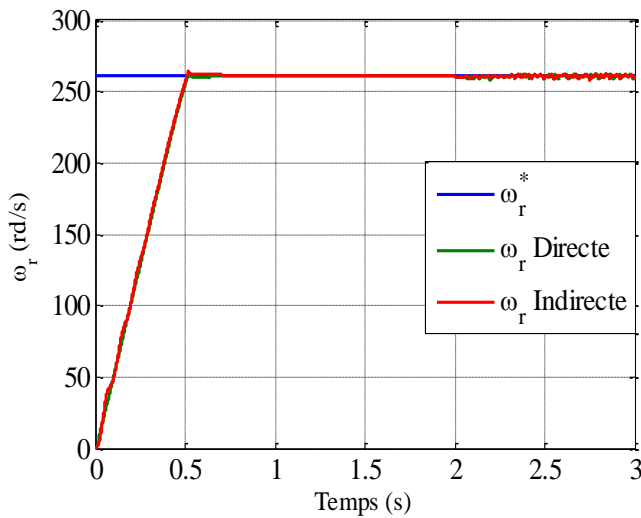
La FIG 2.15 illustre les performances des deux méthodes de commandes vectorielles vis-à-vis la variation de moment d'inertie de 50% de sa valeur nominale durant l'inversion de la vitesse de référence. A partir des résultats de simulation, on observe que la variation de moment d'inertie influe sur la réponse de la vitesse et entraîne une augmentation de temps d'inversion comparativement à la vitesse obtenue sans changement de moment d'inertie, FIG 2.15(a) et FIG

2.15(c). On constate que la variation d'inertie n'influe pas sur l'allure de couple électromagnétique, FIG 2.15(b) et sur les allures des composantes de flux rotoriques, FIG 2.15(d) et FIG 2.15(e).

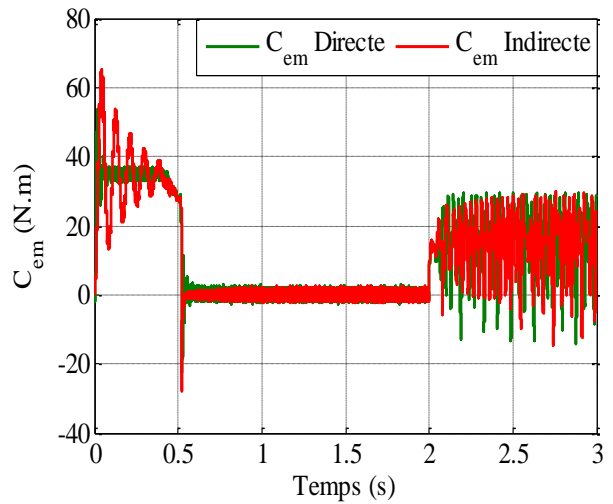
Performance vis-à-vis à l'application d'une charge supérieur à la charge nominale

Dans ce test, on appliquera une charge supérieure à la charge nominale de 50% à l'instant $t=1s$ pour les deux méthodes de commande vectorielle de la MASDE. FIG 2.16, en couleur rouge présente la méthode indirecte et en couleur verre présente la méthode directe.

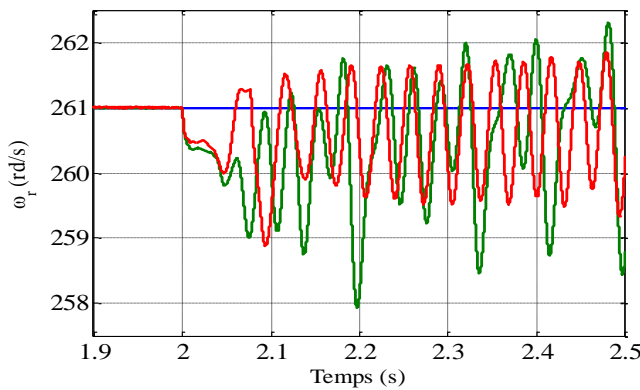
L'introduction d'une charge $1.5C_r^n$ conduit à un petit changement sur la réponse de vitesse, FIG 2.16(a) et FIG 2.16(c), ce petit changement de vitesse est du à l'allure de couple, FIG 2.16(b). On observe aussi une petite variation sur les allures des composantes de flux rotoriques durant le changement de charge, FIG 2.16(d) et FIG 2.16(e). Ce test influe sur les deux méthodes de commande de même manière.



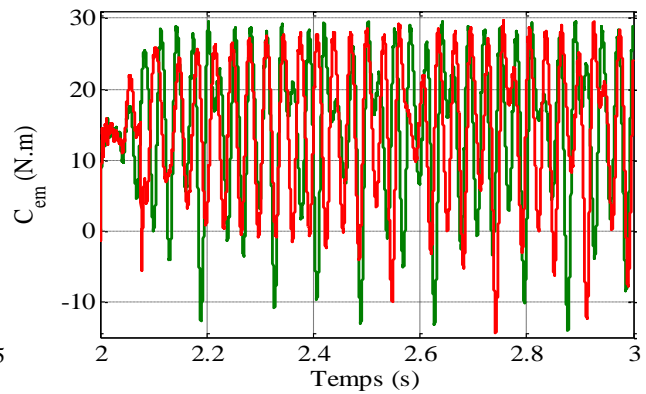
(a) La vitesse ω_r (rd/s)



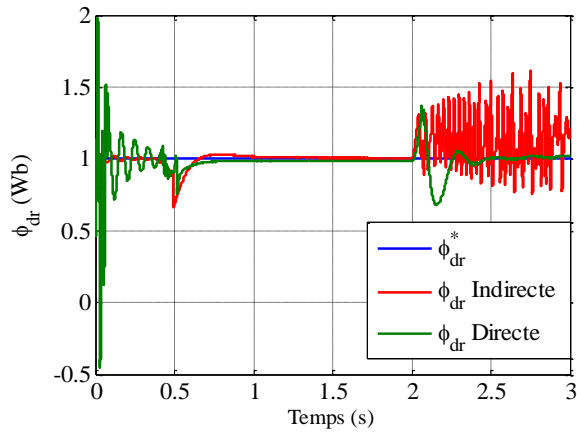
(b) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



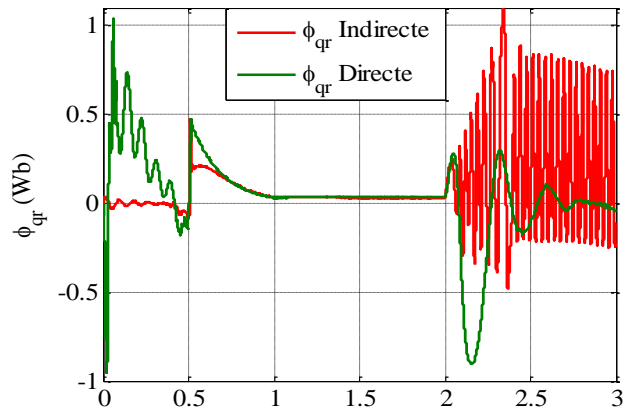
(c) Zoom de vitesse ω_r (rd/s)



(d) Zoom de couple C_{em} (N.m)

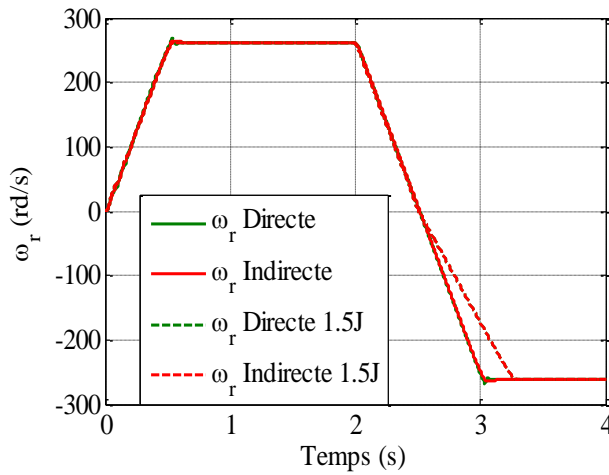


(e) Le flux ϕ_{dr} (Wb)

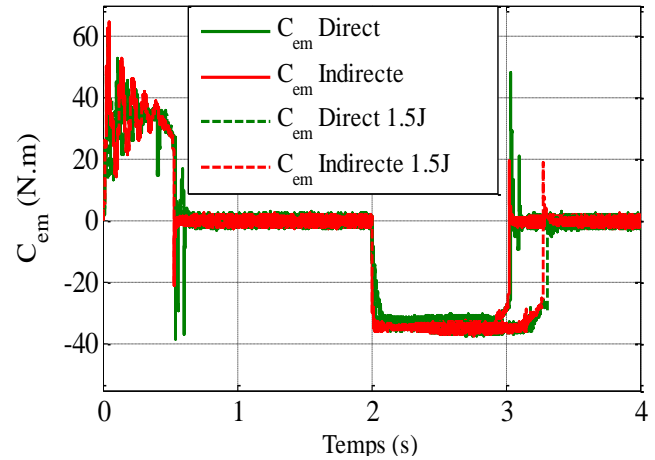


(f) Le flux ϕ_{qr} (Wb)

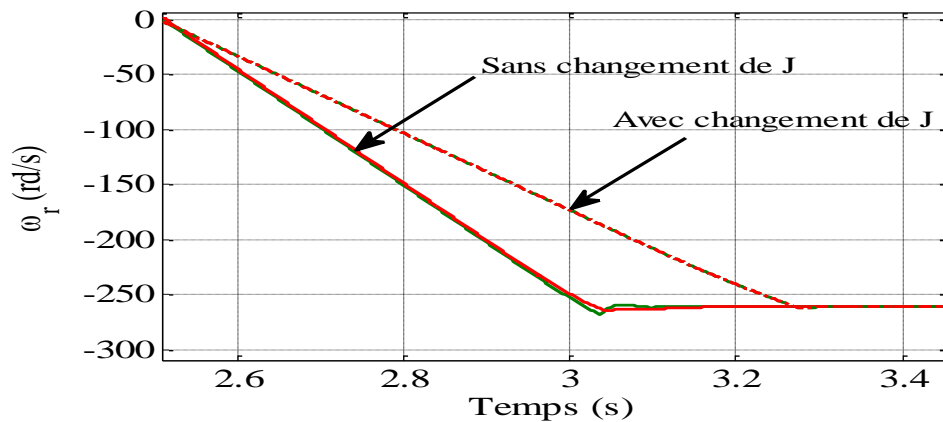
Figure 2.14 L'effet de la variation de résistance rotorique ($R_r = 1.5R_r^n$ à partir de $t=1s$) pour démarrage à vide suivi de l'application d'un couple résistant ($C_r = 14N.m$) à $t=2s$.



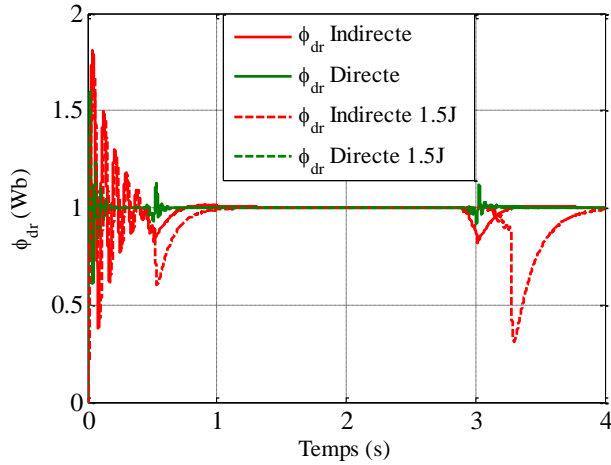
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



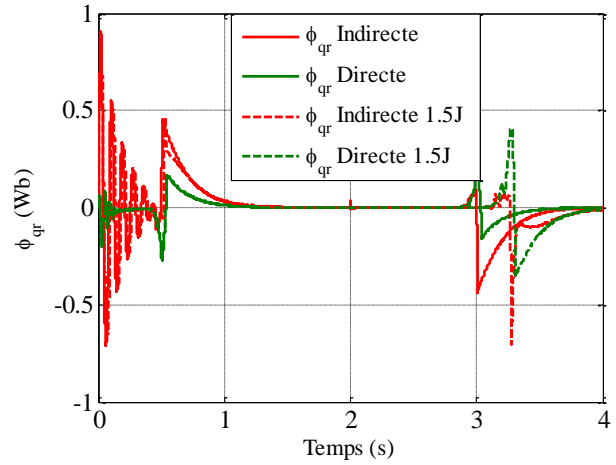
(b) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



(c) Zoom de la vitesse ω_r (rad/s)

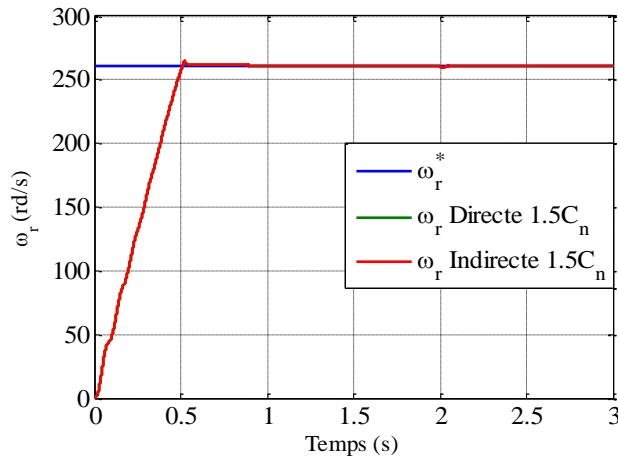


(d) Le flux ϕ_{dr} (Wb)

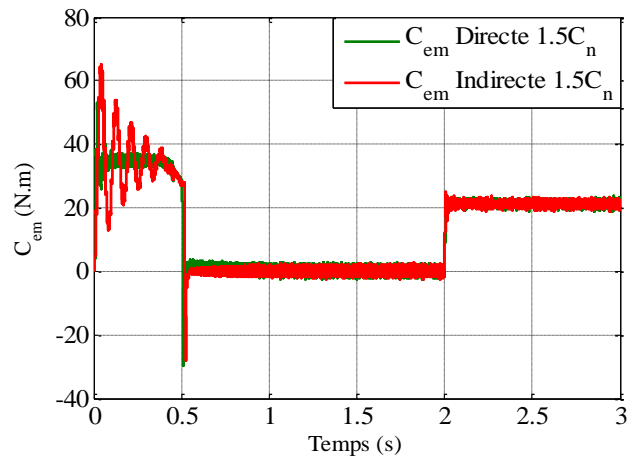


(e) Le flux ϕ_{qr} (Wb)

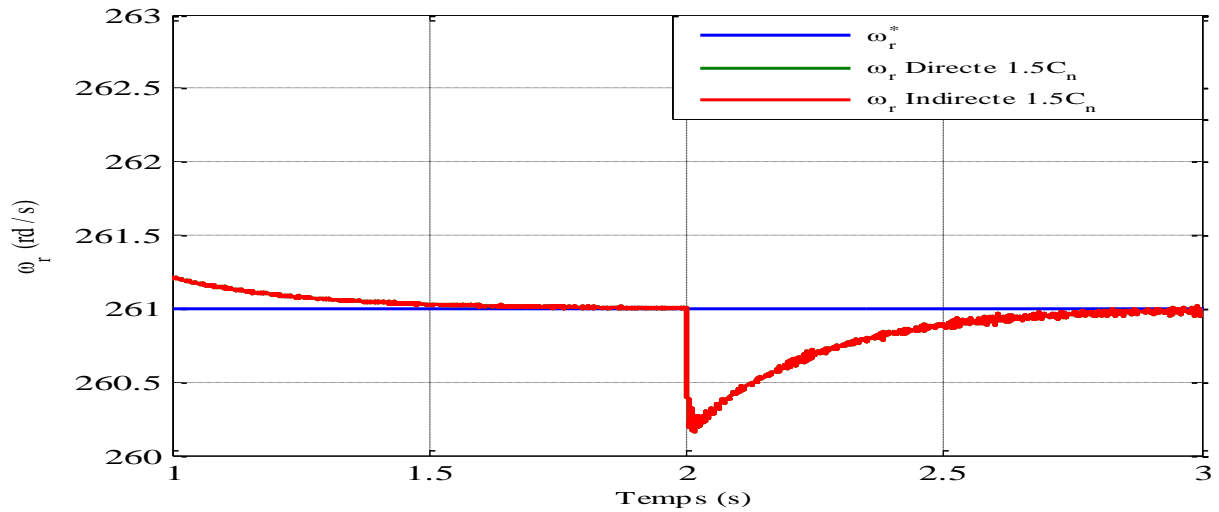
Figure 2.15 L'effet de la variation de moment d'inertie ($J = 1.5J^n$ à partir de $t=2.5s$) lors d'une inversion de sens de rotation à $t=2s$ en fonctionnement à vide.



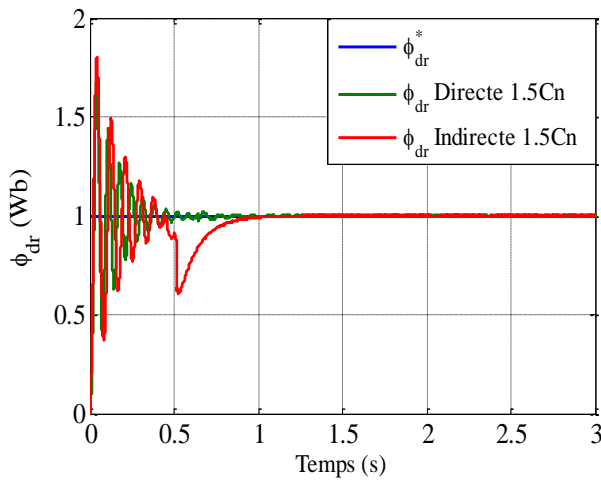
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



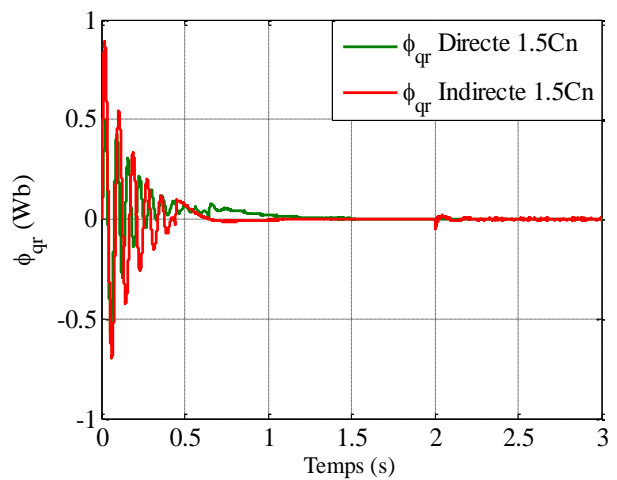
(b) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



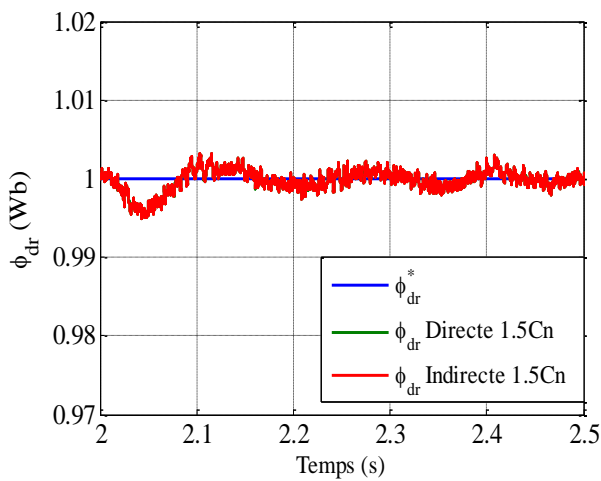
(c) Zoom de la vitesse ω_r (rad/s)



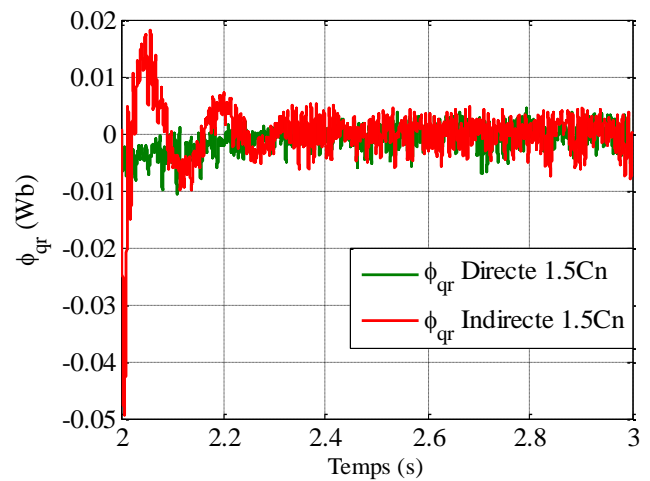
(d) Le flux ϕ_{dr} (Wb)



(e) Le flux ϕ_{qr} (Wb)



(f) Zoom de flux ϕ_{dr} (Wb)



(g) Zoom de flux ϕ_{qr} (Wb)

Figure 2.16 L'effet de l'application de couple résistant de (21N.m) à partir de t=2s.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, la commande vectorielle avec ses deux méthodes directe et indirecte a été appliquée sur la MASDE. La régulation de vitesse s'effectue par le régulateur classique PI. On peut assurer que les performances obtenues par la méthode directe sont meilleures que celles obtenues par la méthode indirecte en termes de temps de réponse, de dépassement et de temps d'inversion du sens de rotation.

Les tests de robustesse montrent que, le contrôle de la vitesse par le régulateur PI est clairement sensible aux variations paramétriques de la machine (résistance rotorique et moment d'inertie) et l'application d'une charge supérieure à la charge nominale.

Dans le but d'améliorer les performances obtenues par le régulateur PI classique, des autres techniques seront utilisées tel que : mode glissant, logique floue et le synergétique dans les chapitres suivants.

Chapitre 3 : Commande par Mode Glissant de la MASDE

3.1 Introduction

A cause des variations paramétriques de la machine et des perturbations externes, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques modernes de commandes robustes, telles que la commande par mode glissant, la logique floue et la commande adaptative pour réduire l'impact de ces variations paramétriques ou les éliminer, cette objective qui ne peut pas être réalisée avec les régulateurs classiques PID.

La commande par mode glissant a été proposée pour la première fois par UKTIN en 1977 [62], par la suite, les applications de ses travaux théoriques ont été développées. Le contrôle en mode glissant (SMC) est un contrôle non linéaire, il a une réponse dynamique rapide où la stabilité du système est garantie en réduisant l'erreur d'état transitoire, il assure la robustesse contre la variation des paramètres et des perturbations externes lorsque le système atteint et reste dans la surface de glissement. Ce dernier est le meilleur avantage d'un contrôle en mode glissant, pour cette raison il a été largement utilisé pour contrôler les systèmes non linéaires qui ont une incertitude de modèle et subit aux perturbations externes [63]. Par contre le seul inconvénient du SMC est le phénomène de broutement (chattering), ce phénomène indésirable est apparu sous forme d'ondulations à haute fréquence provoquées par la loi de commande de commutation [64][65]. Pour éliminer ce phénomène, on peut utiliser la fonction de saturation 'sat' ou tangente hyperbolique au lieu de l'utilisation de la fonction signe dans une couche limite mince près de la surface de glissement.

Dans ce chapitre, on présentera un rappel sur les concepts généraux de la commande par mode glissant, et on développera cette commande avec minimisation de l'effet de chattering ensuite l'application de cette technique de commande pour le moteur asynchrone double étoile. La synthèse des lois de commande est basée sur le modèle de la MASDE obtenu après le découplage par la technique de la commande vectorielle.

3.2 Domaine d'Application de Réglage par Mode Glissant

Grace à sa développement important, la technique de réglage par mode glissant est utilisée dans plusieurs domaines tels que :

Le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnent par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables : complètement ouvertes ou complètement fermées. Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques dizaines de hertz.

Les entraînements électriques pour des machines outils ou robots, nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas, le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur du réglage par mode glissant. Il faut mentionner que dans certains domaines tels que les processus chimiques et métallurgies, où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions, le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages cités précédemment.

3.3 Avantages et Inconvénients de la Commande par Mode Glissant

Le point fort de ce type de commande est la robustesse vis-à-vis aux perturbations et aux incertitudes du modèle (variation paramétrique de système). Contrairement à la loi de commande classique, les performances dynamiques de cette technique de commande sont maintenues quelles que soient les variations des paramètres et quel que soit l'amplitude des perturbations appliqués au système. Un autre point fort de ce type de commande qui est la simplification de la complexité du système dans le cas des systèmes de bas ordre.

Malgré ses avantages, cette technique de commande a deux principaux inconvénients :

- 1- Un phénomène de broutement ou chattering provoqué par la partie discontinue de cette commande qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs.
- 2- Le système est soumis à chaque instant à une commande à fréquence élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré et ceci n'est pas souhaitable.

3.4 Théorie de la Commande par Mode Glissant

3.4.1 Principe de la Commande par Mode Glissant

Le contrôle du mode de glissement est basé sur la convergence de la trajectoire de l'état du système vers une surface de glissement. Le vecteur d'état est maintenu autour de cette surface par l'effort de commande de commutation afin que la trajectoire glisse vers l'origine à travers la surface de glissement comme montre la FIG.3.1. La conception de SMC (sliding mode control) peut être atteinte en deux étapes successives [66]:

Première étape : Définition de la surface de glissement. L'équation suivante est la surface la plus utilisée dans littérature :

$$s(t) = \left(\lambda + \frac{d}{dt}\right)^{r-1} (x_{ref} - x) \quad (3.1)$$

Avec : x est le vecteur d'état, x_{ref} est le vecteur d'état de référence, r est le degré du mode de glissement et λ est le facteur de pondération qui est constant positif interprète la bande passante de la commande désirée.

Deuxième étape : Conception de la loi de commande

Le contrôle de mode glissant a deux composants de commande et peut être écrit comme suit :

$$s(t) = u_{eq}(t) + u_N(t) \quad (3.2)$$

La composante u_{eq} appelée contrôle équivalent (contrôle de découplage) est obtenue en mettant la dérivée de surface égale à zéro $s(t)^* = 0$, son rôle est de maintenir le système sur la surface de glissement qui est définie par $s(t) = 0$. L'autre constituant u_N est la commande discontinue (commande de commutation), elle assure la convergence de la trajectoire de l'état du système vers la surface de glissement. La condition désirée est basée sur la stabilité de la théorie Lyapunov qui doit être vérifiée $s^* \cdot s < 0$.

3.4.2 La Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire $F(t) > 0$ pour les variables d'état du système et de choisir la loi de commutation qui fera décroître la fonction ($F(t)^* < 0$). Cette fonction est utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$F(t) = \frac{1}{2} s^2(t) \quad (3.3)$$

Et sa dérivée par :

$$F(t)^* = s(t)^* s(t) \quad (3.4)$$

Pour que le système soit stable, il faut que la fonction de Lyapunov décroisse, signifie que sa dérivée est négative tel que :

$$s(t)^* s(t) < 0 \quad (3.5)$$

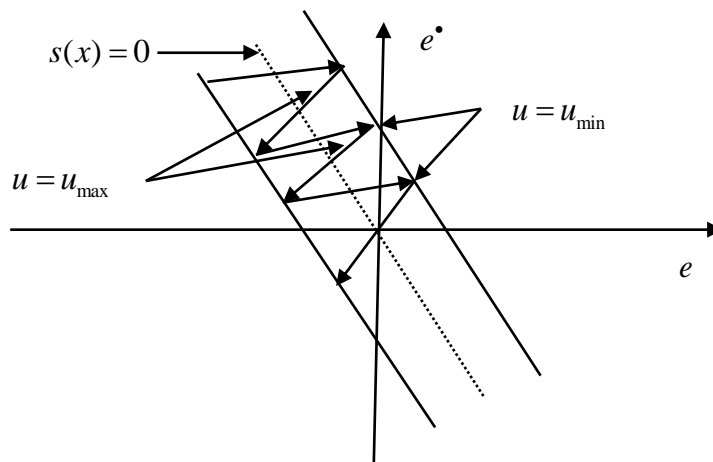


Figure 3.1 Existence de mode de glissement.

3.4.3 Phénomène de Broutement (Chattering)

Le phénomène de chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande lorsque les techniques des modes glissants sont utilisées. L'effet indésirable de ce

phénomène est l'addition des composantes de haute fréquence au spectre de la commande, FIG 3.2. Pour réduire l'impact de ce phénomène, on abouti une méthode connue par (boundary layer solution) [67], qui se base sur la fonction de saturation (sat) adéquate pour filtrer les hautes fréquences. Cette fonction est caractérisée par un ou deux seuils. Pour diminuer la valeur de U_N en fonction de l'approche de l'état vers la surface dans la région qui encadre cette dernière, la commande varie entre deux valeurs limites $\pm k$ suivant une pente entre les deux seuils ou dans le cas d'un seul seuil par une pente qui passe par l'origine du plan (S, U), FIG 3.3.

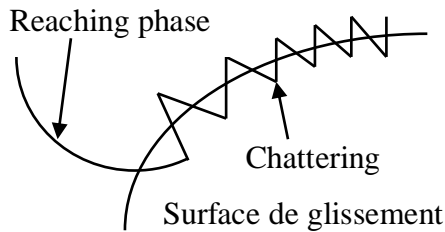


Figure 3.2 Phénomène de chattering.

$$SAT = \begin{cases} 1 & si & s > \mu \\ -1 & si & s < -\mu \\ \frac{s}{\mu} & si & |s| < \mu \end{cases} \quad (3.6)$$

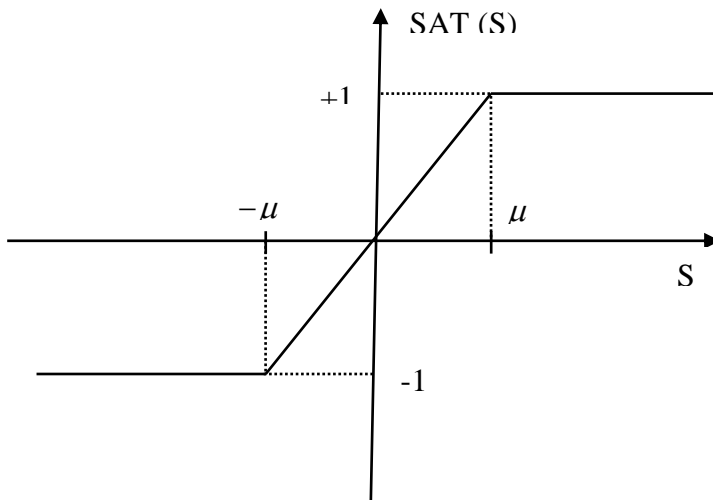


Figure 3.3 Fonction (SAT).

Avec : $\mu > 0$ et petit.

Alors, on obtient la commande douce suivante :

$$u_N = \begin{cases} k_x s(x) & \text{si } |s(x)| > \mu \\ k_x s(x) & \text{si } |s(x)| \leq \mu \end{cases} \quad (3.7)$$

On peut remplacer aussi la fonction (sign) par la fonction d'adoucie FIG 3.4:

$$smooth(s) = \tanh\left(\frac{s}{\mu}\right) = \frac{s}{|s| + \mu} \quad (3.8)$$

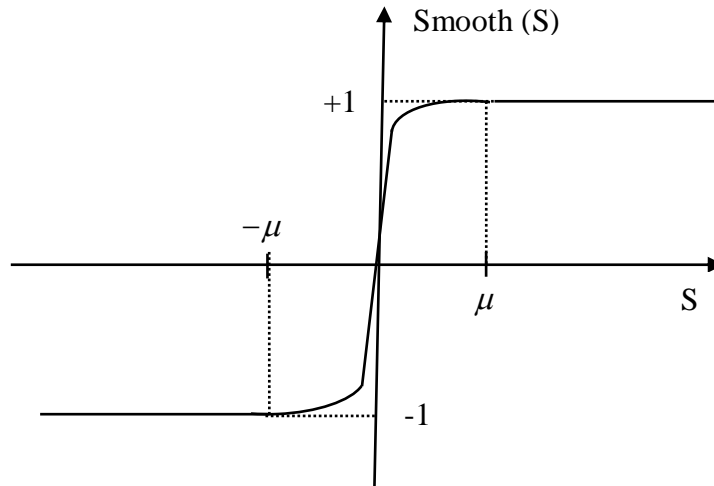


Figure 3.4 Fonction (Smooth).

D'où on aura la commande douce suivante :

$$u_N = k_x \frac{s(x)}{|s(x)| + \mu} \quad (3.9)$$

3.5 Commande par Mode Glissant de la MASDE

3.5.1 Modèle de la MASDE

Le modèle de la MASDE est présenté dans le chapitre 2 dont les grandeurs électriques sont exprimées dans le repère (d, q), de l'équation dynamique (1.23), on a la relation de vitesse suivante :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left[p^2 \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi^* (i_{qs1} + i_{qs2}) - pC_r - K_f \omega_r \right] \quad (3.10)$$

De l'équation (2.8), on a la relation du flux rotorique suivante :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r + \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (3.11)$$

De l'équation (2.9), on a les relations des courants suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{ds1} = \frac{1}{L_{s1}} \left[v_{ds1} - R_{s1} i_{ds1} + \omega_s (L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}) \right] \\ \frac{d}{dt} i_{qs1} = \frac{1}{L_{s1}} \left[v_{qs1} - R_{s1} i_{qs1} - \omega_s (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \right] \\ \frac{d}{dt} i_{ds2} = \frac{1}{L_{s2}} \left[v_{ds2} - R_{s2} i_{ds2} + \omega_s (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}) \right] \\ \frac{d}{dt} i_{qs2} = \frac{1}{L_{s2}} \left[v_{qs2} - R_{s2} i_{qs2} - \omega_s (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*) \right] \end{cases} \quad (3.12)$$

3.5.2 Détermination des Surfaces de Glissement

3.5.2.1 Surfaces de Glissement de la Vitesse et de Flux Rotorique

Pour le degré relatif $r=1$, les surfaces de régulation de la vitesse et du flux rotorique sont de forme :

$$\begin{cases} s(\omega_r) = \omega^* - \omega \\ s(\phi_r) = \phi^* - \phi \end{cases} \quad (3.13)$$

En dérivant la surface on obtient :

$$\begin{cases} s^*(\omega_r) = \omega_r^{**} - \omega_r^* \\ s^*(\phi_r) = \phi_r^{**} - \phi_r^* \end{cases} \quad (3.14)$$

En substituant les relations (3.10) et (3.11) dans la relation (3.14) on trouve :

$$\begin{cases} s^*(\omega_r) = \omega_r^{**} - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_r^* (i_{qs1} + i_{qs2}) + \frac{P}{J} T_L + \frac{K_f}{J} \omega_r \\ s^*(\phi_r) = \phi_r^{**} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r - \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \end{cases} \quad (3.15)$$

En posant:

$$\begin{cases} i_{ds1} + i_{ds2} = i_{ds} \\ i_{qs1} + i_{qs2} = i_{qs} \\ i_{ds1} = i_{ds2} \\ i_{qs1} = i_{qs2} \end{cases} \quad (3.16)$$

Et :

$$\begin{cases} i_{ds} = i_{ds}^* = i_{dseq} + i_{dsn} \\ i_{qs} = i_{qs}^* = i_{qseq} + i_{qsn} \end{cases} \quad (3.17)$$

En remplaçant les courants i_{ds} et i_{qs} par ses courants de référence i_{ds}^* et i_{qs}^* respectivement, (3.15) devient :

$$\begin{cases} s^*(\omega_r) = \omega_r^{**} - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_r^* i_{qseq} - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_r^* i_{qsn} + \frac{p}{J} C_r + \frac{K_f}{J} \omega_r \\ s^*(\phi_r) = \phi_r^{**} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r - \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} i_{dseq} - \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} i_{dsn} \end{cases} \quad (3.18)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent on a $s(\phi_r) = 0$ et $s(\omega_r) = 0$, par la suite $s^*(\phi_r) = 0$ et $s^*(\omega_r) = 0$, en plus $i_{dsn} = 0$ et $i_{qsn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalent i_{dseq} et i_{qseq} de relation (3.18) :

$$\begin{cases} i_{dseq} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left[\phi_r^{**} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r \right] \\ i_{qseq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m} \phi_r^* \left[\omega_r^{**} + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{p}{J} C_r \right] \end{cases} \quad (3.19)$$

Durant le mode de convergence, la condition $s(\phi_r)^* s(\phi_r) < 0$ et $s(\omega_r)^* s(\omega_r) < 0$ doit être vérifiée, par le remplaçant de l'équation (3.19) dans l'équation (3.18), on obtient :

$$\begin{cases} s^*(\omega_r) = -\frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_r^* i_{qsn} \\ s^*(\phi_r) = -\frac{L_m R_r}{L_m + L_r} i_{dsn} \end{cases} \quad (3.20)$$

On a la commande douce suivante :

$$\begin{cases} i_{dsn} = K_{\phi_r} \frac{S(\phi_r)}{|S(\phi_r)| + m_{\phi_r}} \\ i_{qsn} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + m_{\phi_r}} \end{cases} \quad (3.21)$$

Le choix de k_{ϕ_r} doit être toujours positif pour respecter le critère du mode de convergence. On obtiendra :

$$S^*(\phi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{dseq} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left[\phi_r^{**} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r \right] \\ i_{dsn} = K_{\phi_r} \frac{S(\phi_r)}{|S(\phi_r)| + m_{\phi_r}} \end{cases} \quad (3.22)$$

Le choix de k_{ω_r} se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie de régulateur. On obtiendra :

$$S^*(\omega_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{qseq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m} \phi_r^* \left[\omega_r^{**} + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{p}{J} C_r \right] \\ i_{qsn} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + m_{\omega_r}} \end{cases} \quad (3.23)$$

3.5.2.2 Surfaces de Glissement des Courants Statoriques

Les surfaces des courant statoriques sont données par :

$$\begin{cases} S(i_{ds1}) = i_{ds1}^* - i_{ds1} \\ S(i_{qs1}) = i_{qs1}^* - i_{qs1} \\ S(i_{ds2}) = i_{ds2}^* - i_{ds2} \\ S(i_{qs2}) = i_{qs2}^* - i_{qs2} \end{cases} \quad (3.24)$$

La dérivée de ces surfaces est donnée par :

$$\begin{cases} S^*(i_{ds1}) = \frac{d}{dt} i_{ds1}^* - \frac{d}{dt} i_{ds1} \\ S^*(i_{qs1}) = \frac{d}{dt} i_{qs1}^* - \frac{d}{dt} i_{qs1} \\ S^*(i_{ds2}) = \frac{d}{dt} i_{ds2}^* - \frac{d}{dt} i_{ds2} \\ S^*(i_{qs2}) = \frac{d}{dt} i_{qs2}^* - \frac{d}{dt} i_{qs2} \end{cases} \quad (3.25)$$

En substituant l'expression du courant donné par le système d'équation (3.12) dans l'équation (3.25), on tire :

$$\left\{ \begin{array}{l} S^\bullet(i_{ds1}) = i_{ds1}^{**} - \frac{1}{L_{s1}}(v_{ds1} - R_{s1}i_{ds1}) - \frac{1}{L_{s1}}[\omega_s(L_{s1}i_{qs1} + T_r\phi_r^*\omega_{gl})] \\ S^\bullet(i_{qs1}) = i_{qs1}^{**} - \frac{1}{L_{s1}}(v_{qs1} - R_{s1}i_{qs1}) + \frac{1}{L_{s1}}[\omega_s(L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*)] \\ S^\bullet(i_{ds2}) = i_{ds2}^{**} - \frac{1}{L_{s2}}(v_{ds2} - R_{s2}i_{ds2}) - \frac{1}{L_{s2}}[\omega_s(L_{s2}i_{qs2} + T_r\phi_r^*\omega_{gl})] \\ S^\bullet(i_{qs2}) = i_{qs2}^{**} - \frac{1}{L_{s2}}(v_{qs2} - R_{s2}i_{qs2}) + \frac{1}{L_{s2}}[\omega_s(L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*)] \end{array} \right. \quad (3.26)$$

On pose :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1} = v_{ds1}^* = v_{ds1eq} + v_{ds1n} \\ v_{qs1} = v_{qs1}^* = v_{qs1eq} + v_{qs1n} \\ v_{ds2} = v_{ds2}^* = v_{ds2eq} + v_{ds2n} \\ v_{qs2} = v_{qs2}^* = v_{qs2eq} + v_{qs2n} \end{array} \right. \quad (3.27)$$

En remplaçant les tensions v_{ds1} , v_{qs1} , v_{ds2} et v_{qs2} par ses tensions de référence v_{ds1}^* , v_{qs1}^* , v_{ds2}^* et v_{qs2}^* respectivement dans l'équation (3.27), on trouve:

$$\left\{ \begin{array}{l} S^\bullet(i_{ds1}) = i_{ds1}^{**} - \frac{1}{L_{s1}}(v_{ds1eq} + v_{ds1n} - R_{s1}i_{ds1}) - \frac{1}{L_{s1}}[\omega_s(L_{s1}i_{qs1} + T_r\phi_r^*\omega_{gl})] \\ S^\bullet(i_{qs1}) = i_{qs1}^{**} - \frac{1}{L_{s1}}(v_{qs1eq} + v_{qs1n} - R_{s1}i_{qs1}) + \frac{1}{L_{s1}}[\omega_s(L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*)] \\ S^\bullet(i_{ds2}) = i_{ds2}^{**} - \frac{1}{L_{s2}}(v_{ds2eq} + v_{ds2n} - R_{s2}i_{ds2}) - \frac{1}{L_{s2}}[\omega_s(L_{s2}i_{qs2} + T_r\phi_r^*\omega_{gl})] \\ S^\bullet(i_{qs2}) = i_{qs2}^{**} - \frac{1}{L_{s2}}(v_{qs2eq} + v_{qs2n} - R_{s2}i_{qs2}) + \frac{1}{L_{s2}}[\omega_s(L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*)] \end{array} \right. \quad (3.28)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent on a $s(i_{ds1}) = 0$, $s(i_{qs1}) = 0$, $s(i_{ds2}) = 0$ et $s(i_{qs2}) = 0$ et par suite $s^\bullet(i_{ds1}) = 0$, $s^\bullet(i_{qs1}) = 0$, $s^\bullet(i_{ds2}) = 0$ et $s^\bullet(i_{qs2}) = 0$ et en plus $v_{ds1n} = 0$, $v_{qs1n} = 0$, $v_{ds2n} = 0$ et $v_{qs2n} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente $v_{ds1,2eq}$ et $v_{qs1,2eq}$ de relation (3.26) :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1eq} = L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1}^* + R_{s1} i_{ds1} + \omega_s (L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1eq} = L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1}^* + R_{s1} i_{qs1} - \omega_s (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \\ v_{ds2eq} = L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2}^* + R_{s2} i_{ds2} + \omega_s (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2eq} = L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2}^* + R_{s2} i_{qs2} - \omega_s (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*) \end{array} \right. \quad (3.29)$$

Chapitre 3 : Commande par Mode Glissant de la MASDE

Durant le mode de convergence, la condition $s^\bullet(i_{ds1,2})s(i_{ds1,2}) < 0$ et $s^\bullet(i_{qs1,2})s(i_{qs1,2}) < 0$ doit être vérifiée, en remplaçant (3.29) dans (3.28) on obtient :

$$\begin{cases} S^\bullet(i_{ds1}) = -\frac{1}{L_{s1}} v_{ds1n} \\ S^\bullet(i_{qs1}) = -\frac{1}{L_{s1}} v_{qs1n} \\ S^\bullet(i_{ds2}) = -\frac{1}{L_{s1}} v_{ds2n} \\ S^\bullet(i_{qs2}) = -\frac{1}{L_{s1}} v_{qs2n} \end{cases} \quad (3.30)$$

On obtient la commande douce suivante :

$$\begin{cases} v_{ds1n} = K_{ds1} \frac{S(i_{ds1})}{|S(i_{ds1})| + m_{ds1}} \\ v_{qs1n} = K_{qs1} \frac{S(i_{qs1})}{|S(i_{qs1})| + m_{qs1}} \\ v_{ds2n} = K_{ds2} \frac{S(i_{ds2})}{|S(i_{ds2})| + m_{ds2}} \\ v_{qs2n} = K_{qs2} \frac{S(i_{qs2})}{|S(i_{qs2})| + m_{qs2}} \end{cases} \quad (3.31)$$

Le choix des gains k_{ds1} , k_{qs1} , k_{ds2} et k_{qs2} doit être positif pour respecter le critère du mode de convergence, on a la loi de commande suivante :

$$\begin{aligned} S^\bullet(i_{ds1,2}) = 0 \Rightarrow & \begin{cases} v_{ds1,2eq} = L_{s1,2} \frac{d}{dt} i_{ds1,2}^* + R_{s1,2} i_{ds1,2} + \omega_s (L_{s1,2} i_{qs1,2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{ds1,2n} = K_{ds1,2} \frac{S(i_{ds1,2})}{|S(i_{ds1,2})| + m_{ds1,2}} \end{cases} \\ S^\bullet(i_{qs1,2}) = 0 \Rightarrow & \begin{cases} v_{qs1,2eq} = L_{s1,2} \frac{d}{dt} i_{qs1,2}^* + R_{s1,2} i_{qs1,2} - \omega_s (L_{s1,2} i_{ds1,2} + \phi_r^*) \\ v_{qs1,2n} = K_{qs1,2} \frac{S(i_{qs1,2})}{|S(i_{qs1,2})| + m_{qs1,2}} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.32)$$

La représentation schématique de la commande par mode glissant sur la MASDE est illustrée dans la FIG 3.5.

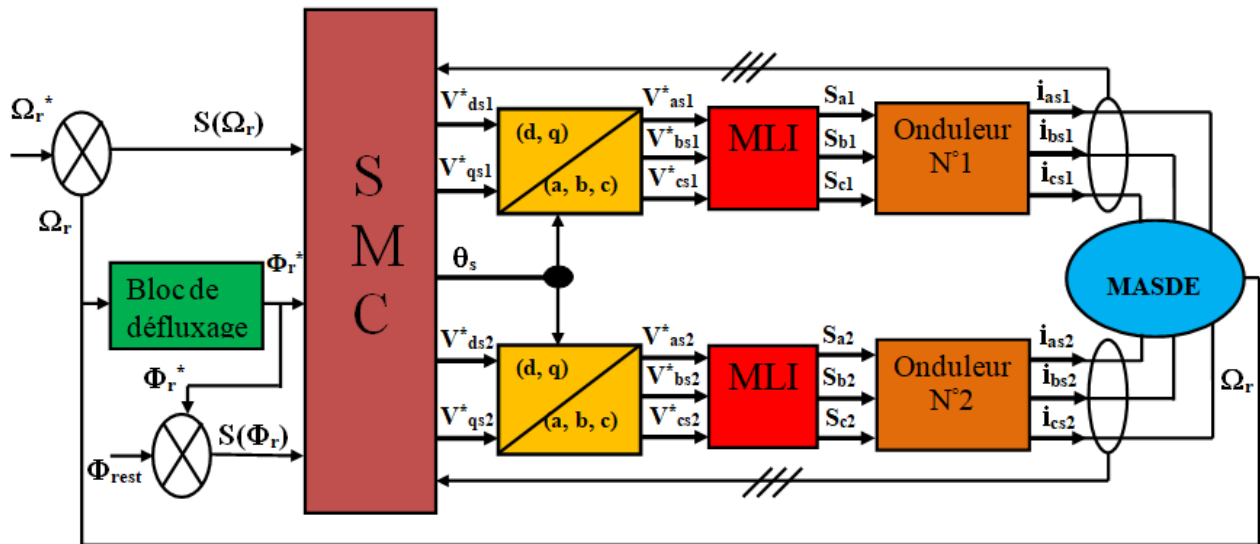


Figure 3.5 Représentation schématique de la commande par mode glissant SMC sur la MASDE.

3.5.3 Simulation et Interprétation des Résultats

Les performances de la MASDE commandée par le mode de glissement ont été visualisées pour les trois tests suivants :

- ✚ **Test 1** : Démarrage à vide puis l'application d'une charge nominale ($C_r = 14 \text{ N.m}$) de $t=1.5\text{s}$ à $t=3\text{s}$ avec une vitesse de référence égale à 100rd/s.
- ✚ **Test 2** : Démarrage en charge nominale $C_r = 14 \text{ N.m}$ avec une vitesse de référence égale à 100rd/s.
- ✚ **Test 3** : Fonctionnement à vide avec une inversion de vitesse de référence de 100rd/s à -100rd/s.

La FIG 3.6 illustre les résultats de simulation obtenus pour les deux premiers tests, (test 1 en couleur rouge, test 2 en couleur verre).

Pour les deux premiers tests (fonctionnement à vide et en charge) on constate que :

La vitesse du rotor atteint sa référence au bout de $t=0.166\text{s}$ et suit parfaitement sa référence, ce résultat présente un dépassement de 0.01%, une rejection rapide de la perturbation de couple de charge par le régulateur de vitesse. En charge, le temps de repense est d'environ 0.28s avec un dépassement de 0.01%, FIG 3.6(a).

Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie dans le régime transitoire, avec une valeur de démarrage est égale à 64N.m, en régime établi, le couple électromagnétique oscille autour de zéro. Après l'application de la charge, le couple électromagnétique compense le couple résistant et les frottements FIG 3.6(b).

Les deux courants statoriques i_{as1} et i_{as2} ont la même forme et les mêmes valeurs (les deux étoiles sont identiques), la valeur crête au démarrage est 26A, en présence de la charge les

courants atteignent une valeur crête de 6.5A. La valeur crête à vide est de 1.5A. L'allure des courants est sinusoïdale et présente des harmoniques dus aux deux onduleurs de tension, FIG 3.6(c) et FIG 3.6(d).

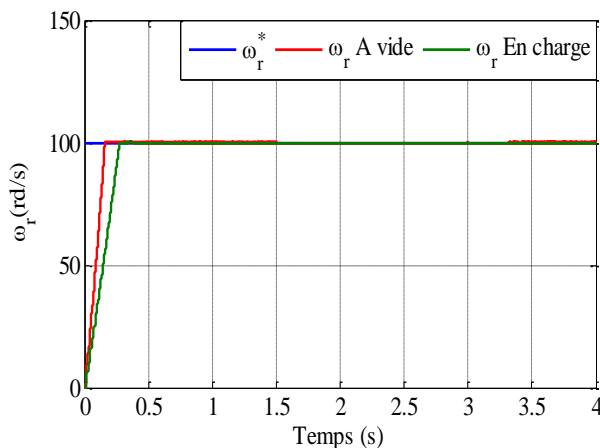
Les deux courants d'axe q i_{qs1} et i_{qs2} ont la même allure de couple électromagnétique, les deux courants ont les mêmes valeurs sous différentes conditions (à vide et en charge), ils ont une valeur crête au démarrage de 36A. En régime transitoire, pour le premier test le courant oscille autour de 30.8A, pour le deuxième test, il oscille autour de 33A. En charge, ils oscillent autour de 7.2A et autour de zéro en cas d'absence de charge, FIG 3.6(e) et FIG 3.6(f).

Les deux courants i_{ds1} et i_{ds2} ont la même forme. Ils oscillent autour de 1.5A, ils ont un pic au démarrage de 4.22A pour le premier test et de 10.32A pour le deuxième test FIG 3.6(g) et FIG 3.6(h).

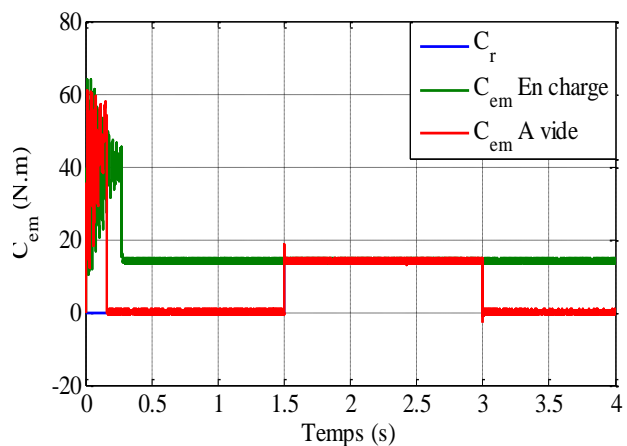
Les figures FIG 3.6(i) et FIG 3.6(j) montrent que les flux rotoriques suivent parfaitement leurs valeurs imposées après le régime transitoire. Aucune influence sur cette orientation lors de l'application d'une charge nominale, on dit que le découplage reste parfait.

La FIG 3.7 présente les résultats de simulation d'une poursuite lors de l'inversion du sens de rotation à $t=2s$ en fonctionnement à vide.

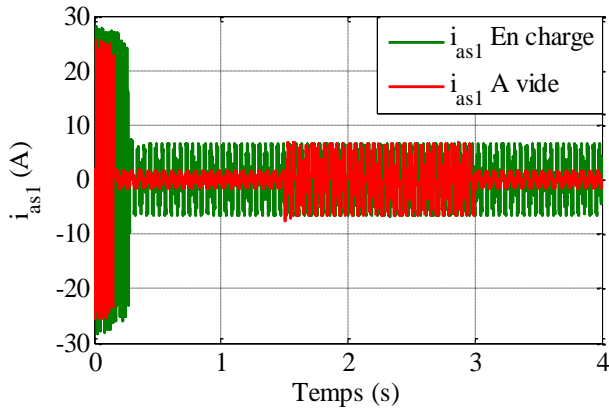
La vitesse suit parfaitement sa référence et s'inverse (atteint la valeur -100rd/s) au bout de 3s avec un dépassement négligeable, FIG 3.7(a). L'inversion du sens de rotation conduit à un couple négatif environ -14N.m, FIG 3.7(b). Le courant i_{qs1} a une même allure que celle du le couple électromagnétique, il a une valeur négative de -6.5A lors de changement du sens de rotation, FIG 3.7(e). Le courant i_{ds1} oscille autour de 1.5A, FIG 3.7(f). Les flux rotoriques suivent leurs valeur de référence en régime établi, ϕ_{dr} suit la valeur 1Wb, FIG 3.7(g), ϕ_{qr} suit la valeur 0Wb, FIG 3.7(h). Une faible atténuation du flux durant un court instant lors de la stabilisation de la vitesse à sa nouvelle référence -100rd/s.



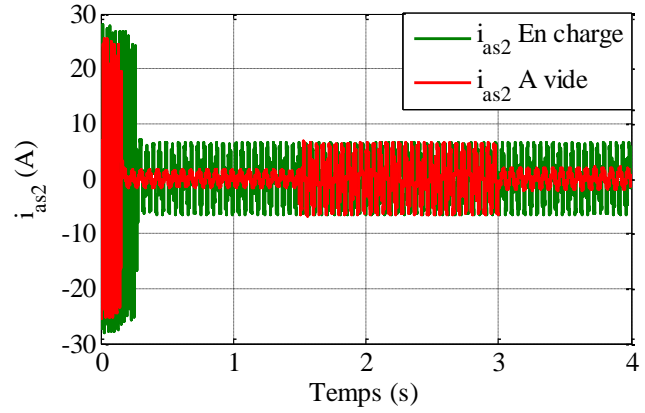
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



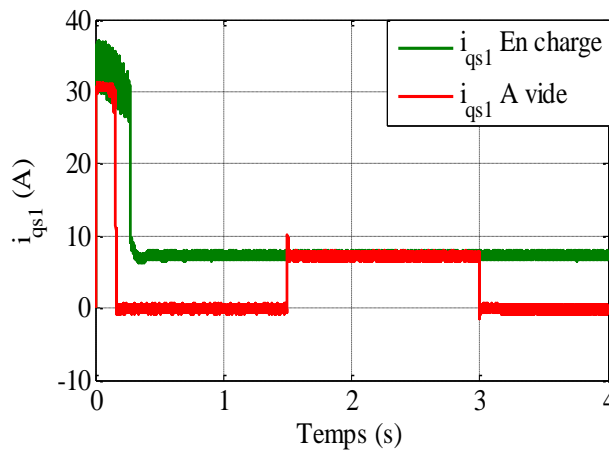
(b) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



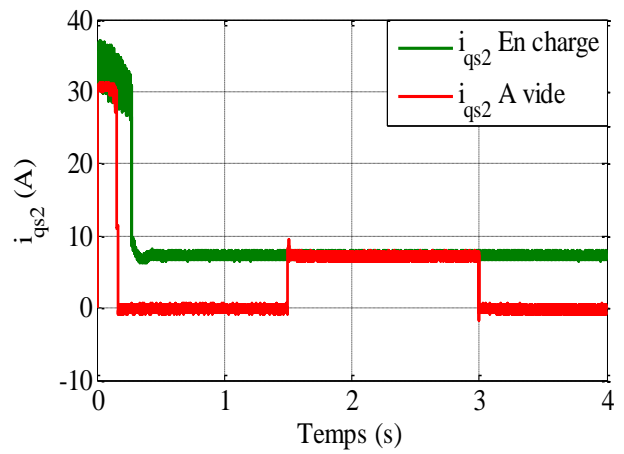
(c) Le courant statorique i_{as1} (A)



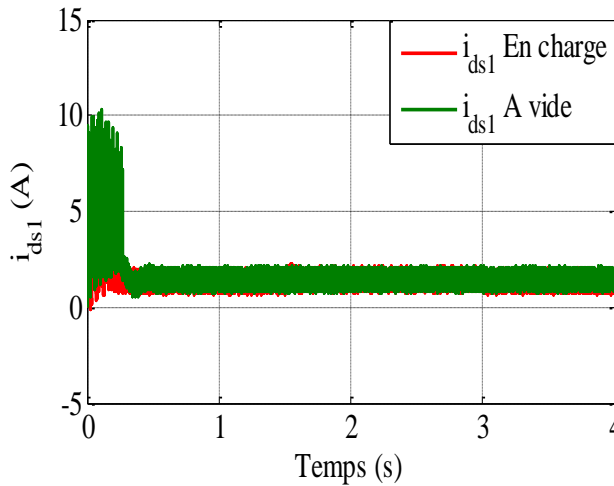
(d) Le courant statorique i_{as2} (A)



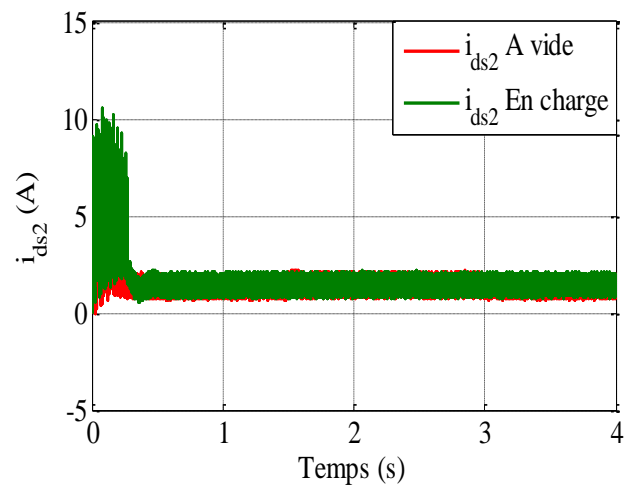
(e) Le courant i_{qs1} (A)



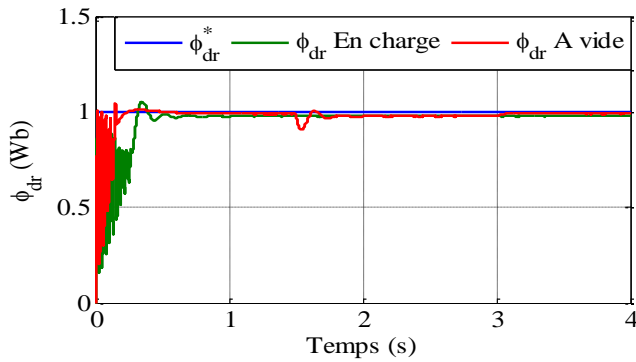
(f) Le courant i_{qs2} (A)



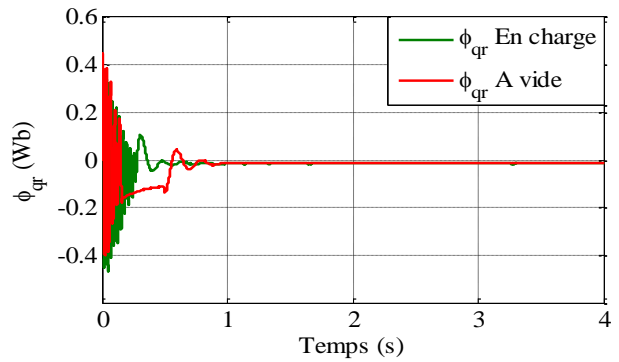
(g) Le courant i_{ds1} (A)



(h) Le courant i_{ds2} (A)

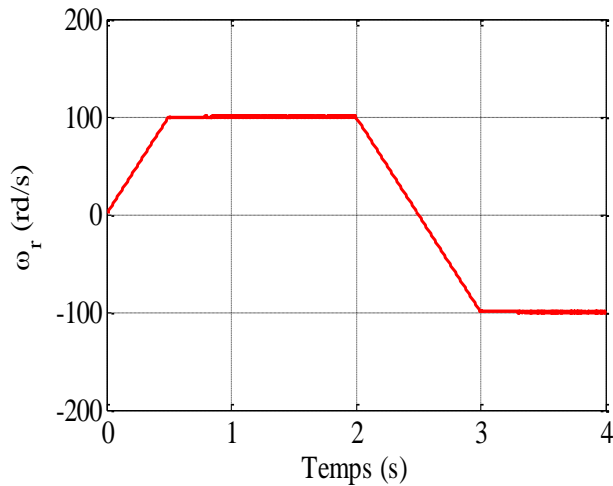


(i) Le flux ϕ_{dr} (Wb)

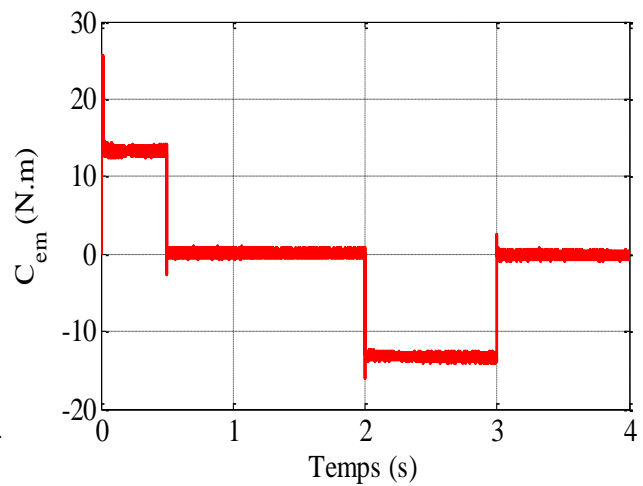


(j) Le flux ϕ_{qr} (Wb)

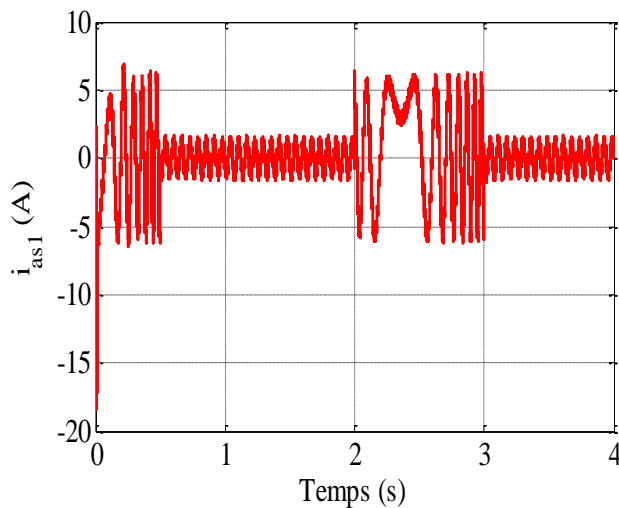
Figure 3.6 Performances de la MASDE commandée par la méthode de mode glissant, en fonctionnement à vide et en charge.



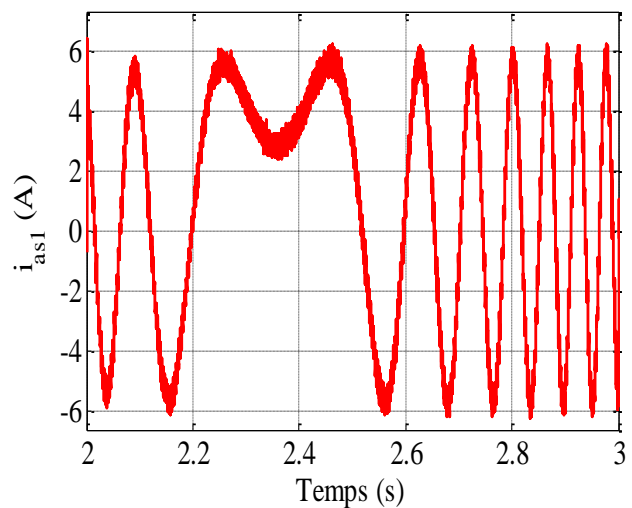
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



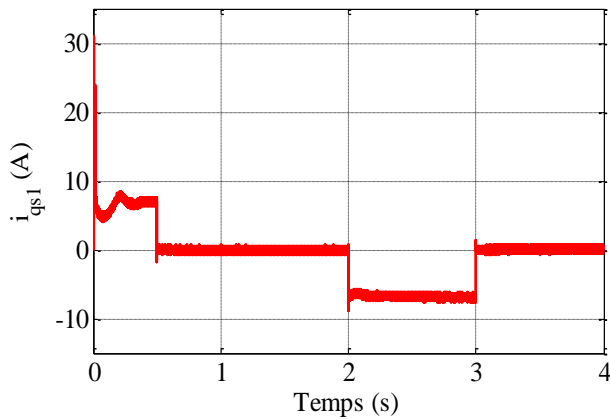
(b) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



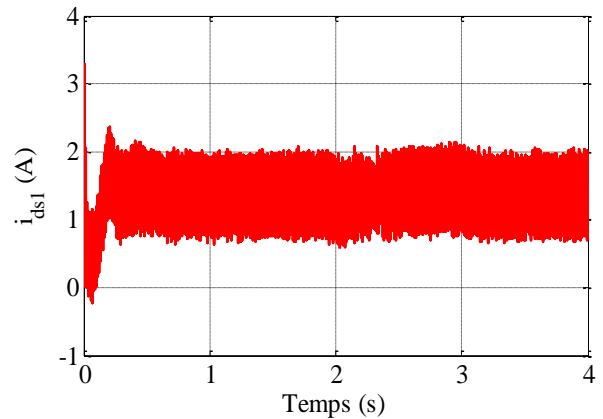
(c) Le courant statorique i_{as1} (A)



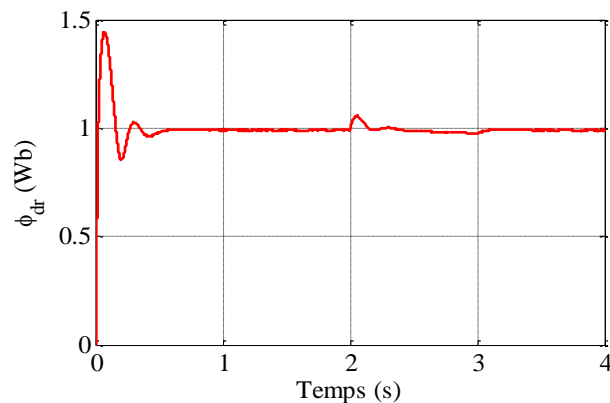
(d) Zoom de courant i_{as1} (A)



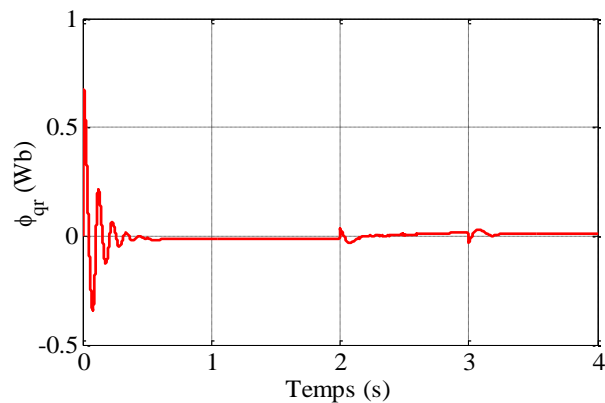
(e) Le courant i_{qs1} (A)



(f) Le courant i_{ds1} (A)



(g) Le flux ϕ_{dr} (Wb)



(h) Le flux ϕ_{qr} (Wb)

Figure 3.7 Performance de la MASDE commandée par le mode glissant, d'une poursuite d'inversion de vitesse en fonctionnement à vide.

3.5.4 Test de Robustesse

Performance de la MASDE vis-à-vis à la variation de la résistance rotorique

La FIG 3.8 représente la vitesse, le couple électromagnétique, les deux composantes de flux rotorique et le courant statorique obtenus sous la commande par mode glissant. D'après les résultats, on remarque que la variation de la résistance rotorique n'influe pas sur les caractéristiques de vitesse, FIG 3.8(a), FIG 3.8(c), du couple électromagnétique FIG 3.8(b), FIG 3.8(d) et du flux rotorique, FIG 3.8(e), FIG 3.8(f) et le courant statorique soit en fonctionnement à vide $[0, 1.5]$ s ou en fonctionnement en charge $t > 1.5$ s, ce qui confirme l'insensibilité de la commande par mode glissant à la variation de la résistance rotorique.

Performance vis-à-vis à la variation de la charge mécanique

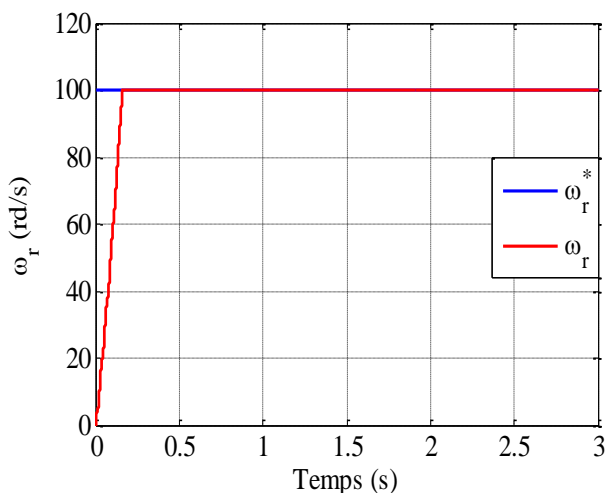
Pour voir l'effet de la charge, on fait varier la charge comme suit ($C_r^n = 0N.m$) durant l'intervalle [0 1.5]s, ($1.5 C_r^n = 21N.m$) pour l'intervalle [1.5 3]s et ($C_r^n = 14N.m$) durant [3 4]s.

La FIG 3.9 illustre les performances de la commande par mode glissant vis-à-vis l'application d'une charge variable. A partir des résultats de simulation, on observe que la vitesse du rotor poursuit la valeur de référence sans perturbation après l'application du couple résistant, FIG 3.9(a), FIG 3.9(c), Le couple électromagnétique compense la perturbation externe et suit parfaitement la forme de couple résistant appliqué, FIG 3.9(c), le courant i_{as1} suit parfaitement la variation de la charge, FIG 3.9(d), l'orientation du flux rotorique n'est pas perdue, les flux ϕ_{dr} et ϕ_{qr} suivent parfaitement leur valeurs imposées, 1Wb, 0Wb respectivement, FIG 3.9(e), FIG 3.9(f).

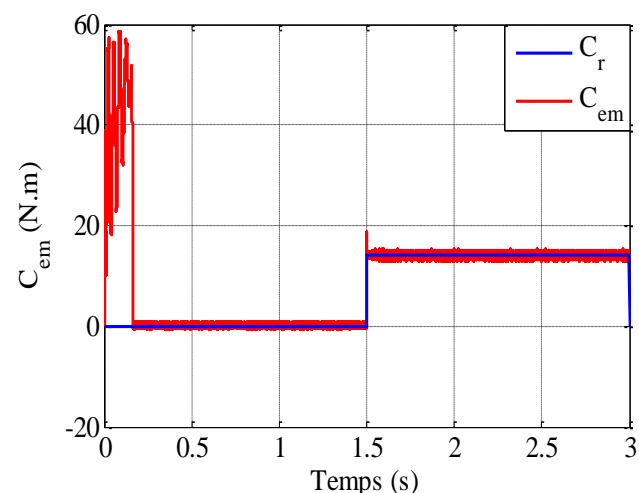
Performance vis-à-vis à la variation du moment d'inertie

FIG 3.10 présente les résultats de simulation lors de l'inversion de la vitesse avec variation du moment d'inertie de J à $1.5J^n$ à partir $t=2.5s$.

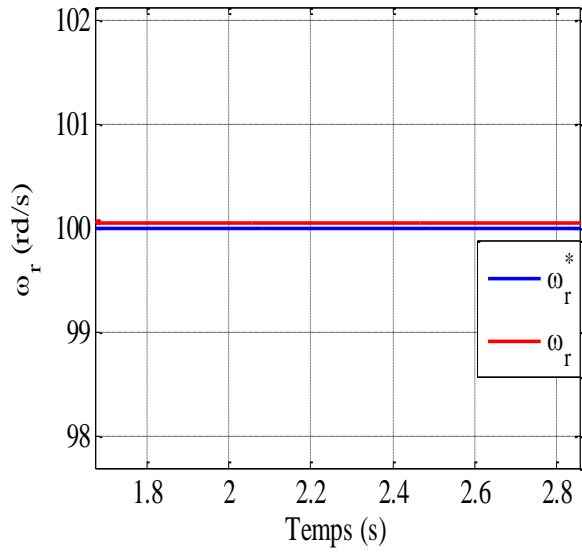
A partir des résultats de simulation, on observe que la variation du moment d'inertie n'influe pas sur la réponse de la vitesse, FIG 3.10(a), FIG 3.10(c), l'allure de couple et des courants statoriques subissent un petit changement lors de variation de moment d'inertie, ce changement est du à la relation entre les trois paramètres (courant, couple et moment d'inertie), FIG 3.10(b), FIG 3.10(d). Les composantes de flux rotoriques suivent les valeurs imposées, FIG 3.10(e), FIG 3.10(f).



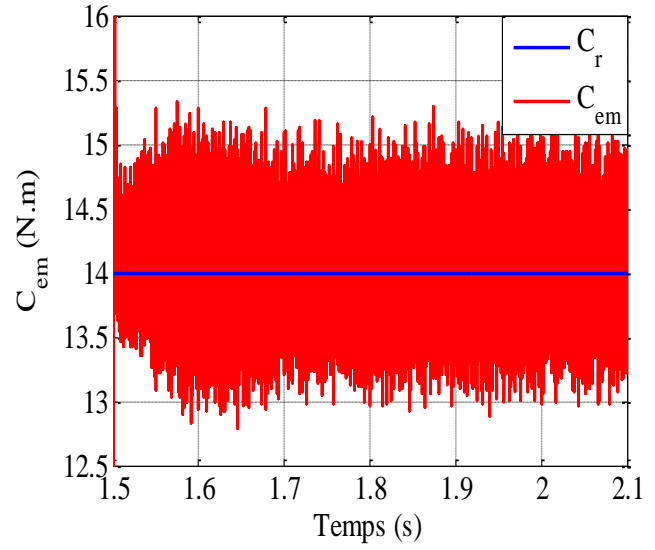
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



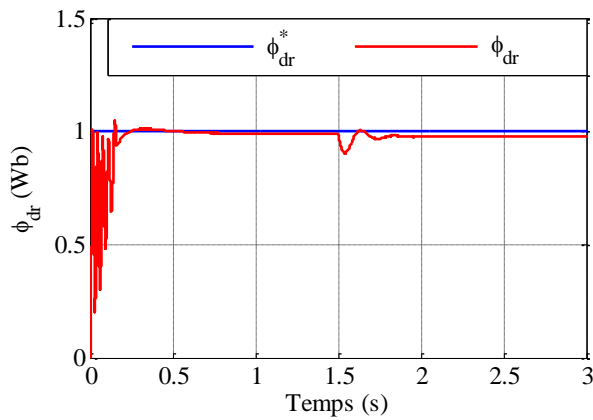
(b) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



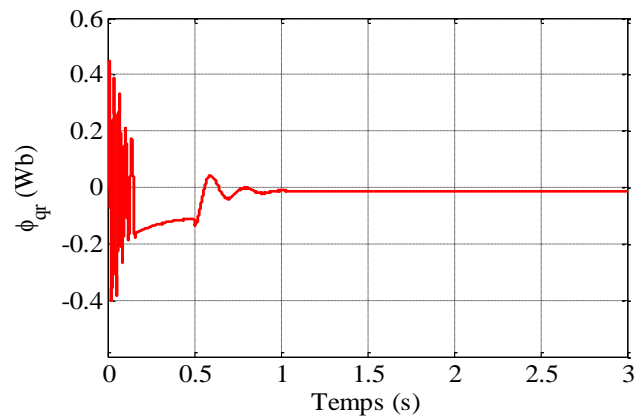
(c) Zoom de vitesse ω_r (rad/s)



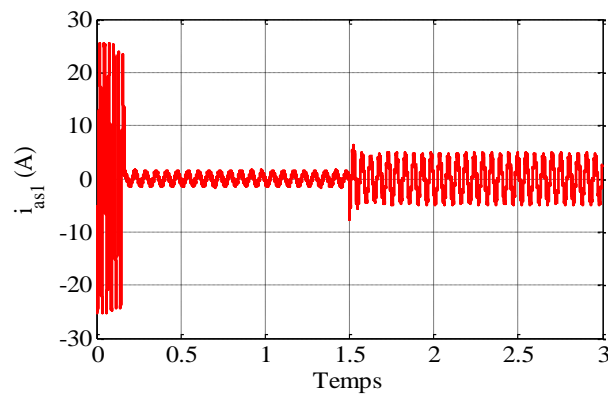
(d) Zoom de couple C_{em} (N.m)



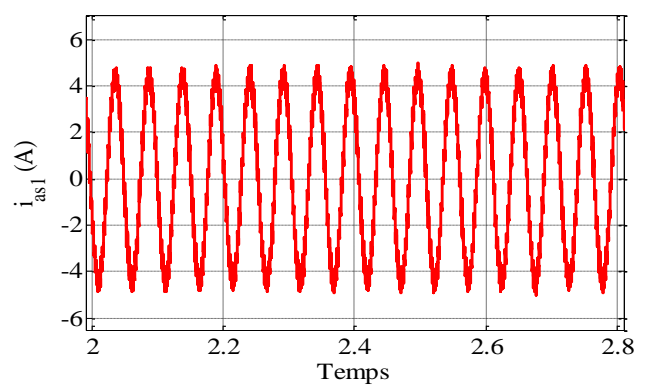
(e) Le flux ϕ_{dr} (Wb)



(f) Le flux ϕ_{qr} (Wb)

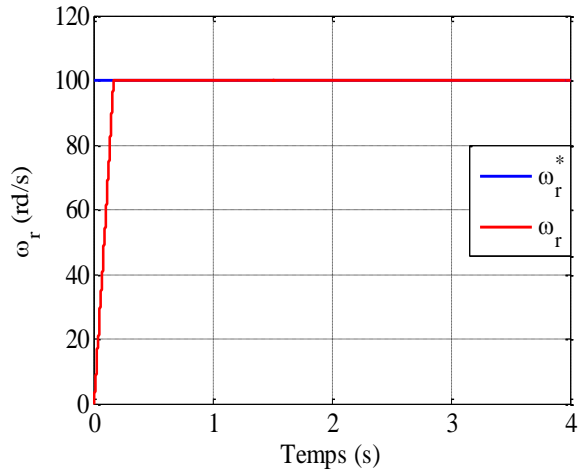


(g) Le courant statorique i_{as1} (A)

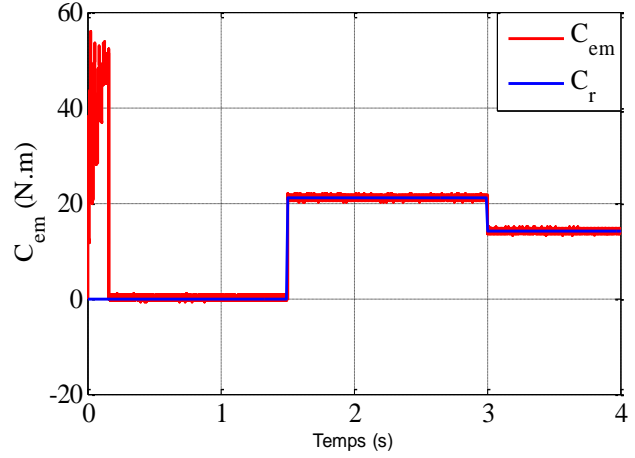


(h) Zoom de i_{as1} (A)

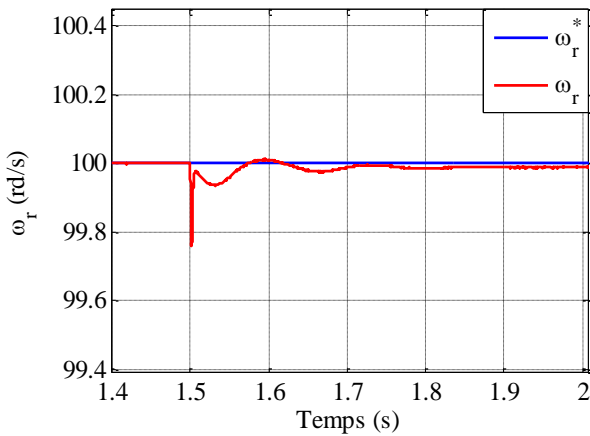
Figure 3.8 L'effet de la variation de résistance rotorique ($R_r = 1.5R_r^n$ à partir de $t=1s$) pour un démarrage à vide suivi de l'application d'un couple résistant ($C_r = 14N.m$) à $t=1.5s$.



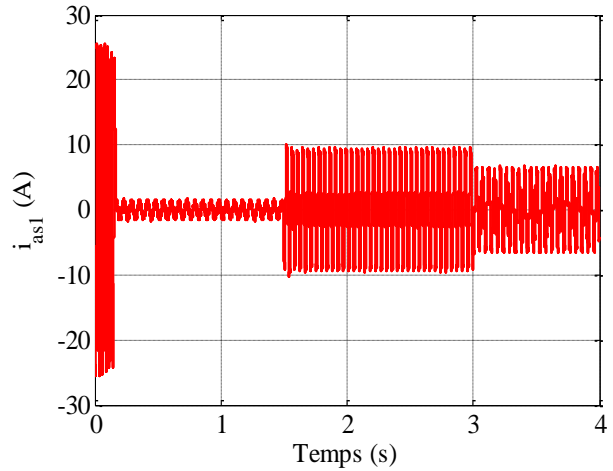
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



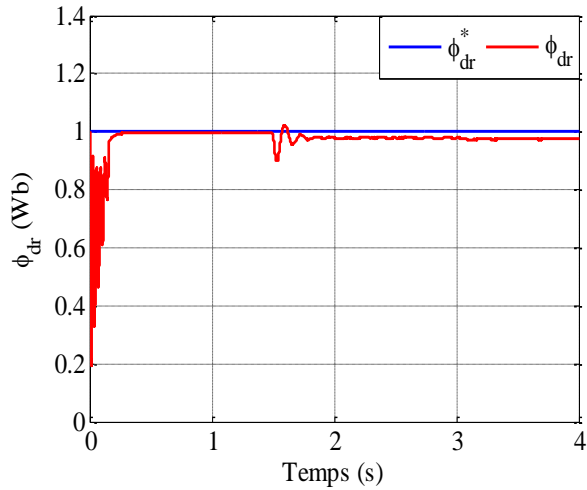
(b) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



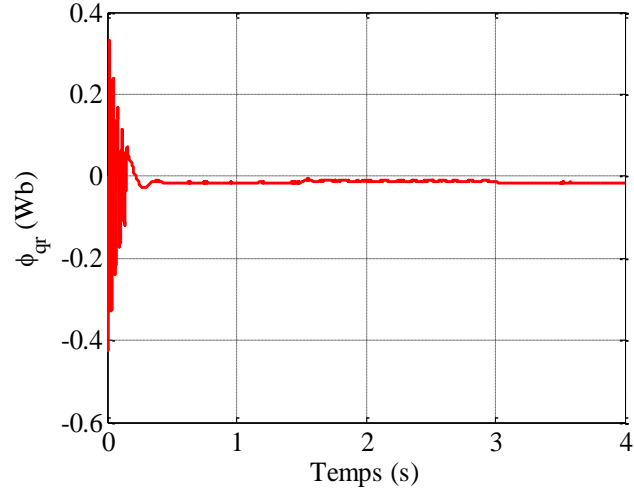
(c) Zoom de la vitesse ω_r (rad/s)



(d) Le courant statorique i_{as1} (A)

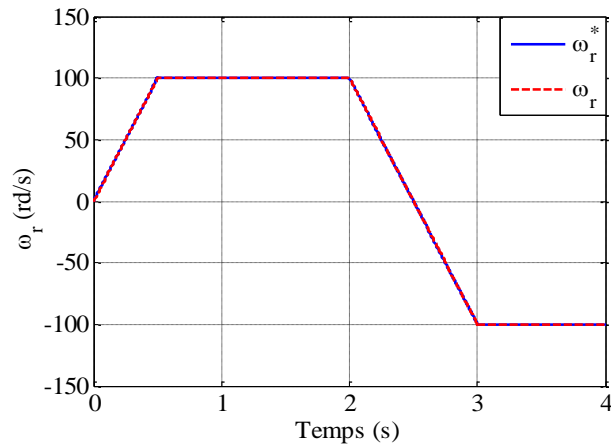


(e) Le flux ϕ_{dr} (Wb)

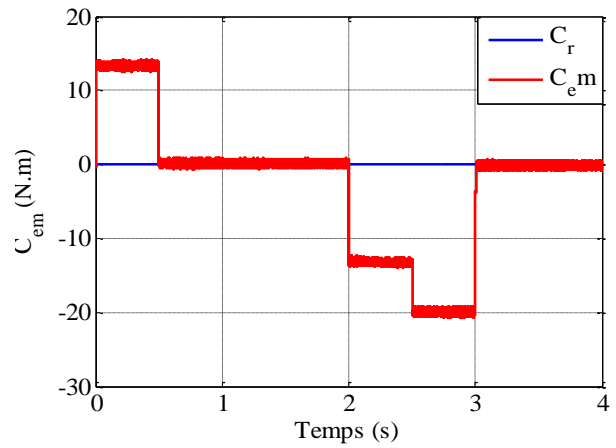


(f) Le flux ϕ_{qr} (Wb)

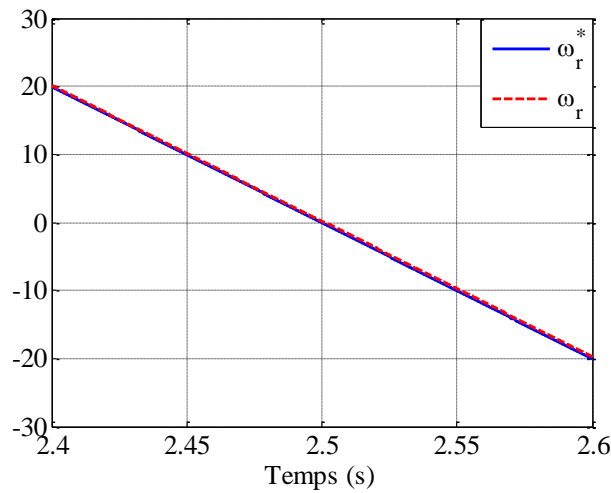
Figure 3.9 L'effet de l'application d'un couple résistant variable.



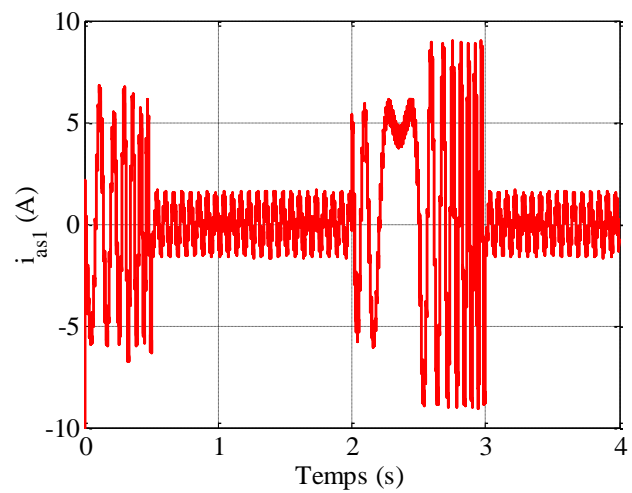
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



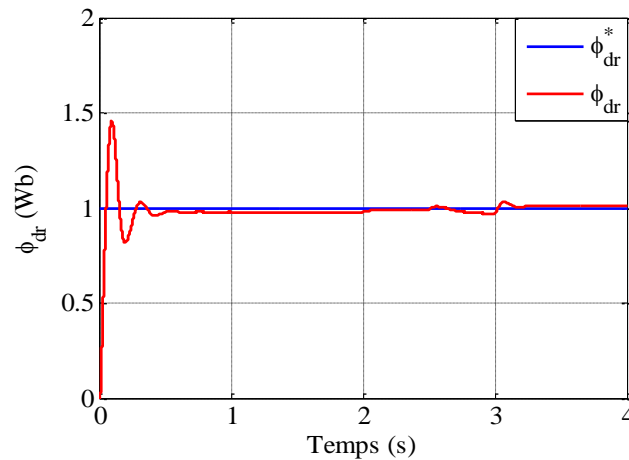
(b) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



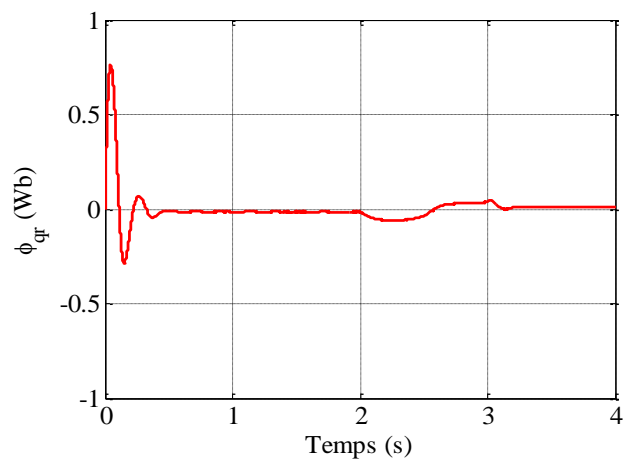
(c) Zoom de la vitesse ω_r (rad/s)



(d) Le courant statorique i_{as1} (A)



(e) Le flux ϕ_{dr} (Wb)



(f) Le flux ϕ_{qr} (Wb)

Figure 3.10 L'effet de la variation du moment d'inertie ($J = 1.5J^n$ à partir de $t=2.5s$) lors d'une inversion de sens de rotation à $t=2s$ en fonctionnement à vide.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, la commande par mode glissant a été appliquée sur la MASDE. D'après les résultats de simulation, nous avons montrés la richesse et la simplicité de la commande par mode glissant avec la surface de commutation non linéaire. L'application de ce type de commande sur la MASDE se faite en utilisant le modèle simplifié non linéaire obtenu par orientation de flux rotorique.

La commande par mode glissant a donnée des bonnes performances dynamiques et une grande capacité de poursuite des consignes de vitesse et de flux, rejet de la perturbation vis-à-vis des variations des paramètres électriques et mécaniques.

Pour confirmer l'efficacité de cette technique de commande, une autre technique (backstepping) qui est basée sur le même principe de la SMC sera appliquée dans le chapitre suivant.

Chapitre 4 : Commande Backstepping de la MASDE

4.1 Introduction

La théorie de la commande non linéaire a été le sujet de développements intenses pendant les deux dernières décennies. Les techniques développées dans ce secteur sont appliquées à l'étape de la conception et à l'exécution des modèles de commande dans les systèmes non linéaires. Actuellement ces derniers sont devenus plus structurés et mieux développés.

Parmi des techniques les plus connues est la théorie de backstepping. Cette technique est fondée sur la conception récursive de la loi de commande basée sur la théorie de Lyapunov. L'avantage principal de cette technique est de garantir la stabilité de l'ensemble contrôleur-procédé [68]. Le principe de cette technique est d'établir une manière constructive la loi de commande du système non linéaire en considérant quelques variables d'état comme étant des commandes virtuelles et leurs concevoir des lois de commande intermédiaire [69].

Dans ce chapitre, on présentera un aperçu théorique de la commande backstepping, ensuite l'application de cette technique sur le moteur asynchrone double étoile. La synthèse des lois de commande est basée sur le modèle de la MASDE obtenu après le découplage par la méthode de la commande vectorielle indirecte.

4.2 Méthode de Lyapunov

La commande des systèmes non linéaire s'appuie sur deux approches possibles. La première vise à la linéarisation le système à commander, afin de profiter des techniques consacrées aux systèmes linéaires. La deuxième approche consiste à trouver une fonction de commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. Des telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé.

Pour réduire cette complexité, l'application de la commande backstepping est indispensable. L'utilisation de ce type de commande nous a conduits à une analyse de stabilité basée sur les méthodes de Lyapunov, qui constituent un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant.

Le principe du théorème de Lyapunov est (un système stable, si son énergie totale, diminue avec le temps), cette méthode permet de décrire une fonction similaire ayant les propriétés de l'énergie et pour laquelle l'analyse de stabilité devient plus commode.

4.2.1 Première Méthode de Lyapunov

Cette méthode permet d'analyser la stabilité du système en étudiant la stabilité locale de la linéarisation dynamique près du point d'équilibre. L'importance de cette méthode est limitée car elle ne permet que l'étude de la stabilité locale et ne fournit pas d'informations sur le domaine de stabilité globale. De plus, en raison de l'approximation du premier ordre (linéarisation), il est impossible de considérer tous les types de phénomènes non linéaires. Si le système est linéaire s'avère instable, alors le système non linéaire sera également instable [70].

4.2.2 Deuxième Méthode de Lyapunov

La méthode est basée sur le concept d'énergie dans le système. Le principe de cette méthode est d'analyser la stabilité du système sans même résoudre les équations différentielles non linéaires qui le contrôlent. La stabilité ne dépend que de l'évolution (signe de la dérivée) ou fonction équivalente de l'énergie étudiée le long du trajet du système. L'étude de la stabilité du système caractérisé par le vecteur d'état X , puis inclure la recherche du signe d'une fonction $V(x)$ (représentant l'énergie), dont la dérivée dV/dt est semi-définie et a des signes opposés dans le même domaine.

4.3 Commande Backstepping

4.3.1 Principe

Afin d'ordonner un système, nous nous appuyons généralement sur des modèles obtenus à partir d'une reconnaissance préalable (comme des lois physiques) ou d'observations expérimentales. Dans notre exemple, la commande backstepping est une technique qui prend en charge les caractéristiques non linéaires du système. Il est noté que la stabilité de cette technique repose sur l'utilisation de fonctions de Lyapunov [71].

Le but du backstepping est d'utiliser l'état comme une commande virtuelle. Cependant, le système est ensuite divisé en sous-systèmes communs par ordre décroissant. La loi de commande apparaît dans la dernière étape de l'algorithme de backstepping. Dans l'étape intermédiaire, l'instabilité du système non linéaire est traitée et l'ordre du système est progressivement augmenté. Assurer la stabilité globale ainsi que la continuité et la régularité du système non linéaire.

Comme la majorité des méthodes de commande étudiées, l'application de la technique du backstepping est limitée à certaines classes de systèmes. Les systèmes dans ce cas doivent être sous forme triangulaire.

La forme générale du système à analyser est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + \varphi_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + \varphi_2(x_1, x_2)x_3 \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ \dot{x}_{n-1} &= f_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1}) + \varphi_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})x_n \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_{n-1}, x_n) + \varphi_n(x_1, \dots, x_n)u \end{aligned} \quad (4.1)$$

4.3.2 Algorithme de Base

Afin d'illustrer le principe de la méthode backstepping, on considère le cas des systèmes non linéaires de la forme [72] :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + \varphi_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + \varphi_2(x_1, x_2)x_3 \\ \dot{x}_3 &= f_n(x_1, x_2, x_3) + \varphi_3(x_1, x_2, x_3)u \end{aligned} \quad (4.2)$$

Où, f_i et φ_i ($i=1,2,3$) sont des fonctions non linéaires connues, tel que $f_i(0)=0$ et $\varphi_i(x) \neq 0$, $\forall (x_1, x_2, x_3) \in \mathfrak{R}^3$. On désire faire suivre à la sortie $y = x_1$, les signaux de référence $y_r, \dot{y}_r, \ddot{y}_r$ et $y_r^{(3)}$ sont supposées connues et uniformément bornées. Le système étant du troisième ordre, le design s'effectue en trois étapes.

Étape1 :

On considère d'abord le premier sous-système :

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1) + \varphi_1(x_1)x_2 \quad (4.3)$$

On commence par la première équation du système (4.2), où x_2 sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire. La première référence désirée est notée :

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y_r \quad (4.4)$$

Ce qui conduit à l'erreur de régulation suivante :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (4.5)$$

Sa dérivée est donnée comme suit :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 = f_1 + \varphi_1 x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (4.6)$$

Chapitre 4 : Commande Backstepping de la MASDE

Pour un tel système, la fonction quadratique est comme suit:

$$V_1(e_1) = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (4.7)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$V_1^\bullet = e_1 e_1^\bullet = e_1 [f_1 + \varphi_1 x_2 - \alpha_0^\bullet] \quad (4.8)$$

Un choix judicieux de x_2 rendre V_1^\bullet négative et assure la stabilité de l'origine du sous système décrit par (4.3), ce choix se donne comme suit :

$$(x_2)_d = \alpha_1 = \frac{1}{\varphi_1} [\alpha_0^\bullet - f_1 - k_1 e_1] \quad (4.9)$$

Où : $k_1 > 0$ parametre de design.

Par conséquence, l'équation (4.8) devienne :

$$V_1^\bullet = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (4.10)$$

Etape2:

On considère les deux premiers sous systèmes:

$$\begin{aligned} x_1^\bullet &= f_1(x_1) + \varphi_1(x_1)x_2 \\ x_2^\bullet &= f_2(x_1, x_2) + \varphi_2(x_1, x_2)x_3 \end{aligned} \quad (4.11)$$

Et on définit la nouvelle variable d'erreur :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (4.12)$$

La dynamique des erreurs (e_1, e_2) s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} e_1^\bullet = f_1 + \varphi_1(e_2 + \alpha_1) - \alpha_0^\bullet \\ e_2^\bullet = f_2 + \varphi_2 x_3 - \alpha_1^\bullet \end{cases} \quad (4.13)$$

Pour lequel, on choisit la fonction de Lyapunov :

$$V_2(e_1, e_2) = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (4.14)$$

Cette fonction de Lyapunov a pour dérivée :

$$\begin{aligned} V_2^\bullet(e_1, e_2) &= V_1^\bullet + e_2 e_2^\bullet \\ &= e_1 \left[f_1 + \varphi_1(\alpha_1 + e_2) - \alpha_0^\bullet \right] + e_2 \left[f_2 + \varphi_2 x_3 - \alpha_1^\bullet \right] \\ &= -k e_1^2 + e_2 \left[f_2 + \varphi_1 e_1 + \varphi_2 x_3 - \alpha_1^\bullet \right] \end{aligned} \quad (4.15)$$

On prend x_3 comme une deuxième commande virtuelle, sa valeur est donné par :

$$(x_3)_d = \alpha_2 = \frac{1}{\varphi_2} \left[\alpha_1^\bullet - \varphi_1 e_1 - f_2 - k_2 e_2 \right] \quad (4.16)$$

Où $k_2 > 0$, α_1^\bullet calculée analytiquement

$$\alpha_1^\bullet = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_1^\bullet + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} y_r^\bullet + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r^\bullet} y_r^{\bullet\bullet} \quad (4.17)$$

Un tel choix permet de réduire la dérivée à :

$$V_2^\bullet \leq -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (4.18)$$

Etape 3:

Le système (4.2) est maintenant considéré dans sa globalité. La nouvelle variable d'erreur est :

$$e_3 = x_3 - \alpha_2 \quad (4.19)$$

Ce qui permet d'écrire la dynamique des erreurs (e_1, e_2, e_3) :

$$\begin{cases} e_1^\bullet = f_1 + \varphi_1(e_2 + \alpha_1) - \alpha_0^\bullet \\ e_2^\bullet = f_2 + \varphi_2(e_3 + \alpha_2) - \alpha_1^\bullet \\ e_3^\bullet = f_3 + \varphi_3 u - \alpha_2^\bullet \end{cases} \quad (4.20)$$

On prend comme fonction de Lyapunov :

$$V_3(e_1, e_2, e_3) = V_2 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (4.21)$$

Sa dérivée s'écrit sous la forme :

$$\begin{aligned} V_3^\bullet(e_1, e_2, e_3) &= V_2^\bullet + e_3 e_3^\bullet \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 \left[\varphi_3 u + \varphi_2 e_2 + f_3 - \alpha_2^\bullet \right] \end{aligned} \quad (4.22)$$

Le choix approprié de la vraie commande u se donne par :

$$u = \frac{1}{\varphi_3} \left[\alpha_2^\bullet - \varphi_2 e_2 - f_3 - k_3 e_3 \right] \quad (4.23)$$

Où $k_3 > 0$, α_2^\bullet est également calculée analytiquement

$$\alpha_2^\bullet = \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_r^\bullet} \ddot{y}_r + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_r^{\bullet\bullet}} y_r^{\bullet\bullet\bullet} \quad (4.24)$$

Avec ce choix, on trouve :

$$V_3^\bullet(e_1, e_2, e_3) \leq -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 \leq 0 \quad (4.25)$$

D'où la stabilité en boucle fermée du système original (4.2), et la régulation à zéro de l'erreur de poursuite $(y - y_r)$. Les deux principaux objectifs du design (la stabilité et la poursuite) sont alors atteints.

4.3.3 Cas des Systèmes D'ordre n

L'extension de la procédure récursive de conception de la commande par backstepping à un système d'ordre n du type système (4.1) donne:

$$\left\{ \begin{array}{l} (x_1)_d = \alpha_0 = y_r \\ (x_{i+1})_d = \alpha_i = \frac{1}{\varphi_i} [g_i - \varphi_{i-1} e_{i-1} - \omega_i - k_i e_i] \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u = \frac{1}{\varphi_n} [g_{n-1} - \varphi_{n-1} e_{n-1} - k_n e_n - \omega_n] \end{array} \right. \quad (4.26)$$

Où

$$\begin{cases} e_i = x_i - \alpha_{i-1} \\ g_i = \sum_{k=1}^i \left(\frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} \varphi_k x_{k+1} + \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y_r^{(k)}} \right) - \omega_i, & i = 1, \dots, n \\ \omega_i = f_i - \sum_{k=1}^i \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} f_k \end{cases} \quad (4.27)$$

Les différentes fonctions de Lyapunov sont données par :

$$V_i = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i [x_j - \alpha_{j-1}]^2 \quad (4.28)$$

4.4 Application du Backstepping sur la MASDE

Le modèle de la MASDE est présenté dans le chapitre 2 dont les grandeurs électriques sont exprimées dans le repère (d, q), on considère les systèmes d'équations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{ds1} = \frac{1}{L_s1} \left[v_{ds1} - R_s1 i_{ds1} + \omega_s (L_s1 i_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}) \right] \\ \frac{d}{dt} i_{qs1} = \frac{1}{L_s1} \left[v_{qs1} - R_s1 i_{qs1} - \omega_s (L_s1 i_{ds1} + \phi_r^*) \right] \\ \frac{d}{dt} i_{ds2} = \frac{1}{L_s2} \left[v_{ds2} - R_s2 i_{ds2} + \omega_s (L_s2 i_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}) \right] \\ \frac{d}{dt} i_{qs2} = \frac{1}{L_s2} \left[v_{qs2} - R_s2 i_{qs2} - \omega_s (L_s2 i_{ds2} + \phi_r^*) \right] \end{cases} \quad (4.29)$$

$$\begin{cases} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left[p^2 \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi^* (i_{qs1} + i_{qs2}) - p C_r - K_f \omega_r \right] \\ \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r + \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \end{cases} \quad (4.30)$$

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

Étape 1 :

L'objectif de cette étape est d'orienter le vecteur $[\omega_r \ \phi_r]^T$ vers sa référence souhaitée $[\omega_r^* \ \phi_r^*]^T$. Les erreurs de suivi de vitesse et de flux sont données par :

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r^* - \omega_r \\ \phi_r^* - \phi_r \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

La dérivée de l'erreur est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r^{**} - \omega_r^* \\ \phi_r^{**} - \phi_r^* \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

En substituant le système d'équations (4.28) dans (4.30), on obtient :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r^{**} - \frac{1}{J} \left[p^2 \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_r^{**} (i_{qs1} + i_{qs2}) - pC_r - K_f \omega_r^* \right] \\ \phi_r^{**} - \left[-\frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r^* + \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \right] \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

La première fonction de Lyapunov est donnée comme suit :

$$V = \frac{(e_1^2 + e_2^2)}{2} \quad (4.34)$$

Dont la dérivée est :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (4.35)$$

En remplaçant le système d'équations (4.31) dans (4.33), on obtient :

$$\dot{V}_1 = e_1 \left[\omega_r^{**} - \frac{1}{J} \left[p^2 \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_r^{**} (i_{qs1} + i_{qs2}) - pC_r - K_f \omega_r^* \right] \right] + e_2 \left[\phi_r^{**} - \left[-\frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r^* + \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \right] \right] \quad (4.36)$$

Pour que $\dot{V}_1 < 0$, on pose :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -G_1 e_1 \\ \dot{e}_2 = -G_2 e_2 \end{cases} \quad (4.37)$$

Où G_1 et G_2 sont des gains positifs

En remplaçant l'équation (4.37) dans (4.35), on obtient

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 < 0 \quad (4.38)$$

La stabilité est vérifiée par l'inégalité (4.38).

De l'équation (4.33) et (4.38), on peut tirer la relation suivante :

$$\begin{cases} \omega_r^{**} - \frac{1}{J} \left[p^2 \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi^* (i_{qs1} + i_{qs2}) - pC_r - K_f \omega_r \right] = -G_1 e_1 \\ \phi_r^{**} - \left[-\frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r + \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \right] = -G_2 e_2 \end{cases} \quad (4.39)$$

On pose :

$$\begin{cases} i_{sd1} + i_{sd2} = i_{sd}^* \\ i_{sq1} + i_{sq2} = i_{sq}^* \end{cases} \quad (4.40)$$

Et :

$$\begin{cases} i_{sd1} = i_{sd2} \\ i_{sq1} = i_{sq2} \end{cases} \quad (4.41)$$

En remplaçant l'équation (4.40) dans (4.39), on obtient les courants de références :

$$\begin{cases} i_{sd}^* = \frac{L_m + L_r}{L_m R_r} \left[\phi_r^{**} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r + G_2 e_2 \right] \\ i_{sq}^* = \frac{J(L_m + L_r)}{p^2 L_m \phi_r} \left[\omega_r^{**} + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{p}{J} C_r + G_1 e_1 \right] \end{cases} \quad (4.42)$$

Etape 2 :

L'objectif de cette étape est le calcul des tensions de commande. On définit les autres erreurs concernant les composantes du courant statorique et leurs références comme suit :

$$\begin{cases} e_3 = i_{sd1}^* - i_{sd1} \\ e_4 = i_{sq1}^* - i_{sq1} \\ e_5 = i_{sd2}^* - i_{sd2} \\ e_6 = i_{sq2}^* - i_{sq2} \end{cases} \quad (4.43)$$

Les dynamiques des erreurs sont comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = \frac{d}{dt} i_{sd1}^* - \frac{d}{dt} i_{sd1} \\ \dot{e}_4 = \frac{d}{dt} i_{sq1}^* - \frac{d}{dt} i_{sq1} \\ \dot{e}_5 = \frac{d}{dt} i_{sd2}^* - \frac{d}{dt} i_{sd2} \\ \dot{e}_6 = \frac{d}{dt} i_{sq2}^* - \frac{d}{dt} i_{sq2} \end{cases} \quad (4.44)$$

En substituant le système d'équations (4.29) dans (4.44), on trouve :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_3 \\ e_4 \\ e_5 \\ e_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd1}^* - \frac{1}{L_{s1}} \left[v_{sd1} - R_{s1} i_{sd1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{sq1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \right] \\ i_{sq1}^* - \frac{1}{L_{s1}} \left[v_{sq1} - R_{s1} i_{sq1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{sd1} + \phi_r^*) \right] \\ i_{sd2}^* - \frac{1}{L_{s2}} \left[v_{sd2} - R_{s2} i_{sd2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{sq2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \right] \\ i_{sq2}^* - \frac{1}{L_{s2}} \left[v_{sq2} - R_{s2} i_{sq2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{sd2} + \phi_r^*) \right] \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

La fonction globale de Lyapunov est donnée comme suit :

$$V_2 = \frac{(e_1^2 + e_2^2)}{2} + \frac{(e_3^2 + e_4^2 + e_5^2 + e_6^2)}{2} \quad (4.46)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}_2 = -G_1 e_1^2 - G_2 e_2^2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 + e_5 \dot{e}_5 + e_6 \dot{e}_6 \quad (4.47)$$

La stabilité de système globale est vérifiée si \dot{V}_2 est négative, pour ce la, les erreurs sont choisis comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -G_3 e_3 \\ \dot{e}_4 = -G_4 e_4 \\ \dot{e}_5 = -G_5 e_5 \\ \dot{e}_6 = -G_6 e_6 \end{cases} \quad (4.48)$$

Où G_3, G_4, G_5 et G_6 sont des constants positifs.

En remplaçant le système d'équation (4.48) dans (4.47), on obtient :

$$\dot{V}_2 = -G_1 e_1^2 - G_2 e_2^2 - G_3 e_3^2 - G_4 e_4^2 - G_5 e_5^2 - G_6 e_6^2 \quad (4.49)$$

En utilisant les systèmes d'équations (4.45) et (4.48), on obtient les lois de commandes suivantes :

$$\begin{cases} v_{sd1} = L_{s1} \frac{d}{dt} i_{sd1}^* + R_{s1} i_{sd1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{sq1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) + G_3 e_3 \\ v_{sq1} = L_{s1} \frac{d}{dt} i_{sq1}^* + R_{s1} i_{sq1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{sd1} + \phi_r^*) + G_4 e_4 \\ v_{sd2} = L_{s2} \frac{d}{dt} i_{sd2}^* + R_{s2} i_{sd2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{sq2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) + G_5 e_5 \\ v_{sq2} = L_{s2} \frac{d}{dt} i_{sq2}^* + R_{s2} i_{sq2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{sd2} + \phi_r^*) + G_6 e_6 \end{cases} \quad (4.50)$$

La FIG 4.1 illustre représentation schématique de la commande Backstepping sur la MASDE.

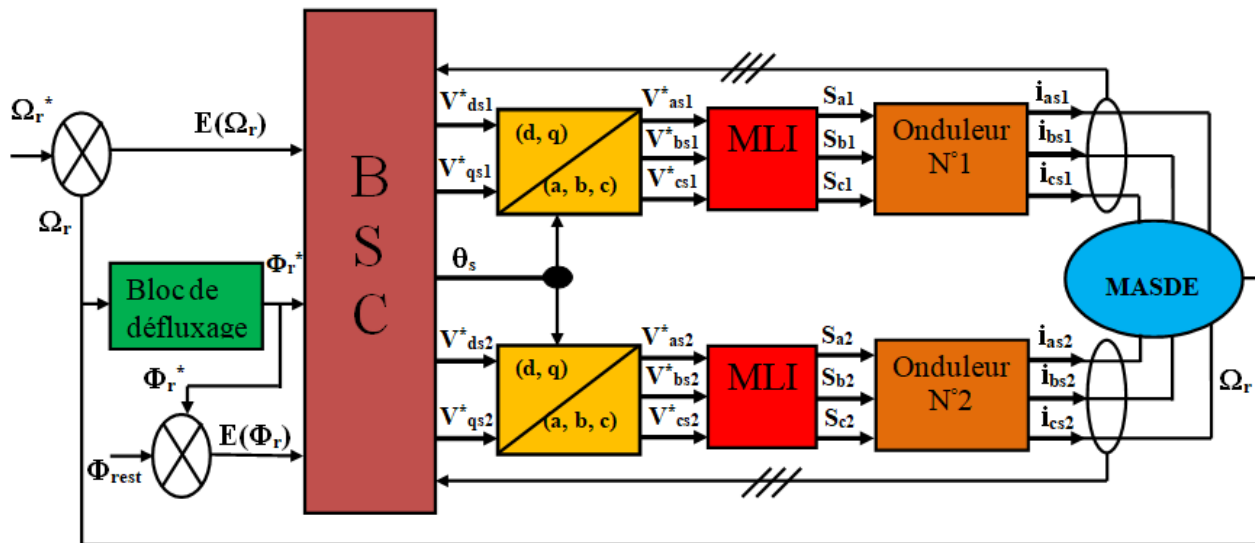


Figure 4.1 Représentation schématique de la commande backstepping BSC sur la MASDE.

4.5 Simulation et Interprétation des Résultats

Les performances de la MASDE commandée par backstepping, ont été visualisées pour les trois tests suivants :

- ✚ **Test 1 :** Démarrage à vide puis l'application d'une charge nominale ($C_r = 14 \text{ N.m}$) de $t=1.5\text{s}$ à $t=3\text{s}$ avec une vitesse de référence égale à 100rad/s .
- ✚ **Test 2 :** Démarrage en charge nominale $C_r = 14 \text{ N.m}$ avec une vitesse de référence égale à 100rad/s .
- ✚ **Test 3 :** Fonctionnement à vide avec une inversion de vitesse de référence de 100rad/s à -100rad/s .

La FIG 4.2 illustre les résultats de simulation obtenus pour les deux premiers tests, (test 1 en couleur rouge, test 2 en couleur verre).

Pour les deux premiers tests (fonctionnement à vide et en charge), on constate que :

La vitesse du rotor atteint la vitesse de référence au bout de $t=0.195\text{s}$ pour le fonctionnement à vide et suit parfaitement sa référence, ce résultat présente un dépassement de 0.002% , une rejection rapide de la perturbation de couple de charge par le régulateur de vitesse. En charge, le temps de repense est d'environ 0.26s avec un dépassement de 0.005% , FIG 4.2(a).

Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie dans le régime transitoire, avec une valeur de démarrage égale à 58N.m . En régime établi, le couple électromagnétique oscille autour de zéro. Après l'application de la charge, le couple électromagnétique compense le couple résistant et les frottements FIG 4.2(b).

Les deux courants statoriques i_{as1} et i_{as2} ont la même forme et les mêmes valeurs (les deux étoiles sont identiques), leur valeur crête au démarrage est 29A, en présence de la charge les courants atteignent une valeur crête de 6.5A. La valeur crête à vide est de 1.5A. L'allure des courants est sinusoïdale et présente des harmoniques dus aux deux onduleurs de tension, FIG 4.2(c) et FIG 4.2(d).

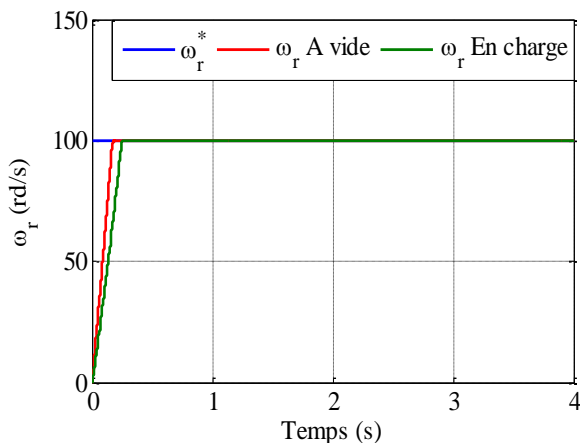
Les deux courants d'axe q i_{qs1} et i_{qs2} ont la même forme de l'allure du couple électromagnétique, les deux courants ont les mêmes valeurs sous différentes conditions (à vide et en charge), ils ont une valeur crête au démarrage de 36A. En régime transitoire, pour le premier test le courant oscille autour de 32A, pour le deuxième test, il oscille autour de 34A. En charge, ils oscillent autour de 7A et autour de zéro en cas d'absence de la charge, FIG 4.2(e) et FIG 4.2(f).

Les deux courants i_{ds1} et i_{ds2} ont la même forme. Ils oscillent autour de 1.5A, ils ont un pic au démarrage de 17A pour le premier test et 19A pour le deuxième test FIG 4.2(g) et FIG 4.2(h).

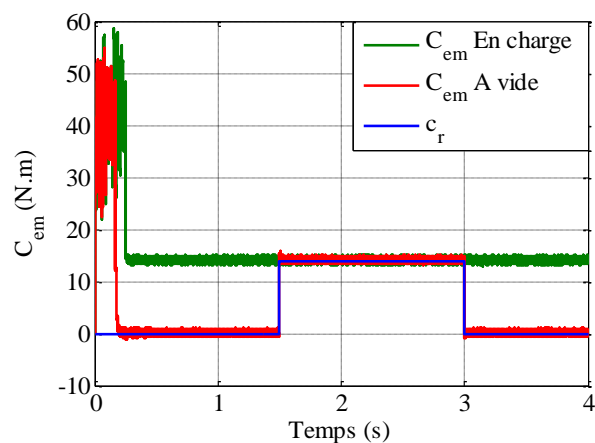
Les figures FIG 4.2(i) et FIG 4.2(j) montrent que les flux rotoriques suivent parfaitement leurs valeurs imposées après le régime transitoire. Aucune influence sur cette orientation lors de l'application d'une charge nominale, on dit que le découplage reste parfait.

La FIG 4.3 présente les résultats de simulation d'une poursuite lors de l'inversion du sens de rotation à $t=2s$ en fonctionnement à vide.

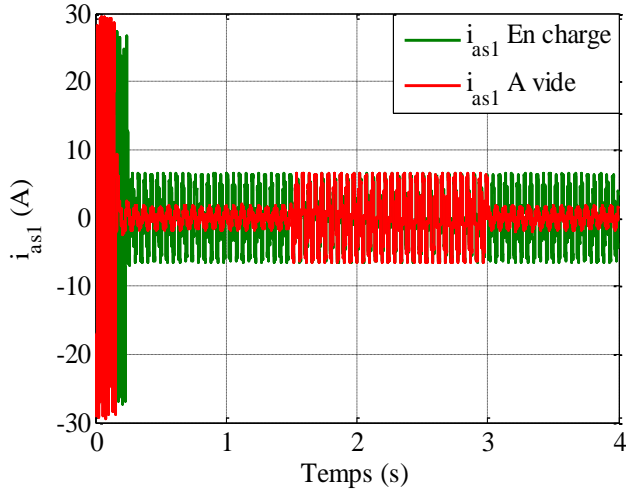
La vitesse suit parfaitement sa référence et s'inverse (atteint la valeur -100rad/s) au bout de 3s avec un dépassement négligeable, FIG 4.3(a). L'inversion du sens de rotation conduit à un couple négatif environ -13.2N.m, FIG 4.3(b). Le courant i_{qs1} a une même allure que celle du le couple électromagnétique, il a une valeur négative de -6.5A lors de changement du sens de rotation, FIG 4.3(e). Le courant i_{ds1} oscille autour de 0.3A, FIG 4.3(f). Les flux rotoriques suivent leurs valeur de référence en régime établi, ϕ_{dr} suit la valeur 1Wb, FIG 4.3(g), ϕ_{qr} suit la valeur 0Wb, FIG 4.3(h). Une faible atténuation de flux durant un court instant lors de la stabilisation de la vitesse à sa nouvelle référence -100rad/s.



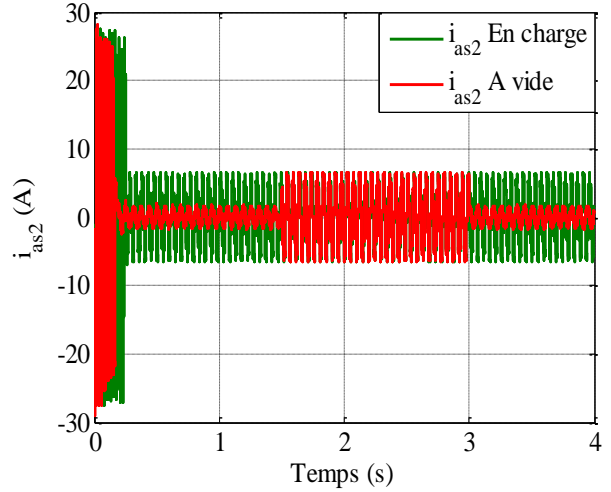
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



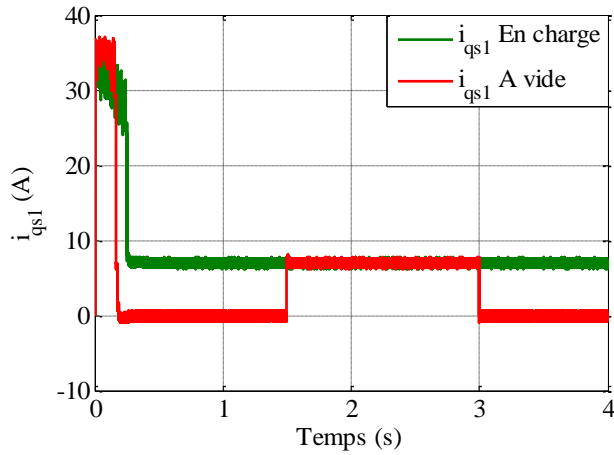
(b) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



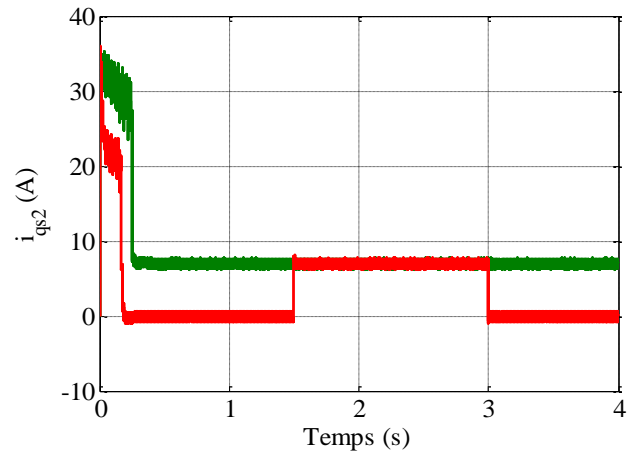
(c) Le courant statorique i_{as1} (A)



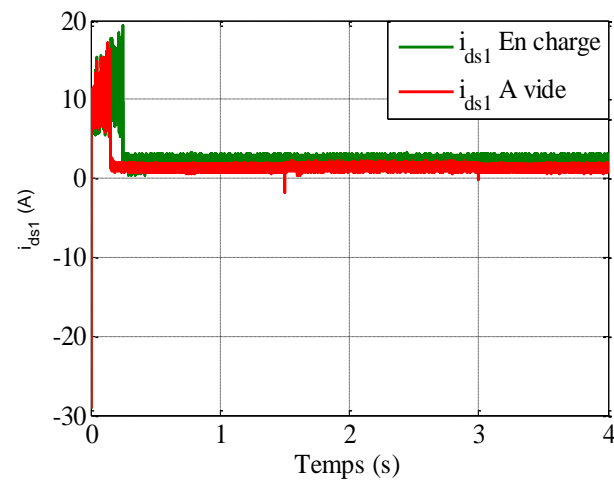
(d) Le courant statorique i_{as2} (A)



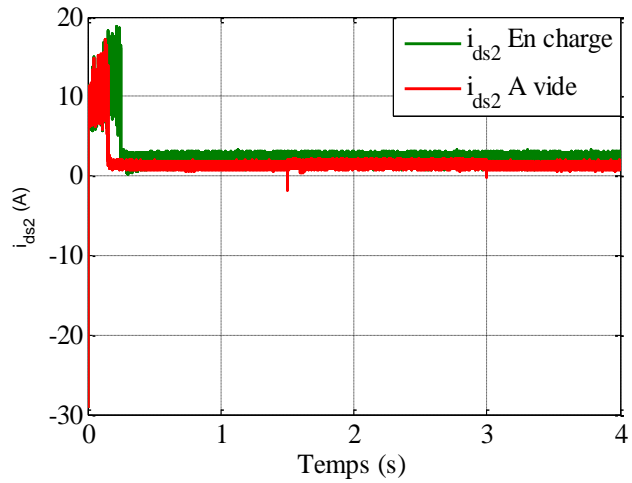
(e) Le courant i_{qs1} (A)



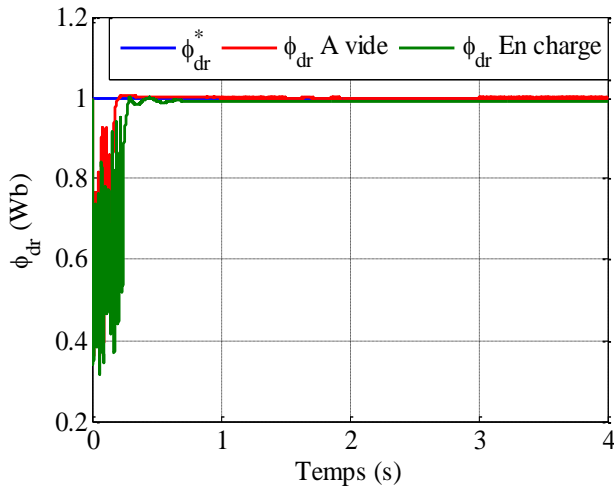
(f) Le courant i_{qs2} (A)



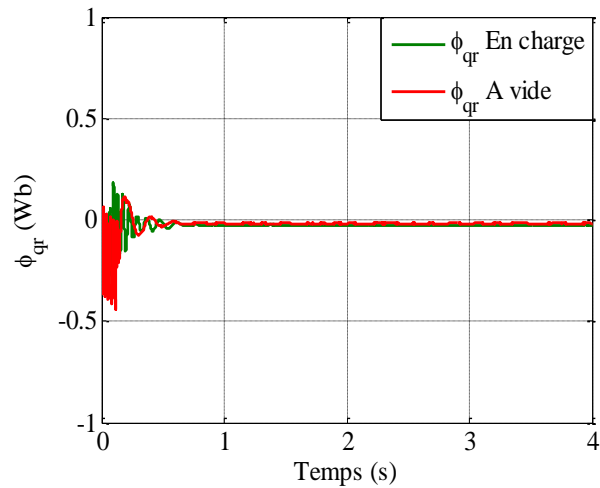
(g) Le courant i_{ds1} (A)



(h) Le courant i_{ds2} (A)

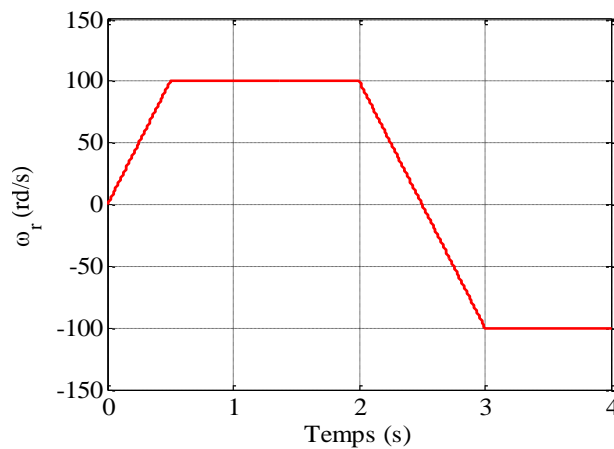


(i) Le flux ϕ_{dr} (Wb)

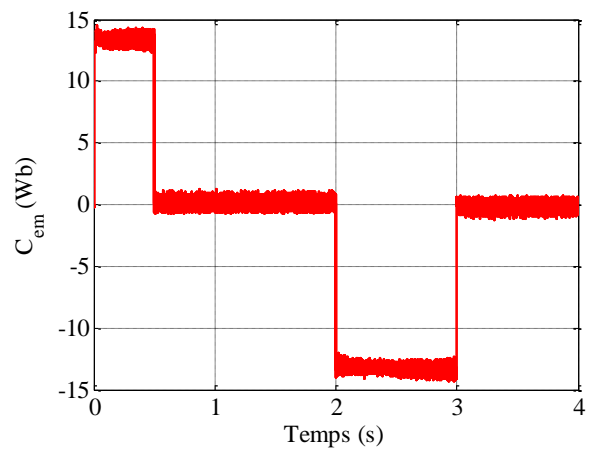


(j) Le flux ϕ_{qr} (Wb)

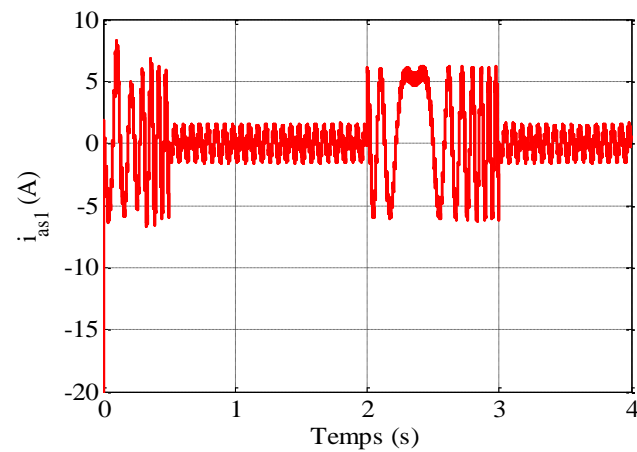
Figure 4.2 Performance de la MASDE commandée par backstepping, en fonctionnement à vide et en charge.



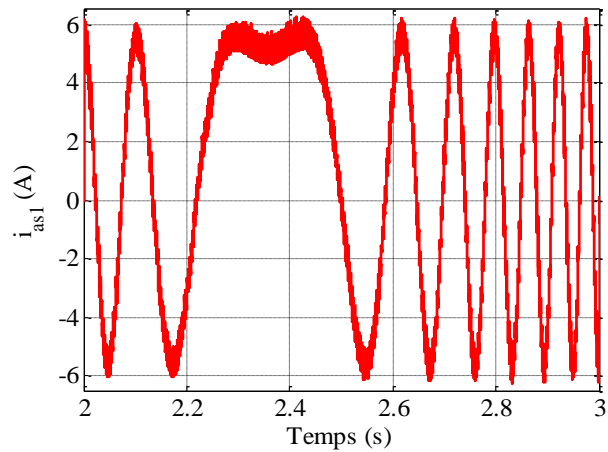
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



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



(c) Le courant statorique i_{as1} (A)



(d) Zoom de courant i_{as1} (A)

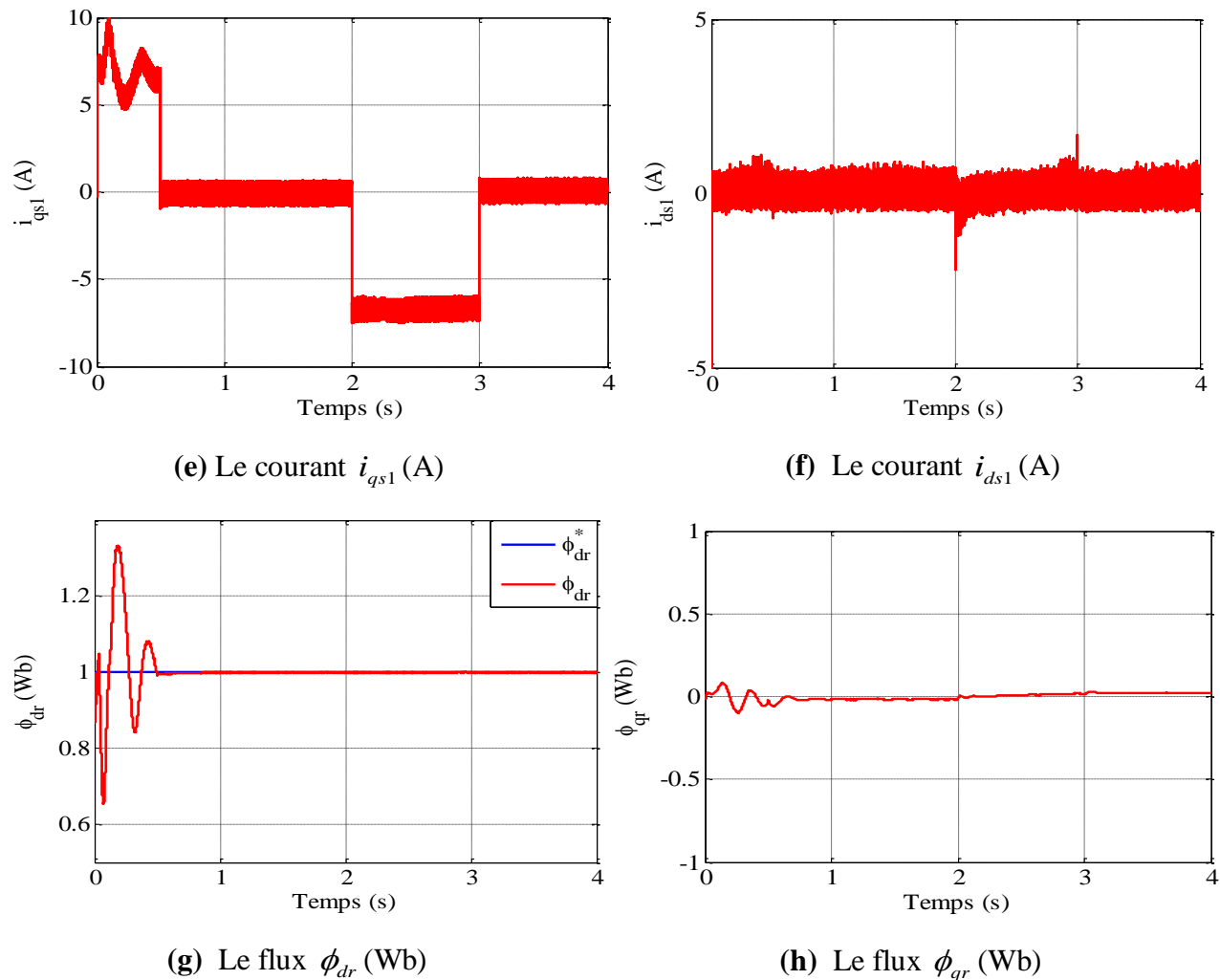


Figure 4.3 Performance de la MASDE commandée par backstepping, d'une poursuite d'inversion de vitesse en fonctionnement à vide.

4.6 Test de Robustesse

Performance vis-à-vis à la variation de la résistance rotorique

La FIG 4.4 représente la vitesse, le couple électromagnétique, les deux composantes de flux rotorique et le courant statorique obtenus sous la commande backstepping. D'après les résultats, on remarque que la variation de la résistance rotorique n'a aucune influence sur les caractéristiques de vitesse, FIG 4.4(a), FIG 4.4(c), du couple électromagnétique FIG 4.4(b), FIG 4.4(d) et du flux rotorique, FIG 4.4(e), FIG 4.4(f) et le courant statorique soit en fonctionnement à vide $[0, 1.5]$ s ou en fonctionnement en charge $t > 1.5$ s, ce qui confirme l'insensibilité de la commande backstepping à la variation de la résistance rotorique.

Performance vis-à-vis à la variation de la charge

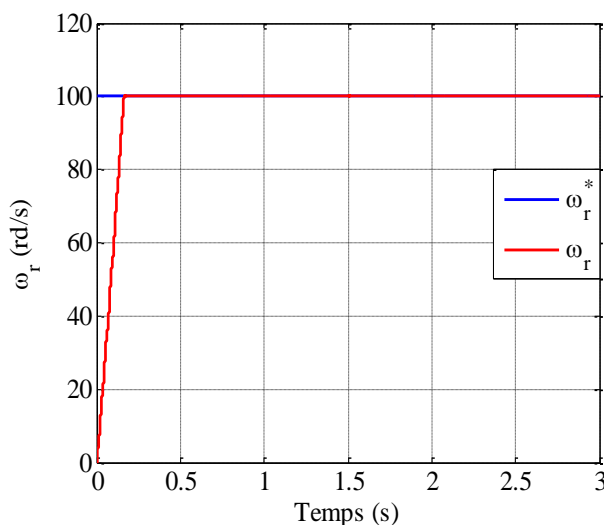
Pour voir l'effet de la charge, on fait varier la charge comme suit ($C_r^n = 0N.m$) durant l'intervalle [0 1.5]s, ($1.5 C_r^n = 21N.m$) pour l'intervalle [1.5 3]s et ($C_r^n = 14N.m$) durant [3 4]s.

La FIG 4.5 illustre les performances de la commande backstepping vis-à-vis l'application d'une charge variable. A partir des résultats de simulation, on observe que la vitesse du rotor poursuit la valeur de référence sans perturbation après l'application du couple résistant, FIG 4.5(a), FIG 4.5(c), Le couple électromagnétique compense la perturbation externe et suit parfaitement la forme de couple résistant appliqué, FIG 4.5(c), le courant i_{as1} suit parfaitement la variation de la charge à cause de la relation entre le couple et le courant, FIG 4.5(d), l'orientation du flux rotorique n'est pas perdue, les flux ϕ_{dr} et ϕ_{qr} suivent parfaitement leur valeurs imposées, 1Wb, 0Wb respectivement, FIG 4.5(e), FIG 4.5(f).

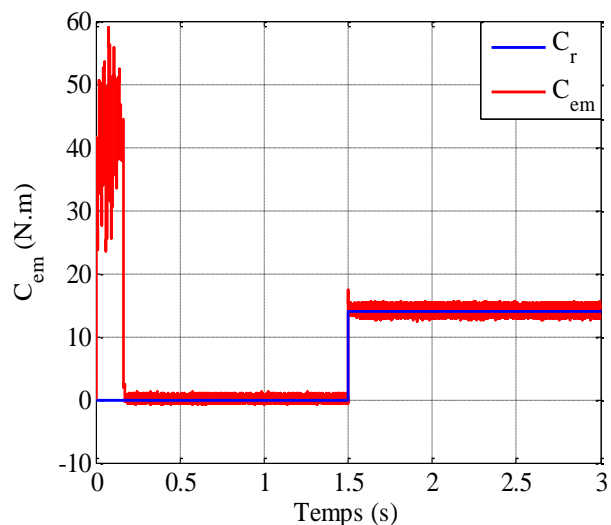
Performance vis-à-vis à la variation de moment d'inertie

FIG 4.6 présente les résultats de simulation lors de l'inversion de la vitesse avec variation de moment d'inertie de J vers 1.5J à partir t=2.5s.

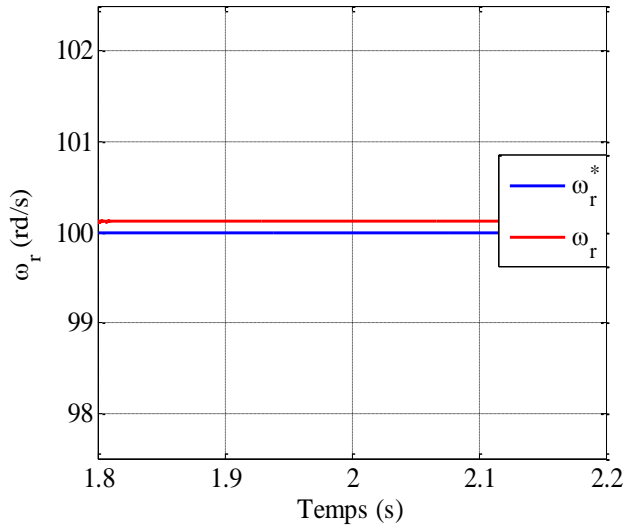
A partir des résultats de simulation, on observe que la variation de moment d'inertie n'influe pas sur la réponse de la vitesse, FIG 4.6(a), FIG 4.6(c), l'allure de couple et des courants statoriques un petit changement lors de variation de moment d'inertie, ce changement est du à la relation entre les trois paramètres, FIG 4.6(b), FIG 4.6(d). Les composantes de flux rotoriques suivent les valeurs imposées, FIG 4.6(e), FIG 4.6(f).



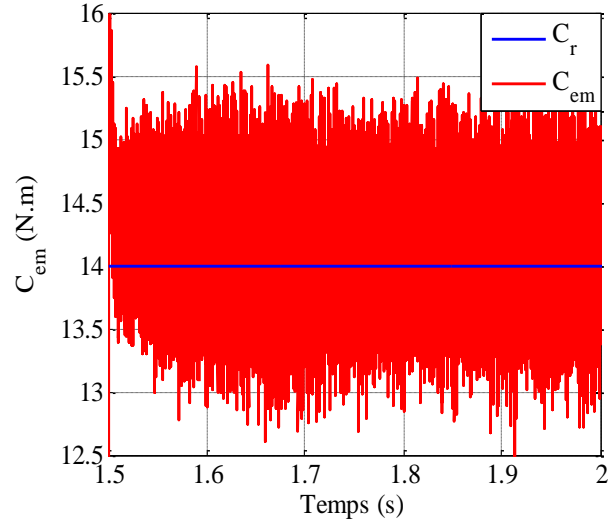
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



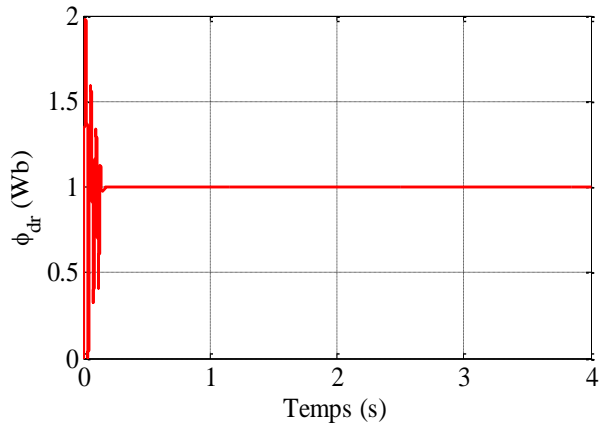
(b) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



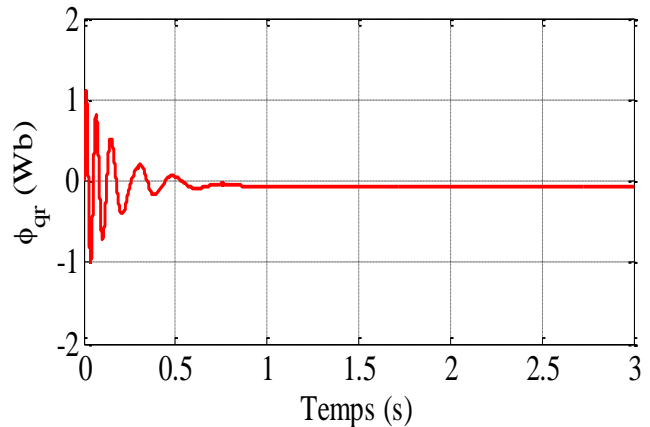
(c) Zoom de vitesse ω_r (rad/s)



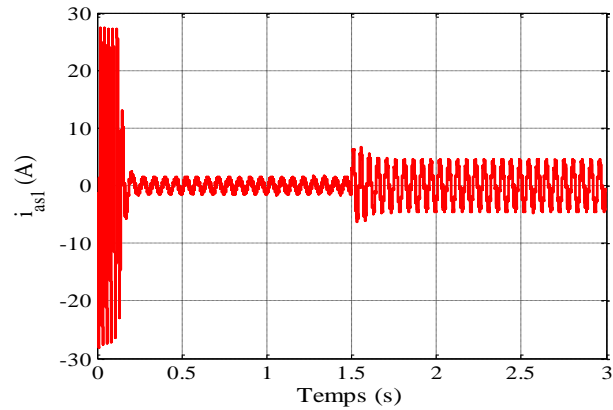
(d) Zoom de couple C_{em} (N.m)



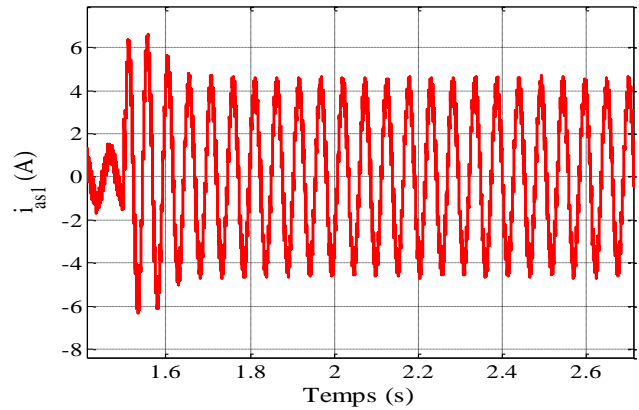
(e) Le flux ϕ_{dr} (Wb)



(f) Le flux ϕ_{qr} (Wb)



(g) Le courant statorique i_{as1} (A)



(h) Zoom de i_{as1} (A)

Figure 4.4 L'effet de la variation de résistance rotorique ($R_r = 1.5R_r^n$ à partir de $t=1s$) pour démarrage à vide suivi de l'application d'un couple résistant ($C_r = 14N.m$) à $t=1.5s$.

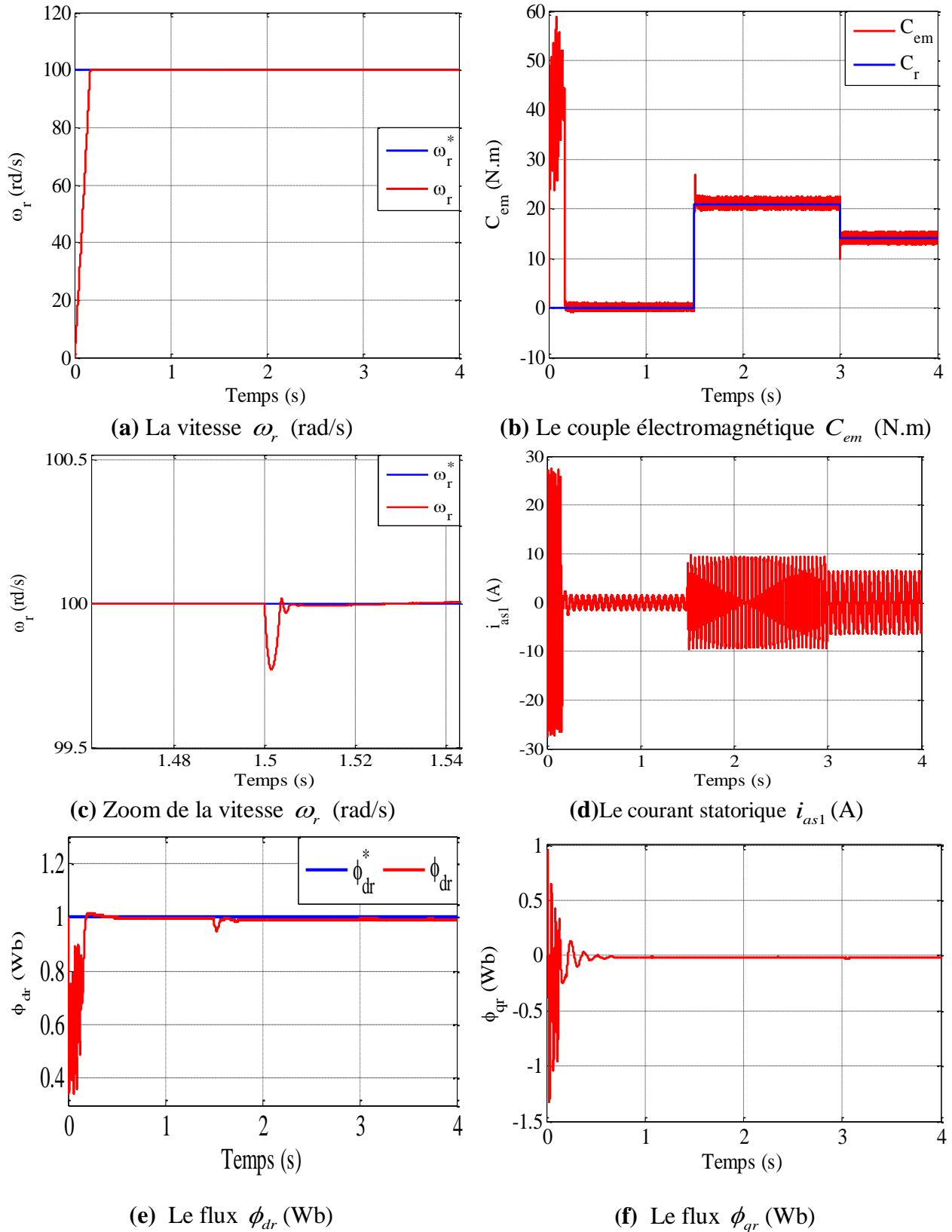
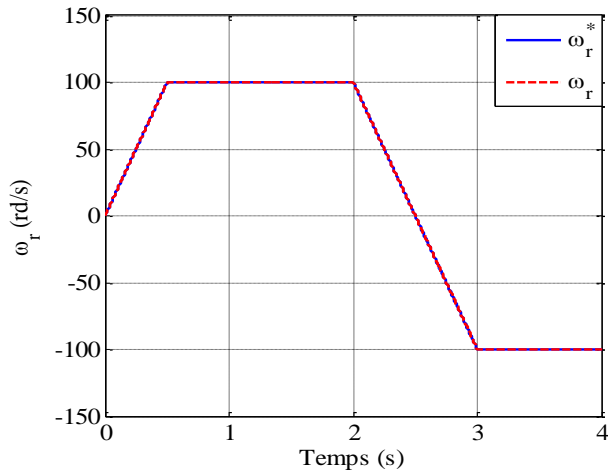
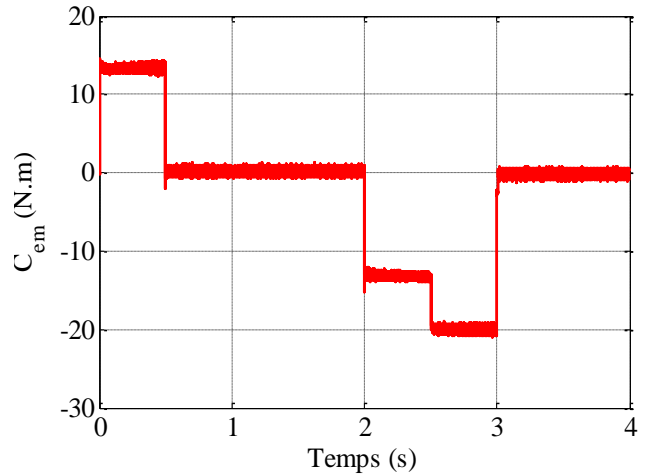


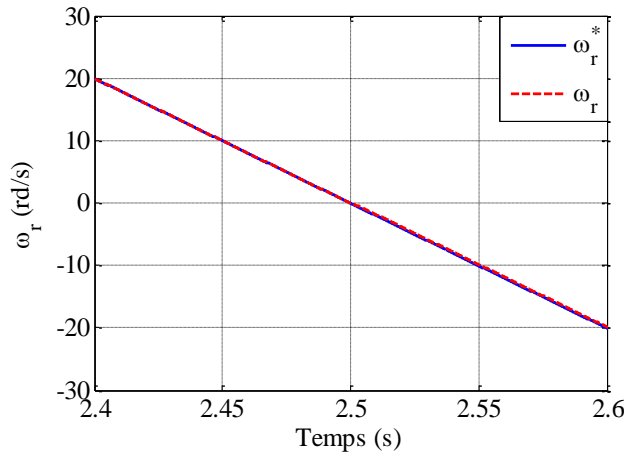
Figure 4.5 L'effet de l'application d'un couple résistant variable.



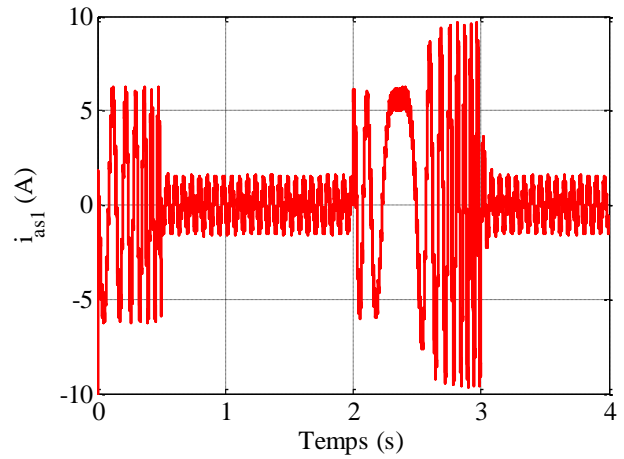
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



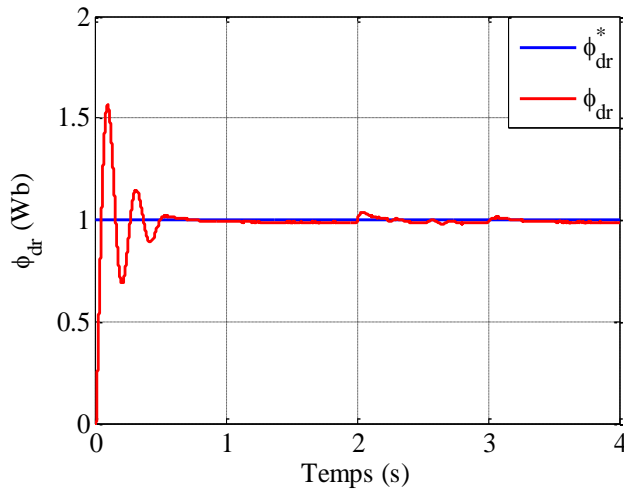
(b) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



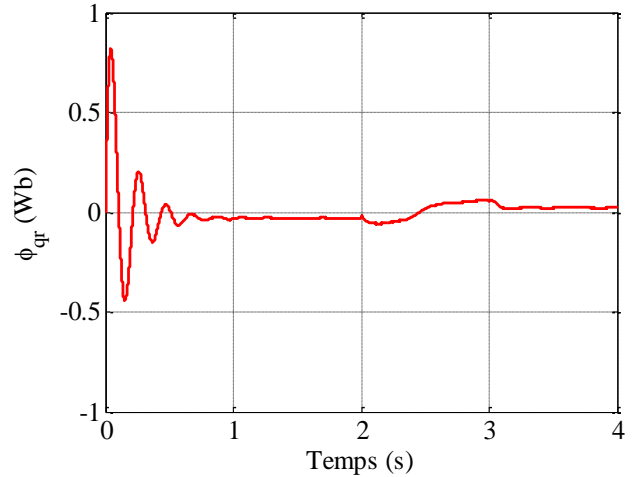
(c) Zoom de la vitesse ω_r (rad/s)



(d) Le courant statorique i_{as1} (A)



(e) Le flux ϕ_{dr} (Wb)



(f) Le flux ϕ_{qr} (Wb)

Figure 4.6 L'effet de la variation de moment d'inertie ($J = 1.5J^n$ à partir de $t=2.5s$) lors d'une inversion de sens de rotation à $t=2s$ en fonctionnement à vide.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la définition de la stabilité d'un système physique au sens de Lyapunov, ainsi que la commande backstepping, qui est une technique basée sur la théorie de Lyapunov, et on a constaté que la synthèse des lois de commande par cette technique récursives est : systématique et simple, tous en stabilisant notre système.

L'application de ce type de commande sur la MASDE se fait en utilisant le modèle simplifié non linéaire obtenu par orientation de flux rotorique. Cette commande est établie étape par étape tout en assurant la stabilité de la MASDE par un choix convenable de la fonction de Lyapunov.

D'après les résultats de simulation, nous avons montré que la commande backstepping a des bonnes performances dynamiques et une grande capacité de poursuite des consignes de vitesse et du flux, rejet de la perturbation vis-à-vis des variations des paramètres électriques et mécaniques.

Chapitre 5 : Commande Directe du Couple de la MASDE Basée sur la Technique de Synergétique

5.1 Introduction

Les principaux inconvénients de la commande vectorielle, sont la transformation des coordonnées qui a besoin de la position du flux qui ne peut pas être mesurée directement, en plus, la sensibilité à la variation des paramètres de la machine, comme les résistances du stator et du rotor, pour résoudre ces problèmes, la commande directe du couple (DTC) a été proposée par Takahashi pour les entraînements des moteurs à induction au milieu des années 1980, cette technique permet d'obtenir une dynamique précise et rapide du couple, elle assure un découplage du flux et du couple et elle est simple à mettre en œuvre.

La DTC présente des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques classiques, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple, l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres rotoriques, l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique ; l'absence de transformations de Park. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique (vitesse, position).

A cause de la sensibilité du régulateur classique PID aux variations paramétriques des systèmes, beaucoup des recherches ont été faites pour minimiser ou éliminer cet inconvénient [73–75]. Pour résoudre ce problème, l'utilisation de la technique non linéaire est indispensable, parmi ces techniques, la logique floue qui est considérée comme la méthode la plus réussie dans les techniques d'intelligence artificielle pour contrôler les systèmes non linéaires. La commande par mode glissant (SMC), cette technique assure une bonne robustesse à la variation paramétrique des systèmes et aux perturbations externes [76–78].

Malgré tous ces avantages de la SMC, elle a un inconvénient principal qui est le phénomène de broutement (chattering). Pour résoudre ce problème, une nouvelle technique pour contrôler les systèmes non linéaires, appelé synergétique, qui est proposée dans [79][80].

Les travaux qui ont adopté ce type de contrôleur démontrent qu'ils offrent une bonne robustesse en ce qui concerne la possibilité de variation paramétrique et également une efficacité élevée, la simplicité de conception et la flexibilité du contrôleur synergétique, ces avantages expliquent la nécessité d'appliquer ce type de contrôleur pour la MASDE utilisée dans les applications de puissance plus élevée [80].

Dans ce chapitre, on présentera un rappel sur les concepts généraux de la commande directe de couple, ensuite l'application de cette technique de commande pour le moteur asynchrone double étoile avec la régulation de la vitesse. Les régulateurs utilisés sont PI, SMC, FLC et synergétique, on effectuera ensuite une comparaison entre les quatre régulateurs.

5.2 Caractéristiques Générales du DTC

- ✚ La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- ✚ La commande indirecte des intensités et tensions statorique du moteur.
- ✚ Les flux et les courants statorique obtenus sont presque sinusoïdaux.
- ✚ La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- ✚ L'influence de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis sur les oscillations de couple et la fréquence de commutation.

5.3 Eléments Constitutifs de la Structure de la DTC

La structure de la commande directe de couple est constituée des principaux éléments suivants :

- ✚ Deux estimateurs du couple et du flux statorique basés sur le modèle lié au stator.
- ✚ Une table de commutation sert à sélectionner le vecteur de tension désiré du stator, établie en concordance avec les erreurs du flux et du couple engendrés.
- ✚ Deux comparateurs à hystérésis l'un à deux niveaux destiné pour le contrôle du flux, l'autre à trois niveaux consacré au contrôle du couple électromagnétique.
- ✚ Un régulateur de vitesse.

5.4 Avantages et Inconvénients de la Commande DTC

5.4.1 Avantages de la Commande DTC

On peut citer quelques avantages de la commande DTC comme suit :

- ✚ Une très rapide réponse dynamique du couple ;
- ✚ Une bonne robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques du rotor de la machine ;
- ✚ Il n'est pas nécessaire d'utilisation des transformations de Park et de son inverse ;
- ✚ Absence des blocs de calculs de la modulation de tension MLI ;
- ✚ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- ✚ Il n'est pas nécessaire d'estimer la position du flux rotorique, il est seulement nécessaire de connaître le secteur où se trouve le vecteur de flux statorique ;
- ✚ Simplicité d'implantation du système sur les cartes d'acquisition.

5.4.2 Inconvénients de la Commande DTC

On peut résumer les inconvénients de la commande DTC par les points suivants :

- ✚ L'existence des ondulations souvent importantes de couple et de flux ;
- ✚ La fréquence de commutation est variable (n'est pas contrôlée) ;

- ✚ La nécessité d'estimation du flux statorique et du couple ;
- ✚ Elle produit des problèmes à basse vitesse ;
- ✚ Un mal contrôle de courant statorique en régime transitoire [82][83] .

5.5 La Théorie de la Commande Directe du Couple (DTC)

La commande DTC repose sur la sélection directe du vecteur de la tension (état de commutation) pour l'onduleur de tension qui alimente le moteur en fonction des erreurs instantanées du flux statorique et du couple électromagnétique. La DTC utilise des contrôleurs d'hystérésis séparés pour assurer un contrôle découplé du flux et du couple sans nécessiter une orientation de flux ou une régulation de courant [81].

Les sorties des comparateurs d'hystérésis choisissent le bon vecteur de tension via une table de commutation de consultation le long de l'estimation de la position de vecteur du flux.

Habituellement, le modèle mathématique de la machine à induction est utilisé pour estimer le flux statorique et le couple électromagnétique. Cette technique est très souvent utilisée dans l'industrie dans les applications de faible et moyenne puissance. Les principaux avantages du DTC se résument à sa dynamique rapide du variateur, à l'absence de transformations de coordonnées et de boucles de contrôle de courant et à sa structure universelle, où la table de commutation DTC peut être utilisée pour toutes les machines à courant alternatif.

5.6 Stratégie de Commande Directe du Couple (DTC)

La commande directe du couple est basée sur l'algorithme suivant :

- ✚ On mesure les courants et les tensions de ligne pour chaque coup d'horloge ;
- ✚ On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique ;
- ✚ Estimation du couple et du flux ;
- ✚ Détermination du vecteur de tension désirée à appliquer à la machine.

5.7 Commande DTC de la MASDE

La commande DTC a pour but d'ajuster le flux statorique et le couple électromagnétique sans aucune mesure, flux ou couple. La seule mesure utilisée est le courant du stator de la machine. L'estimation du couple et du flux est effectué à partir de ces mesures.

La FIG 5.1 représente le schéma synoptique d'une commande DTC en vitesse appliquée à la MASDE.

5.7.1 Estimation du Flux et du Couple

5.7.1.1 Estimation du Flux

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statorique courants et tensions de la MASDE comme montre l'équation suivante :

$$\bar{\phi}_{s1,2} = \int_0^t (\bar{V}_{s1,2} - R_s \bar{I}_{s1,2}) dt \quad (5.1)$$

On obtient les composantes α et β du vecteur $\bar{\phi}_{s1,2}$ comme suit:

$$\begin{aligned} \phi_{s\alpha1,2} &= \int_0^t (V_{s\alpha1,2} - R_s I_{s\alpha1,2}) dt \\ \phi_{s\beta1,2} &= \int_0^t (V_{s\beta1,2} - R_s I_{s\beta1,2}) dt \end{aligned} \quad (5.2)$$

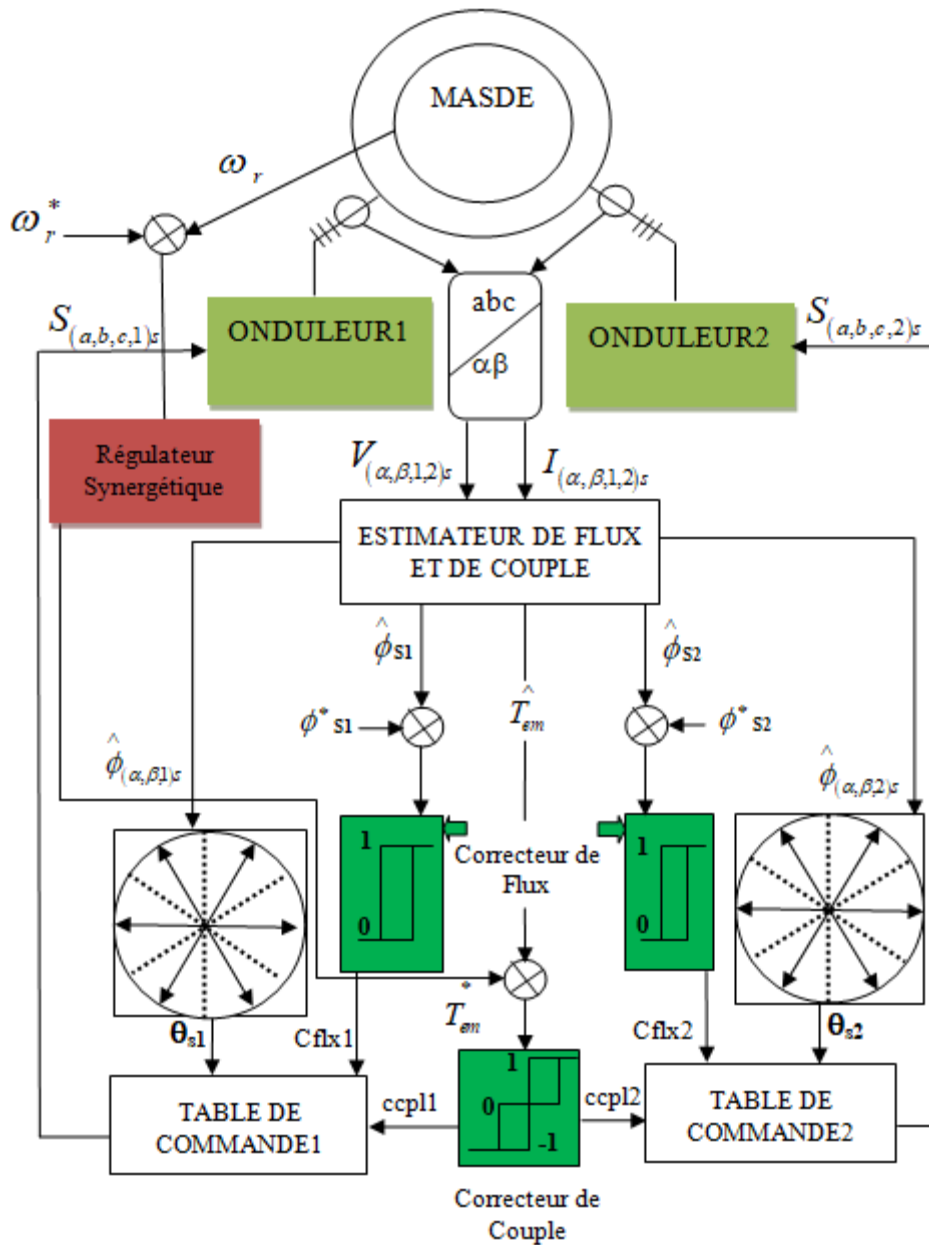


Figure 5.1 Représentation schématique de la commande DTC sur la MASDE.

On obtient les tensions $V_{\alpha 1,2}$ et $V_{\beta 1,2}$ à partir des commandes (S_a S_b S_c) des deux onduleurs alimentant la MASDE et de la mesure de la tension U_d et par application de la transformée de Concordia :

$$\begin{aligned}\bar{V}_{s1,2} &= V_{s\alpha 1,2} + jV_{s\beta 1,2} \\ V_{s\alpha 1,2} &= \sqrt{\frac{2}{3}}U_d \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta 1,2} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(S_b + S_c)\end{aligned}\quad (5.3)$$

De même les courants $I_{s\alpha 1,2}$ et $I_{s\beta 1,2}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels $I_{sa 1,2}$, $I_{sb 1,2}$ et $I_{sc 1,2}$ en appliquant la transformée de Concordia :

$$\begin{aligned}\bar{I}_{s1,2} &= I_{s\alpha 1,2} + jI_{s\beta 1,2} \\ I_{s\alpha 1,2} &= \sqrt{\frac{2}{3}}I_{sa 1,2} \\ I_{s\beta 1,2} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(I_{sb 1,2} - I_{sc 1,2})\end{aligned}\quad (5.4)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_{s1,2} = \sqrt{(\phi_{s\alpha 1,2}^2 + \phi_{s\beta 1,2}^2)} \quad (5.5)$$

La zone N_i dans laquelle se trouve le vecteur est déterminée par le calcul de la phase de ce vecteur comme suit :

$$\angle \bar{\phi}_{s1,2} = \arctan \frac{\phi_{s\alpha 1,2}}{\phi_{s\beta 1,2}} \quad (5.6)$$

5.7.1.2 Estimation du Couple

Le couple peut être estimé à partir de la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\phi_{s\alpha 1,2} I_{s\beta 1,2} - \phi_{s\beta 1,2} I_{s\alpha 1,2}) \quad (5.7)$$

5.7.2 Correcteurs du Flux et du Couple

5.7.2.1 Correcteur du Flux

Pour le but de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire, l'utilisation du correcteur est indispensable.

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module d'écoulement. Les deux seuils du comparateur sont choisis en fonction de l'ondulation admissible du flux statorique. On peut alors écrire :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta\phi_{s1,2} > \varepsilon_{\phi} & \text{alors } K_{\phi} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_{s1,2} \leq \varepsilon_{\phi} \text{ et } \frac{d\Delta\phi_{s1,2}}{dt} > 0 & \text{alors } K_{\phi} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_{s1,2} \leq \varepsilon_{\phi} \text{ et } \frac{d\Delta\phi_{s1,2}}{dt} < 0 & \text{alors } K_{\phi} = 1 \\ \text{si } \Delta\phi_{s1,2} < -\varepsilon_{\phi} & \text{alors } K_{\phi} = 0 \end{array} \right. \quad (5.8)$$

$K_{\phi}=0$ Signifier qu'il faut réduire le flux.

$K_{\phi}=1$ Signifier qu'il faut augmenter le flux.

5.7.2.2 Correcteur du Couple

Le but du correcteur de couple est de maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis, imposant ainsi l'amplitude des fluctuations de couple. Ce correcteur permet de piloter la machine dans les deux sens de rotation avec couple positif ou négatif.

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme suivant :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } K_{C_e} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \text{alors } K_{C_e} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \text{alors } K_{C_e} = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } K_{C_e} = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \text{alors } K_{C_e} = 0 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \text{alors } K_{C_e} = 0 \end{array} \right. \quad (5.9)$$

• $K_{ce}=1$ signifie que le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l'augmenter.

• $K_{ce}=-1$ signifie que le couple est supérieur à la limite supérieur de la bande et il faut le diminuer.

• $K_{ce}=0$ signifie que le couple est à l'intérieur de la bande et il faut donc l'y maintenir.

Il est possible d'utiliser d'un correcteur à deux niveaux, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine, il suffit de croiser deux phases de la machine.

5.7.3 Sélection du Vecteur de Tension

Le choix de vecteur tension $\bar{V}_{s1,2}$ statorique est effectué selon la variation souhaitée pour le module du flux statorique $\bar{\phi}_{s1,2}$, du sens de rotation de $\bar{\phi}_{s1,2}$ et également de l'évolution souhaitée pour le couple électromagnétique.

L'espace d'évolution du flux est divisé en six zone appelées secteurs, comme illustrer dans la FIG 5.2.

Lorsque le flux $\bar{\phi}_{s1,2}$ se trouve dans une zone i ($i=1,\dots,6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

- ✚ Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_{s1,2}$ croît et C_e croît ;
- ✚ Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_{s1,2}$ croît et C_e décroît ;
- ✚ Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_{s1,2}$ décroît et C_e croît ;
- ✚ Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_{s1,2}$ décroît et C_e décroît ;
- ✚ Si \bar{V}_0 , ou \bar{V}_7 est sélectionné, alors la rotation du flux $\bar{\phi}_{s1,2}$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux $\bar{\phi}_{s1,2}$ reste inchangé.

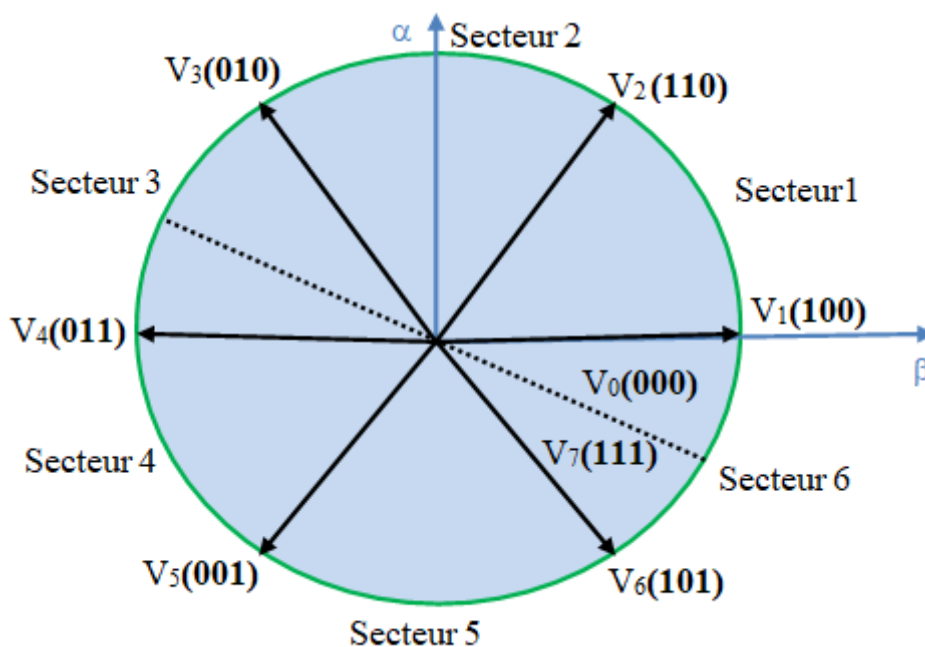


Figure 5.2 Vecteurs actifs des tensions statorique et secteurs.

Le vecteur de tension $\bar{V}_{s1,2}$ à la sortie de l'onduleur, est sélectionné suivant les sorties des régulateur d'hystérésis (selon les écarts de flux $\bar{\phi}_{s1,2}$ et de couple estimés par rapport à leurs valeurs de référence) et de la position du vecteur $\bar{\phi}_{s1,2}$. Un estimateur de couple, un estimateur de module de $\bar{\phi}_{s1,2}$ et de sa position sont donc nécessaires comme montre le tableau de la commande (Tableau 5.1).

5.8 Régulation de Vitesse de la MASDE Alimentée par deux Onduleurs

5.8.1 Régulateur SMC

La théorie du SMC a été présentée dans le chapitre 3.

Tableau 5.1 Table de commutation de la commande DTC.

Corrector	Cflx	Ccpl	1	2	3	4	5	6
2 levels	1	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
		0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
		-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5
3 levels								
2 levels	0	1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
3 levels		0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
		-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4

5.8.1.1 Application de Régulateur SMC sur la MASDE

D'après le modèle de la MASDE qui est présenté dans le chapitre 2, on a l'équation de couple suivante :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_r^* (i_{qs1} + i_{qs2}) = K i_{qs} \quad (5.10)$$

Où, k est constant de couple et ϕ_r^* est le flux de référence.

On considère l'équation mécanique suivante :

$$\frac{J}{P} \Omega_r^* + \frac{K_f}{P} \Omega_r + C_r = C_e \quad (5.11)$$

Où, Ω_r est la vitesse de rotor en rad/s, réarrangeant pou obtenir :

$$\Omega_r^* = -\frac{K_f}{J} \Omega_r - \frac{P}{J} C_r + \frac{P}{J} C_e \quad (5.12)$$

En considérant Δa et Δb comme des incertitudes bornées introduites par les paramètres de système J et K_f , (5.12) peut être réécrit comme :

$$\Omega_r^{\bullet} = (a + \Delta a)\Omega_r + (b + \Delta b)C_r + cC_e \quad (5.13)$$

Où :

$$a = -\frac{K_f}{J}, \quad b = -\frac{P}{J}, \quad c = \frac{P}{J}$$

L'erreur de vitesse est comme suit:

$$e(t) = \Omega_r(t) - \Omega_r^*(t) \quad (5.14)$$

La combinaison de la fonction signe avec la condition de Lyapunov donne :

$$\dot{e}(t) = ae(t) + b(\bar{C}_e + d(t)) \quad (5.15)$$

Où d(t) est l'incertitude globale définie comme suit:

$$d(t) = \frac{\Delta a}{b}\Omega_r + \frac{\Delta b}{b}C_e + \frac{c}{b}C_r \quad (5.16)$$

Et :

$$\bar{C}_e(t) = C_e(t) + \frac{a}{b}\Omega_r^* \quad (5.17)$$

La surface de commutation s(t) des paramètres du système a et b [84][85] :

$$S(t) = e(t) + \int_0^t (a + bk)e(\tau) d\tau \quad (5.18)$$

Tel que la dynamique d'erreur à la surface de glissement $S(t) = S^*(t) = 0$ sera forcé de décroître exponentiellement jusqu'à zéro, alors la dynamique d'erreur peut être décrite par :

$$\dot{e}(t) = (a + bk)e(t) \quad (5.19)$$

Où k est un gain de rétroaction négative linéaire [85]. La loi du variateur de vitesse à structure variable peut être définie comme suit :

$$\bar{C}_e(t) = ke(t) - \beta \text{sign}(S(t)) \quad (5.20)$$

Où β est connu sous le nom de gain de contrôle, il est utilisé pour rendre la condition de mode glissant possible et la fonction de signe peut être définie comme suit [85]:

$$\text{sign}(s) = \begin{cases} 1 & \text{si } s > 0 \\ 0 & \text{si } s = 0 \\ -1 & \text{si } s < 0 \end{cases} \quad (5.21)$$

La commande de couple électromagnétique finale C_e^* de la sortie du régulateur de vitesse à mode glissant peut être obtenu en substituant directement (5.20) en (5.17), on obtient :

$$C_e^*(t) = ke(t) - \beta \text{sign}(s(t)) - \frac{a}{b} \Omega_r^* \quad (5.22)$$

Fondamentalement, la loi de commande pour T_e^* est divisée en deux parties : commande équivalente U_{eq} qui définit l'action de commande lorsque le système est sur le mode glissant et partie de commutation U_s qui assure la condition d'existence du mode glissant. Si l'expression de frottement k_f est négligée, U_{eq} et U_s peut s'écrire comme suit:

$$\begin{cases} U_{eq} = ke(t) \\ U_s = -\beta \text{sign}(s(t)) \end{cases} \quad (5.23)$$

Pour garantir l'existence de la surface de commutation, on considère la fonction de Lyapunov suivante [85][86] :

$$V(t) = \frac{1}{2} S^2(t) \quad (5.24)$$

D'après la théorie de Lyapunov, si la fonction $V^*(t)$ est défini négatif, cela garantira que la trajectoire du système sera entraîné et attiré vers la surface de glissement $S(t)$ et une fois atteint, il restera coulissant dessus jusqu'à l'origine est atteint asymptotiquement [86]. Prendre la dérivée de (5.24) et en remplaçant à partir de la dérivée de (5.18), on obtient :

$$V^*(t) = S(t)S^*(t) = S(t) \{e^*(t) - (a + bk)e(t)\} \leq 0 \quad (5.25)$$

En substituant (5.13) dans (5.21), on trouve :

$$S(t)S^*(t) = S(t) \{b\bar{C}_e(t) + bd(t) - bk e(t)\} \quad (5.26)$$

En utilisant (5.20), on trouve :

$$S(t)S^*(t) = S(t) \{-\beta \text{sign}(S(t)) - d(t)\} \leq 0 \quad (5.27)$$

Pour s'assurer que (5.26) sera toujours définie négative, la valeur du gain de contrôle de frappe doit être conçue comme la borne supérieure des incertitudes globales $d(t)$, c'est-à-dire :

$$\beta \geq |d(t)| \quad (5.28)$$

Cependant, il est difficile en pratique d'estimer la limite des incertitudes dans (5.23). Par conséquent, le gain de contrôle de frappe doit être choisi suffisamment grand pour surmonter l'effet de toute perturbation extérieure [86][87]. Par conséquent, la loi de contrôle de vitesse définie en (5.20) garantira l'existence de la surface de commutation $S(t)$ en (5.18) et lorsque la fonction d'erreur $e(t)$ atteint la surface de glissement, la dynamique du système sera régie par (5.19) qui est toujours stable [88]. De plus, le système de contrôle sera insensible aux incertitudes Δa , Δb et à la perturbation de charge C_r .

5.8.2 Régulateur à base de la Logique Floue (FLC)

5.8.2.1 Théorie de Régulateur FLC

La théorie de la logique floue est basée sur la stratégie de la connaissance experte pour prendre la décision, elle a été développée et proposée pour la première fois en [89]. FLC est une alternative intéressante aux contrôleurs conventionnels tels que PI, qui peuvent ne pas donner des performances de contrôle entièrement acceptables si le système contrôlé est hautement non linéaire, incertain et fonctionne sur une large plage [90][91].

Le FLC utilisant la méthode d'inférence produit-somme-gravité se compose de quatre blocs : la fuzzification, la base de connaissances, le mécanisme d'inférence et la défuzzification, comme indiqué dans la FIG 5.3.

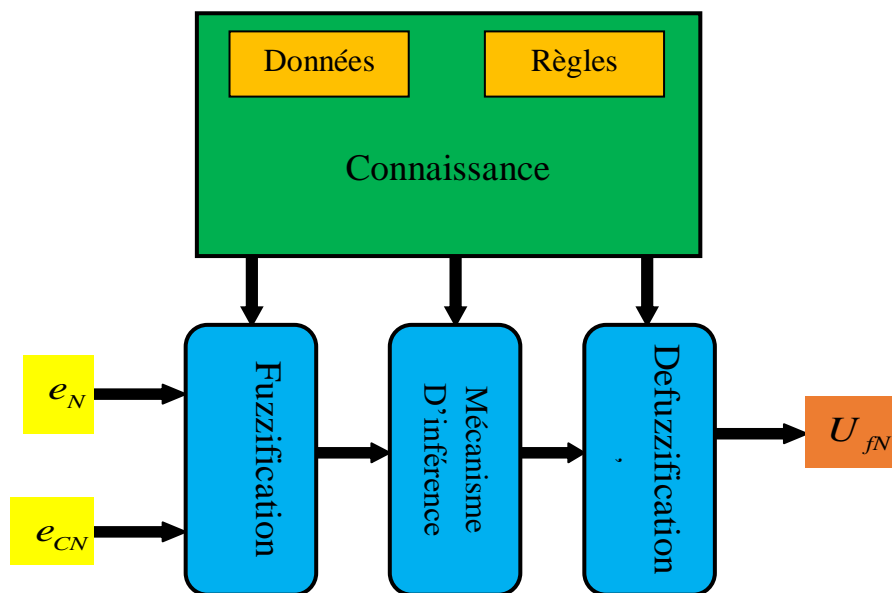


Figure 5.3 Diagramme d'un régulateur à base de la logique floue.

Les variables d'entrée de FLC sont l'erreur e_N , et les changements d'erreur e_{CN} . La variable de sortie est générée à partir de la base de règles floues et de la méthode produit-somme-gravité. Une fois le contrôle calculé, le défuzzifieur est utilisé pour obtenir le signal net.

5.8.2.2 Application de Régulateur FLC sur la MASDE

Le schéma de principe du contrôle de vitesse FLC de la MASDE basé sur la commande DTC est illustré par la FIG 5.4.

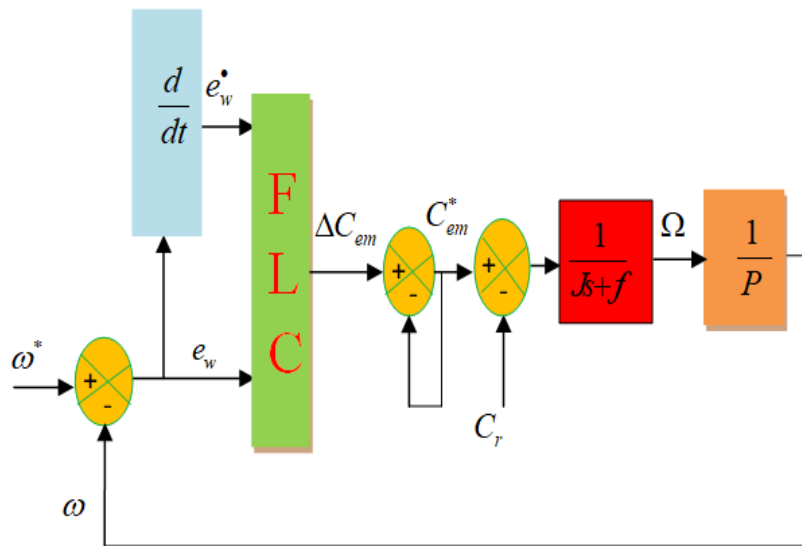


Figure 5.4 Régulateur de vitesse FLC.

A. Fuzzification

L'erreur entre le signal de référence et le processus signal agit directement sur la commande (les gains du régulateur FLC sont recalculés en temps réel en fonction de cette erreur). L'erreur de la vitesse $e(t)$ est définie par :

$$e(t) = \omega_r^* - \omega_r \quad (5.29)$$

La dérivée de l'erreur de vitesse est donnée comme suit :

$$\frac{de(t)}{dt} = \frac{e(t+1) - e(t)}{T_s} \quad (5.30)$$

Où T_s est la période d'échantillonnage.

L'erreur et la dérivée de l'erreur sont données respectivement par :

$$\begin{aligned} e(t) &= k_e e_n(t) \\ \frac{de(t)}{dt} &= k_{de} \frac{de_n(t)}{dt} \end{aligned} \quad (5.31)$$

Dans ce travail cinq variables linguistiques sont adaptées et la fonction d'appartenance pour le type triangulaire est adoptée pour les entrées et la sortie comme montrer les FIG 5.5 et FIG 5.6. Les variables linguistiques sont représentées par le Tableau 5.2.

Tableau 5.2 Fonctions d'appartenances.

Positive Grande	PG
Positive Petite	PP
Zero Environ	ZE
Negative Petite	NP
Negative Grande	NG

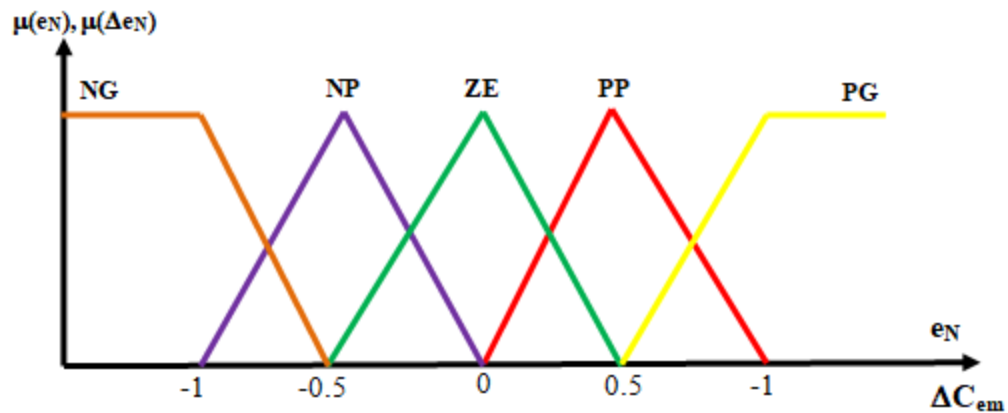


Figure 5.5 Fonctions d'appartenances pour les variables d'entrées.

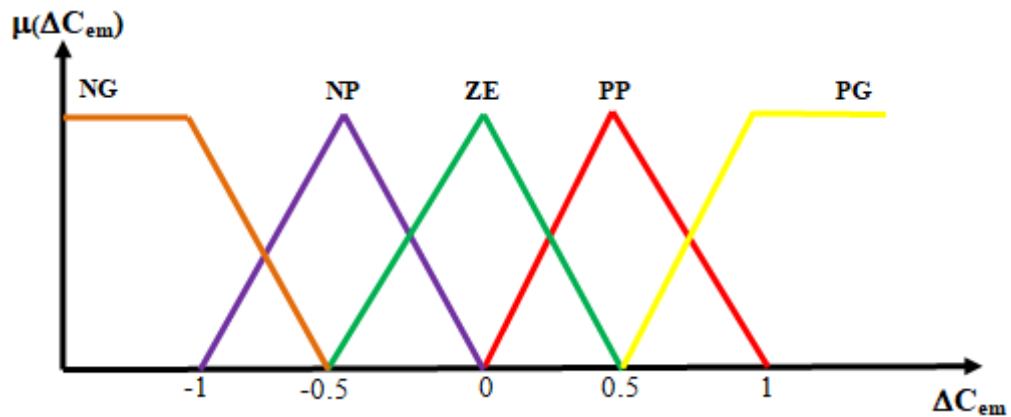


Figure 5.6 Fonctions d'appartenances pour la variable de la sortie.

B. Règles de contrôle flou

Le mécanisme d'inférence floue contient vingt-cinq règles, comme montre le Tableau 5.3.

Tableau 5.3 Le mécanisme d'inférence floue.

		Δe_N				
ΔC_{em}		NG	NP	ZE	PP	PG
e_N	NG	NG	NG	NP	NP	ZE
	NP	NG	NP	NP	ZE	PP
	ZE	NP	NP	ZE	PP	PP
	PP	NP	ZE	PP	PP	PB
	PB	ZE	PP	PP	PB	PB

C. Defuzzification

La méthode de défuzzification choisie est le centre de gravité. Par conséquent, la sortie de contrôle peut être calculée comme suit :

$$du = \frac{\sum_{j=1}^m \mu(\Delta C_{emj}) C_{emj}}{\sum_{j=1}^m \mu(\Delta C_{emj})} \quad (5.32)$$

Où, μ est le nombre total des règles, $\mu(\Delta C_{emj})$ est le grade d'appartenance pour les i èmes règles, (C_{emj}) est la position du singleton dans la règle i èmes. Enfin, le couple électromagnétique de référence C_{em}^* est obtenue par les équations suivantes [92], [93] :

$$\Delta C_{em} = G_T \Delta C_N \quad (5.33)$$

$$C_{em}^*(k) = C_{em}(k-1) + \Delta C_{em}(k) \quad (5.34)$$

Où, k est le temps d'échantillonnage.

5.8.3 Régulateur Synergétique

Le principe de la commande synergétique est très proche de la celle de commande par mode glissant dans le sens où l'on force le système considéré à évoluer avec une dynamique pré-choisie par le concepteur. La différence entre les deux techniques est l'utilisation d'une macro-variable qui peut être fonction de deux ou plusieurs variables d'état du système.

Les travaux qu'ont adopté sur l'application de cette technique assurent son efficacité tel que, [94–96], dans lequel le niveau de rendement élevé, la simplicité de conception et la flexibilité des contrôleurs synergétiques ont été démontrés par la simulation et les expériences.

5.8.3.1 Théorie du Régulateur Synergétique

Supposons que le système à commander est décrit par un ensemble d'équations non-linéaires de la forme suivante : [97–99]:

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (5.35)$$

Où, x est le vecteur d'état ; u est le vecteur d'entrée de commande et t est le temps.

La conception du contrôle synergique s'obtient en deux étapes :

- La première étape est la détermination de macro-variable définie en fonction des variables d'état du système.

$$\Psi = \psi(X, t) \quad (5.36)$$

Où, Ψ est le macro-variable et $\Psi(X, t)$ est une fonction choisie par l'utilisateur. Pour étudier les différentes contraintes sur le système, on change la macro-variable en fonction de la contrainte à étudier, le système sera forcé de fonctionner sur le manifold par la commande utilisée $\Psi = 0$.

- La deuxième étape est la détermination de l'évolution dynamique souhaitée de la macro-variable vers la variété $\Psi = 0$ par une équation ; cette équation a la forme générale suivante [100] [101] :

$$T\dot{\psi} + \psi = 0 \quad (5.37)$$

Avec $T > 0$.

Où, T est le paramètre de contrôle, qui spécifie la vitesse de convergence aux manifolds spécifiée par la macro-variable.

La solution de l'équation (5.37), donne la fonction suivante :

$$\psi(t) = \psi_0 e^{-\frac{t}{T}} \quad (5.38)$$

En tenant compte la chaîne de différenciation, qu'est donnée par Medjbeur et al [99-101] :

$$\frac{d\psi(X, t)}{dt} = \frac{d\psi(X, t)}{dX} \frac{dX}{dt} \quad (5.39)$$

En substituant les équations (5.36) et (5.37) dans (5.39), on trouve :

$$\frac{d\psi(X, t)}{dt} f(X, u, t) + \psi(X, t) = 0 \quad (5.40)$$

La solution de l'équation (5.40) pour « u » nous donne la loi de commande suivante [97–99] :

$$u = g(X, \psi(X, t), T, t) \quad (5.41)$$

De l'équation (5.41), il est clair que le contrôle ne concerne pas seulement avec les variables d'états du système, mais aussi de la macro-variable et le paramètre de contrôle T. Cela signifie que, le choix des paramètres de contrôle appropriés et spécifiques de la macro-variable T par le concepteur détermine les caractéristiques du contrôleur. Dans la synthèse du contrôleur synergique présentée ci-dessus, on a remarqué que cette dernière traite du système non-linéaire et qu'une linéarisation ou une simplification du modèle n'est pas nécessaire, comme c'est souvent le cas des approches de contrôle traditionnelles.

5.8.3.2 Application du Régulateur Synergétique sur la MASDE

D'une manière générale, l'utilisation de paramètres, de variables d'état et de temps de convergence du système permet de développer les lois de commande. Si nous utilisons dans notre recherche une macro-variable qu'est une fonction linéaire des variables d'état mécaniques, elle a généralement la forme suivante :

$$\psi_1 = \alpha x_1 + \beta x_2 \quad (5.42)$$

Où :

$$\begin{cases} x_1 = \omega_r^* - \omega_r \\ x_2 = \phi_r^* - \phi_r \end{cases} \quad (5.43)$$

ψ_1 doit satisfaire l'équation suivante:

$$T\dot{\psi}_1 + \psi = 0 \quad T > 0 \quad (5.44)$$

En substituant les équations (5.42) et (5.43) dans l'équation (5.44) on obtient :

$$\begin{aligned} T(\alpha \dot{x}_1 + \beta \dot{x}_2) + \alpha x_1 + \beta x_2 &= 0 \\ -T \left(\alpha \frac{d\omega_r}{dt} + \beta \frac{d\phi_r}{dt} \right) + \alpha (\omega_r^* - \omega_r) + \beta (\phi_r^* - \phi_r) &= 0 \end{aligned} \quad (5.45)$$

Avec:

$$\begin{cases} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (pC_{em} - pC_r - k_f \omega_r) \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r + \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{ds1} + i_{ds2}) \end{cases} \quad (5.46)$$

En substituant l'équation (5.46) dans l'équation (5.45), on trouve :

$$-T \left(\alpha \frac{1}{J} (pC_{em} - pC_r - k_f \omega_r) + \beta \frac{d\phi_r}{dt} \right) + \alpha (\omega_r^* - \omega_r) + \beta (\phi_r^* - \phi_r) = 0 \quad (5.47)$$

De l'équation (5.47), on obtient la loi de commande suivante :

$$C_{em}^* = \frac{J}{Tp\alpha} \left(\alpha (\omega_r^* - \omega_r) + \beta (\phi_r^* - \phi_r) - T\beta \frac{d\phi_r}{dt} \right) + C_r + \frac{k_f}{p} \omega_r \quad (5.48)$$

Où α , β et T sont les paramètres du contrôleur.

5.9 Simulation et Interprétation des Résultats

Les performances de la MASDE commandée par la commande directe de couple (DTC) basée sur le contrôleur synergétique ont été visualisées pour deux tests, en plus les tests de robustesse. Les performances de l'approche proposée ont été comparées avec le contrôleur PI, avec le contrôleur mode glissant (SMC) et avec le contrôleur par la logique floue (FLC).

5.9.1 Suivi des Performances du Contrôleur Synergique sous Différents Tests

5.9.1.1 Test de Suivi de Référence

Deux tests différents ont été appliqués :

Le premier test est le démarrage à vide puis en charge avec un couple de charge $C_r = 14$ N.m et la vitesse de référence est $w_{ref} = 100$ rad/sec.

Le deuxième test est le fonctionnement à vide avec l'inversion de la vitesse de référence de 100 rad/sec à -100 rad/sec.

Les FIG 5.7 et FIG 5.8 présentent respectivement différentes réponses : de couple électromagnétique, de vitesse, de flux statorique et de courant statorique, pour le premier test et le deuxième test.

i. Premier Test :

La FIG 5.7 illustre les résultats de la simulation du premier test, le couple électromagnétique a la même forme du couple de charge qui montre qu'il compense le couple de charge et le frottement dans le régime établi, FIG 5.7(a), la vitesse atteint sa référence au bout de $t = 0,3$ et suit parfaitement sa référence, il a également constaté que le contrôleur de vitesse rejette rapidement la perturbation de la charge, FIG 5.7(b), le flux statorique suit parfaitement sa référence 1 Wb, FIG 5.7(c), le courant statorique a une valeur maximale au démarrage de 21A, en présence de charge, sa valeur maximale est de 7A et sa valeur crête à vide est de 1.5A, FIG 5.7(d).

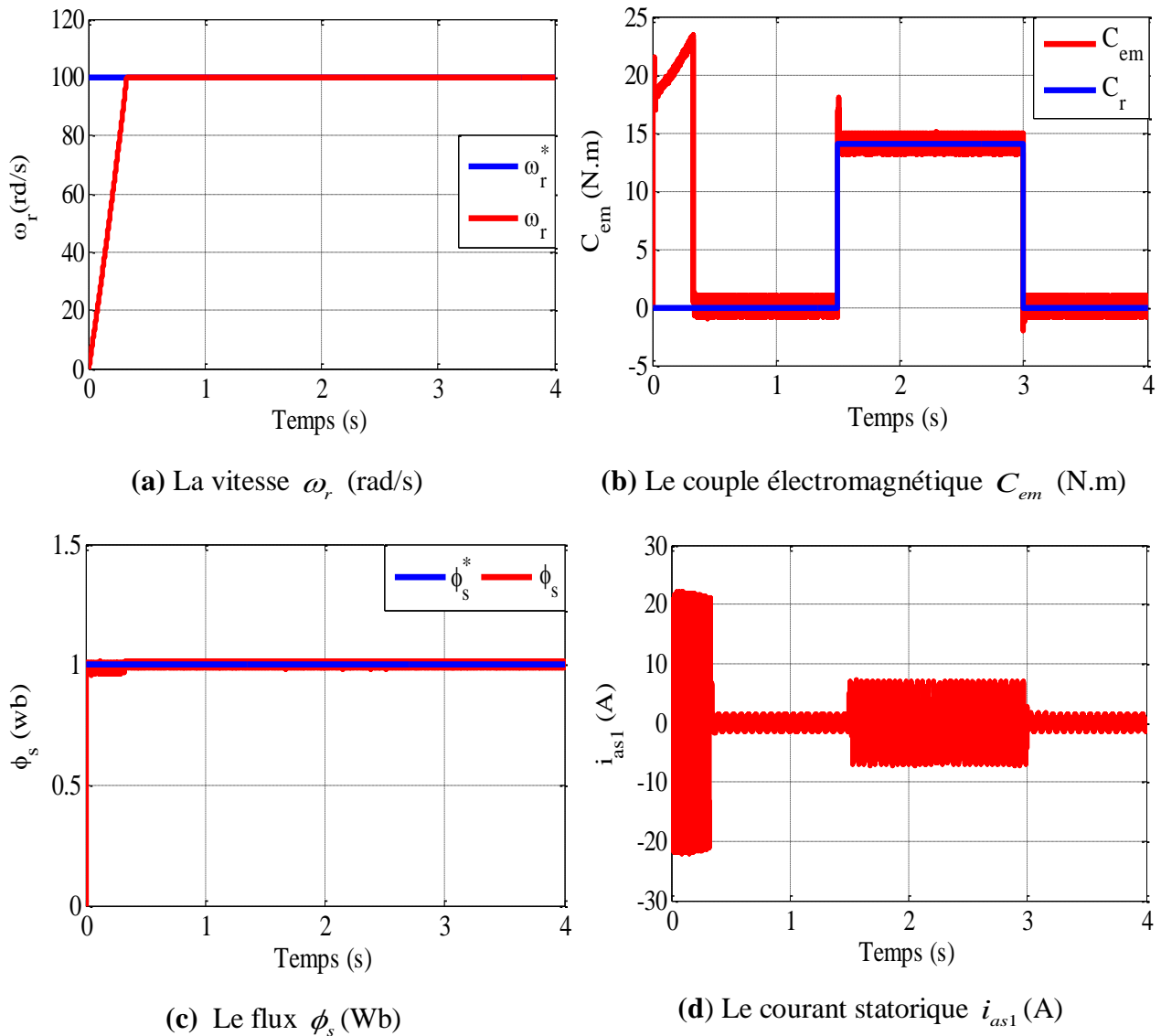


Figure 5.7 Performance de la MASDE commandée par la DTC, en fonctionnement à vide suivi de l'introduction d'une charge nominale.

ii. Deuxième Test :

La FIG 5.8 représente les résultats de simulation du deuxième test, la vitesse suit sa référence et s'inverse telle qu'elle atteint la valeur -100rad/s au bout de t=2.5s, FIG 5.8(a), l'inversion du sens de rotation à partir de t=1.5s à t=2.5s conduit à un couple électromagnétique négatif de -14N.m FIG 5.8(b), le flux statorique suit parfaitement sa valeur imposée 1Wb, FIG 5.8(c), l'amplitude du courant statorique est similaire à celle au démarrage FIG 5.8(d).

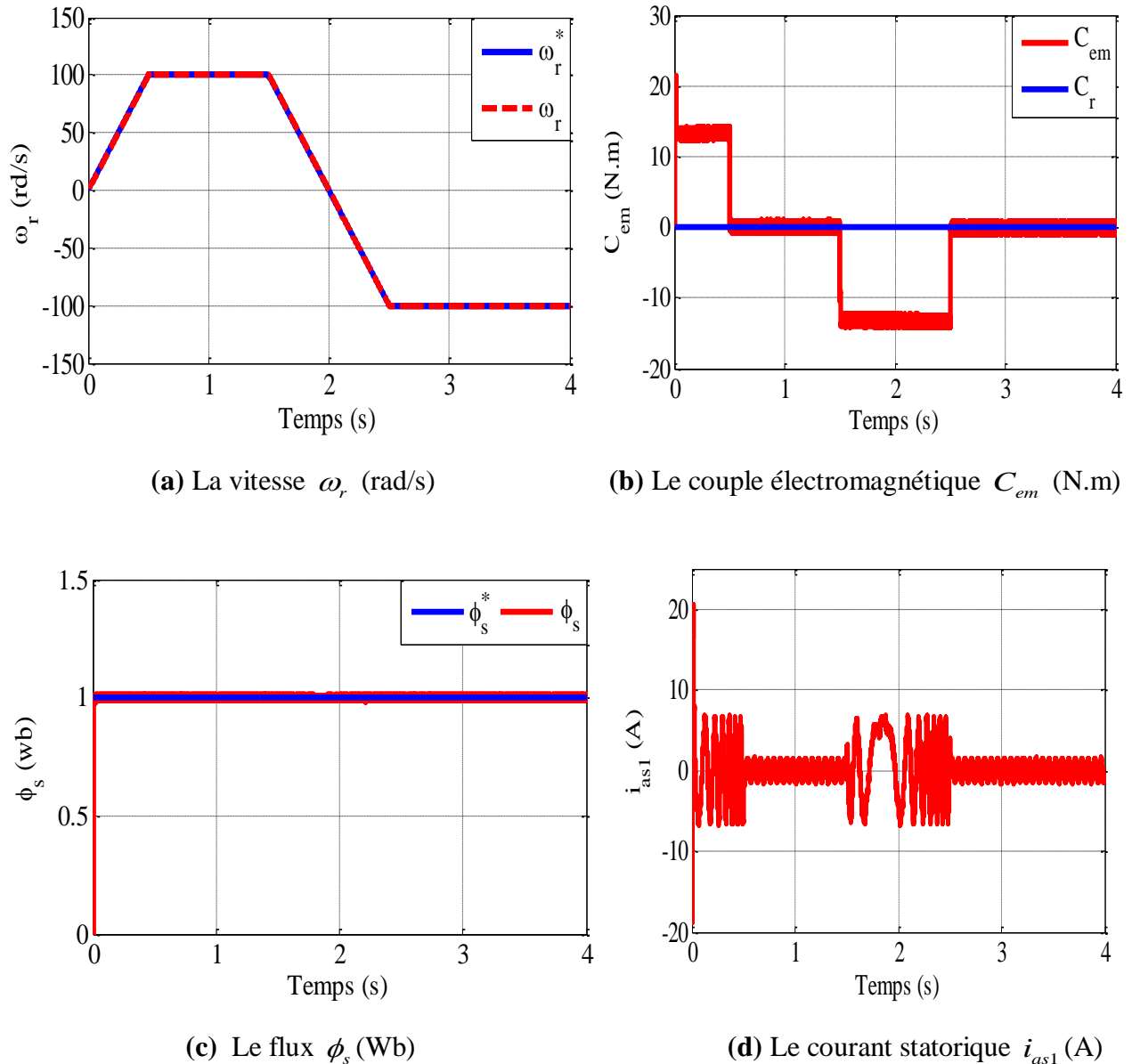


Figure 5.8 Performance de la MASDE commandée par la DTC, d'une poursuite d'inversion de vitesse en fonctionnement à vide.

5.9.1.2 Test de Robustesse

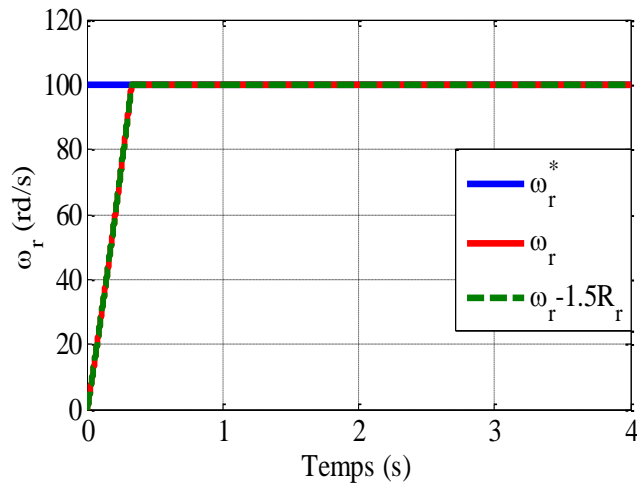
Les tests de robustesse sont effectués comme suit :

- i.** Une augmentation de la résistance du rotor de 50% à partir de $t=2\text{sec}$ dans le premier test de simulation.
- ii.** Une augmentation du couple résistant de 50% à partir de $t=2.25\text{sec}$ dans le premier test de simulation.
- iii.** Une augmentation du moment d'inertie de 50% à partir de $t=2\text{sec}$ dans le deuxième test de simulation.

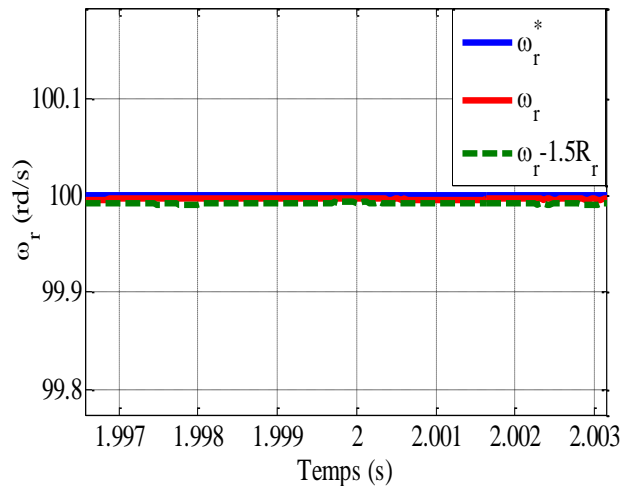
Les FIG 5.9, FIG 5.10 et FIG 5.11 présentent respectivement différentes réponses du couple électromagnétique, de la vitesse, du flux statorique et du courant statorique pour les tests de robustesse (variation de la résistance rotorique, du couple résistant et du moment d'inertie).

Performance vis-à-vis à la variation de la résistance rotorique

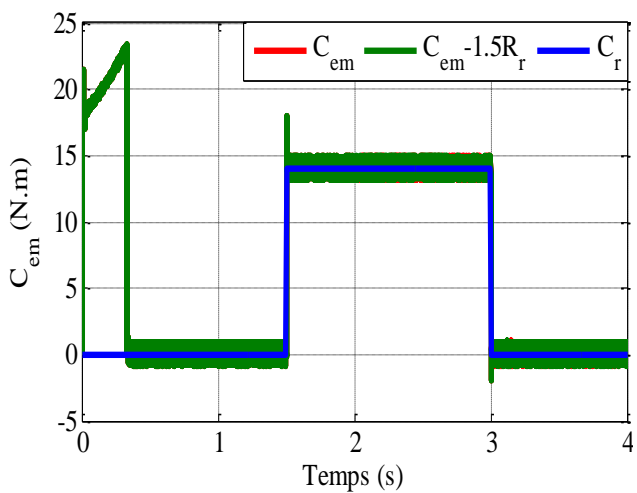
La FIG 5.9 représente la vitesse, le couple électromagnétique, le flux statorique et le courant statorique obtenus sous la commande directe de couple (*DTC*). D'après les résultats, on remarque que la variation de la résistance rotorique n'influe pas sur les caractéristiques de vitesse, FIG 5.9(a) et FIG 5.9(b), du couple électromagnétique FIG 5.9(c) et FIG 5.9(d), du flux statorique, FIG 5.9(e) et FIG 5.9(f) et le courant statorique soit en fonctionnement à vide [0, 1.5]s ou en fonctionnement en charge $t > 1.5$ s, FIG 5.9(g) et FIG 5.9(h), ce qui confirme l'insensibilité de la commande directe du couple basée sur le contrôleur synergétique à la variation de la résistance rotorique.



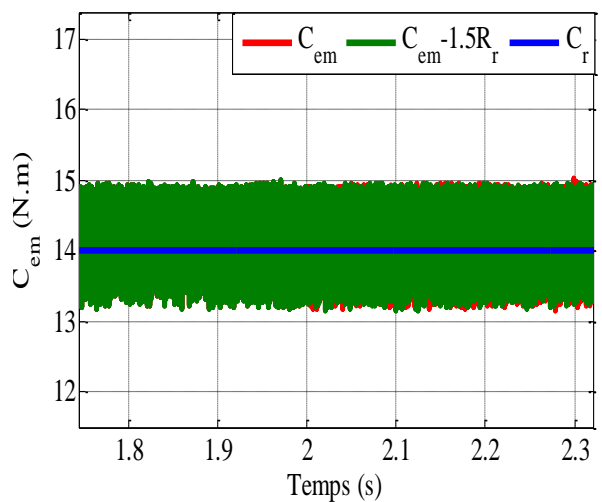
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



(b) Zoom de vitesse ω_r (rad/s)



(c) Le couple C_{em} (N.m)



(d) Zoom de couple C_{em} (N.m)

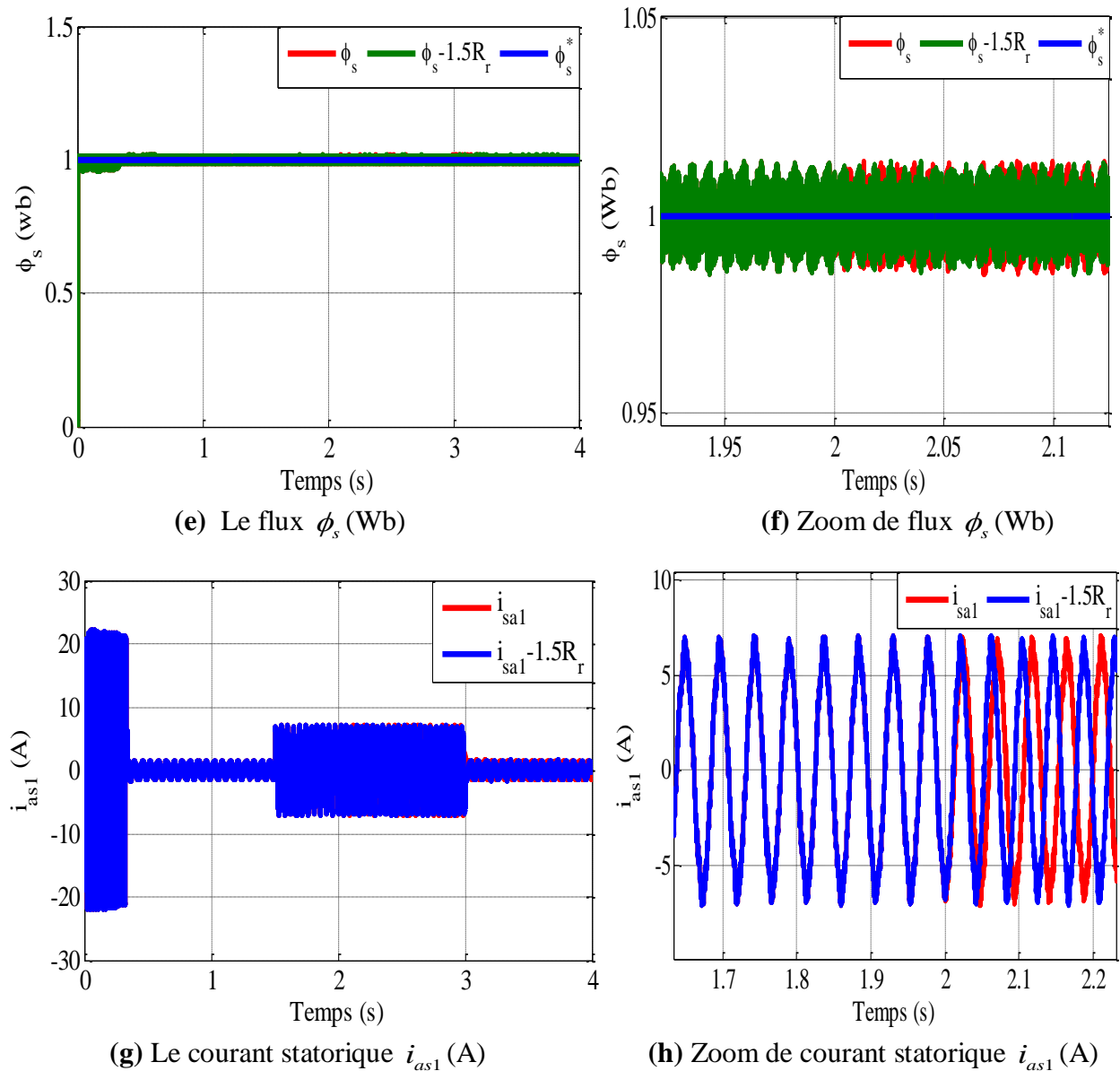


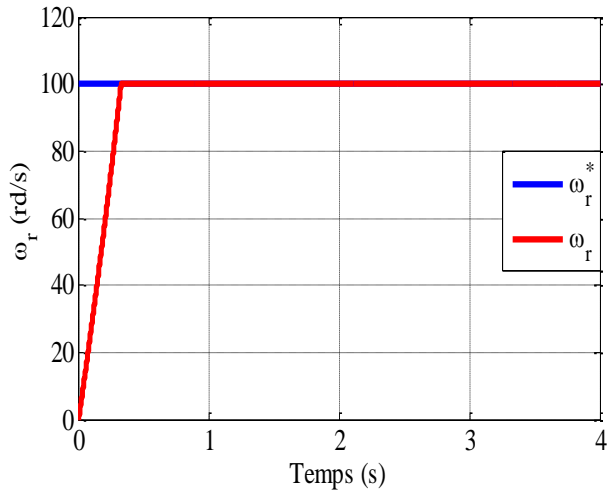
Figure 5.9 L'effet de la variation de résistance rotorique ($R_r = 1.5R_r^n$ à partir de $t=2s$) pour un démarrage à vide suivi de l'application d'un couple résistant ($C_r = 14N.m$) à $t=1.5s$.

Performance vis-à-vis à la variation de la charge mécanique

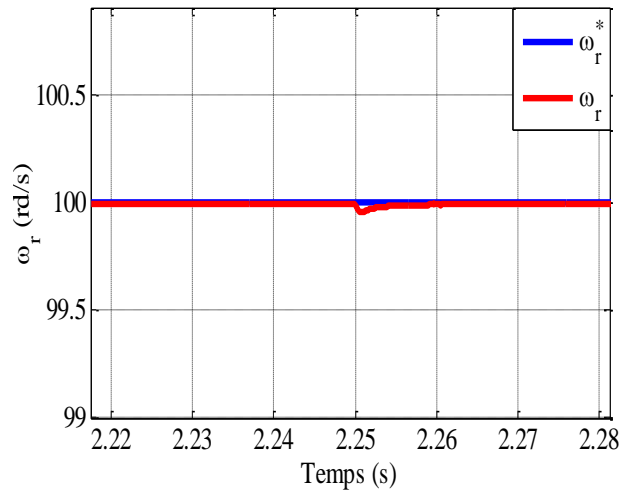
Pour voir l'effet de la charge, on fait varier la charge comme suit ($C_r^n = 0N.m$) durant l'intervalle $[0 \ 1.5]s$, ($C_r^n = 14N.m$) durant $[1.5 \ 2.25]s$, ($1.5 C_r^n = 21N.m$) pour l'intervalle $[2.25 \ 3]s$ et ($C_r^n = 0N.m$) durant l'intervalle $[3 \ 4]s$.

La FIG 5.10 illustre les performances de la commande directe de couple (DTC) vis-à-vis l'application d'une charge variable. A partir des résultats de simulation, on observe que la vitesse du rotor et le flux statorique poursuit ses valeurs imposées sans perturbation après l'application du

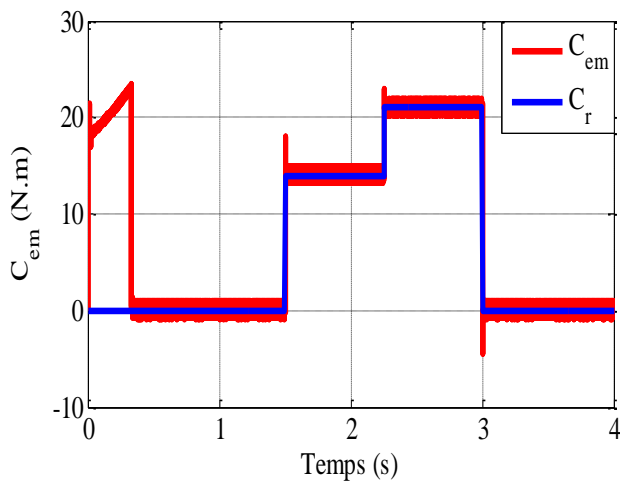
couple résistant, FIG 5.10(a), FIG 5.10(b), FIG 5.10(d) et FIG 5.10(e). Le couple électromagnétique compense la perturbation externe et suit parfaitement la forme de couple résistant appliqué, FIG 5.10(c), le courant i_{as1} suit parfaitement la variation de la charge, FIG 5.10(f).



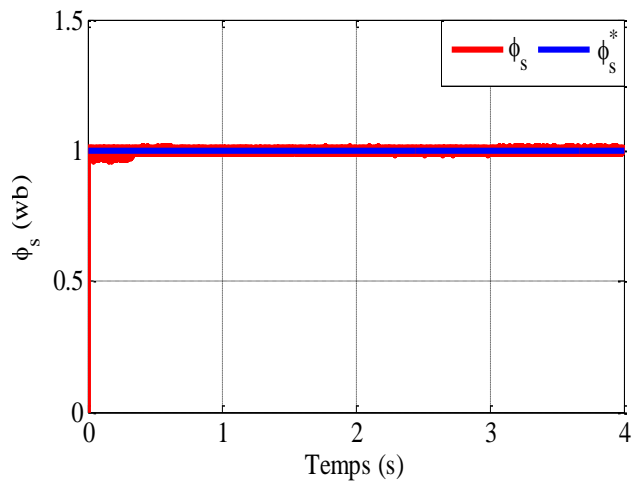
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



(b) Zoom de vitesse ω_r (rad/s)



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



(d) Le flux ϕ_s (Wb)

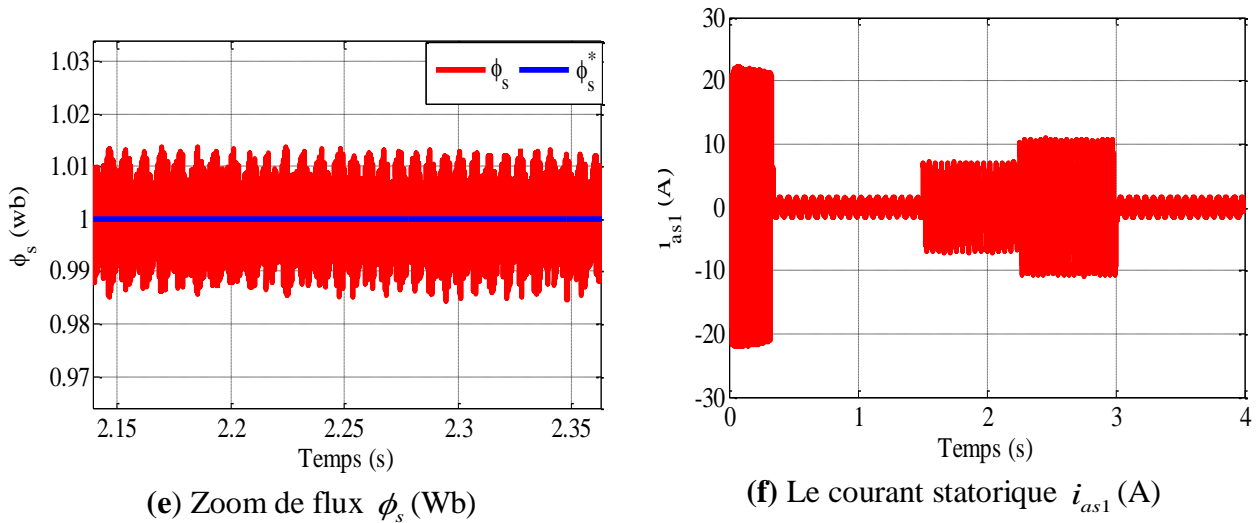
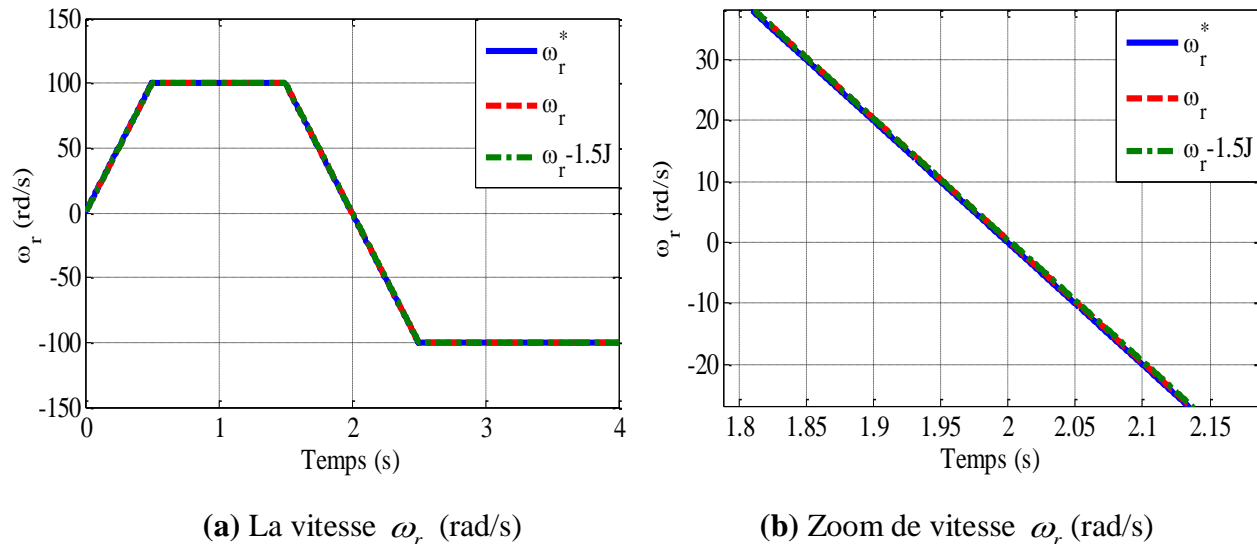


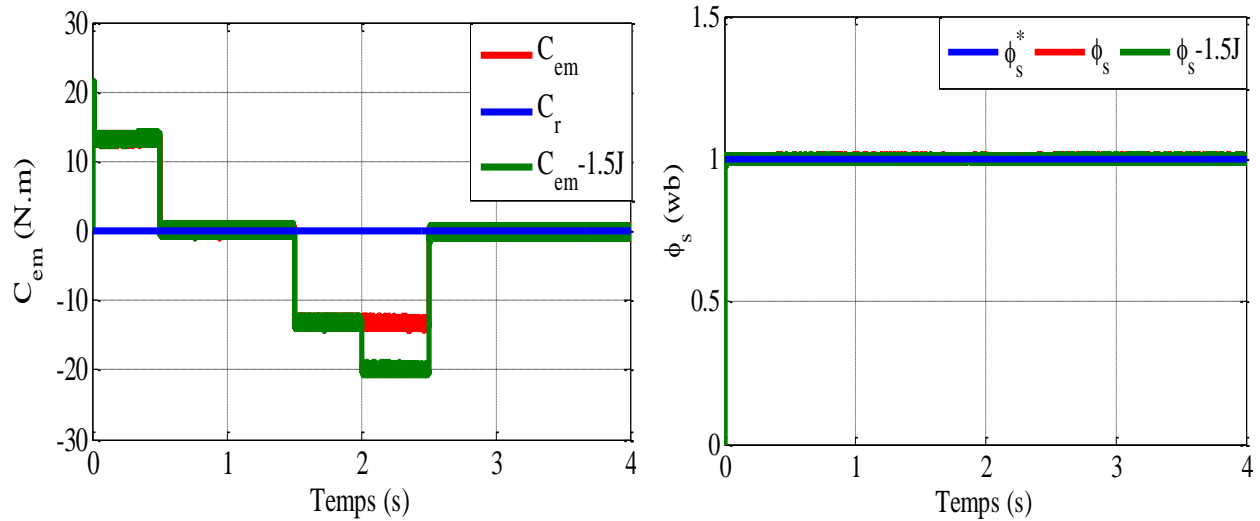
Figure 5.10 L'effet de l'application d'un couple résistant variable.

Performance vis-à-vis à la variation du moment d'inertie

La FIG 5.11 présente les résultats de simulation lors de l'inversion de la vitesse avec variation du moment d'inertie de J vers $1.5J^n$ à partir $t=2s$.

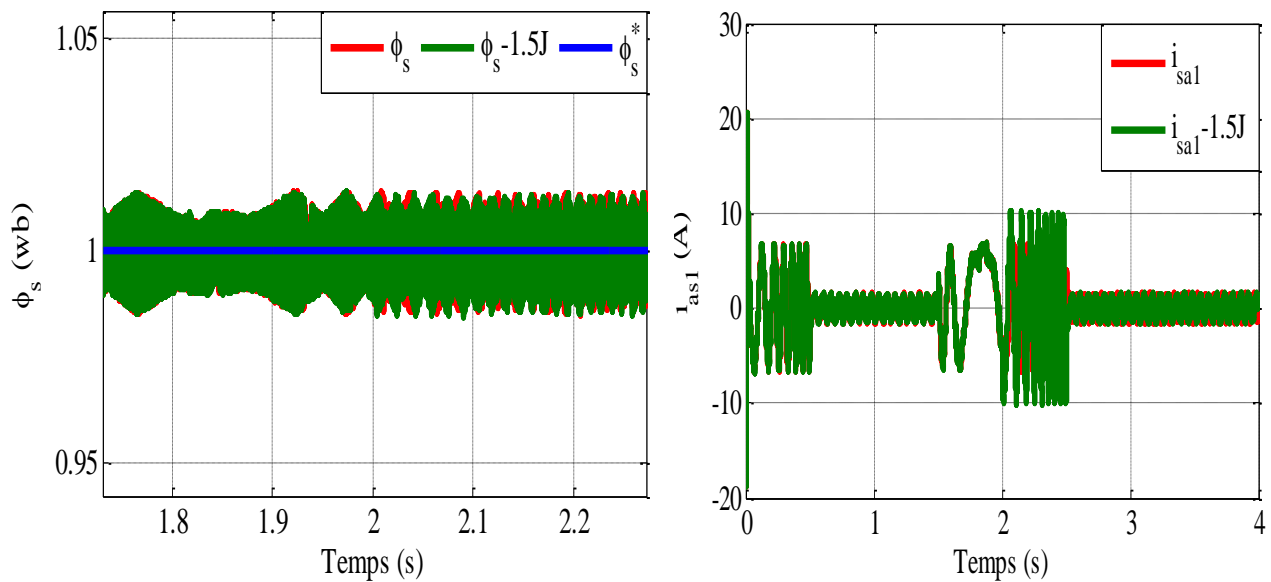
A partir des résultats de simulation, on observe que la variation du moment d'inertie n'influe pas sur la réponse de la vitesse et du flux statorique, FIG 5.11(a), FIG 5.11(b), FIG 5.11(d) et FIG 5.11(e), l'allure de couple et des courants statorique subissent un petit changement lors de variation de moment d'inertie, ce changement est du à la relation entre les trois paramètres (courant, couple et moment d'inertie), FIG 5.11(c) et FIG 5.11(e).





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

(d) Le flux ϕ_s (Wb)



(e) Zoom de flux ϕ_s (Wb)

(f) Le courant statorique i_{as1} (A)

Figure 5.11 L'effet de la variation du moment d'inertie ($J = 1.5J^n$ à partir de $t=2s$) lors d'une inversion de sens de rotation à $t=1.5s$ en fonctionnement à vide.

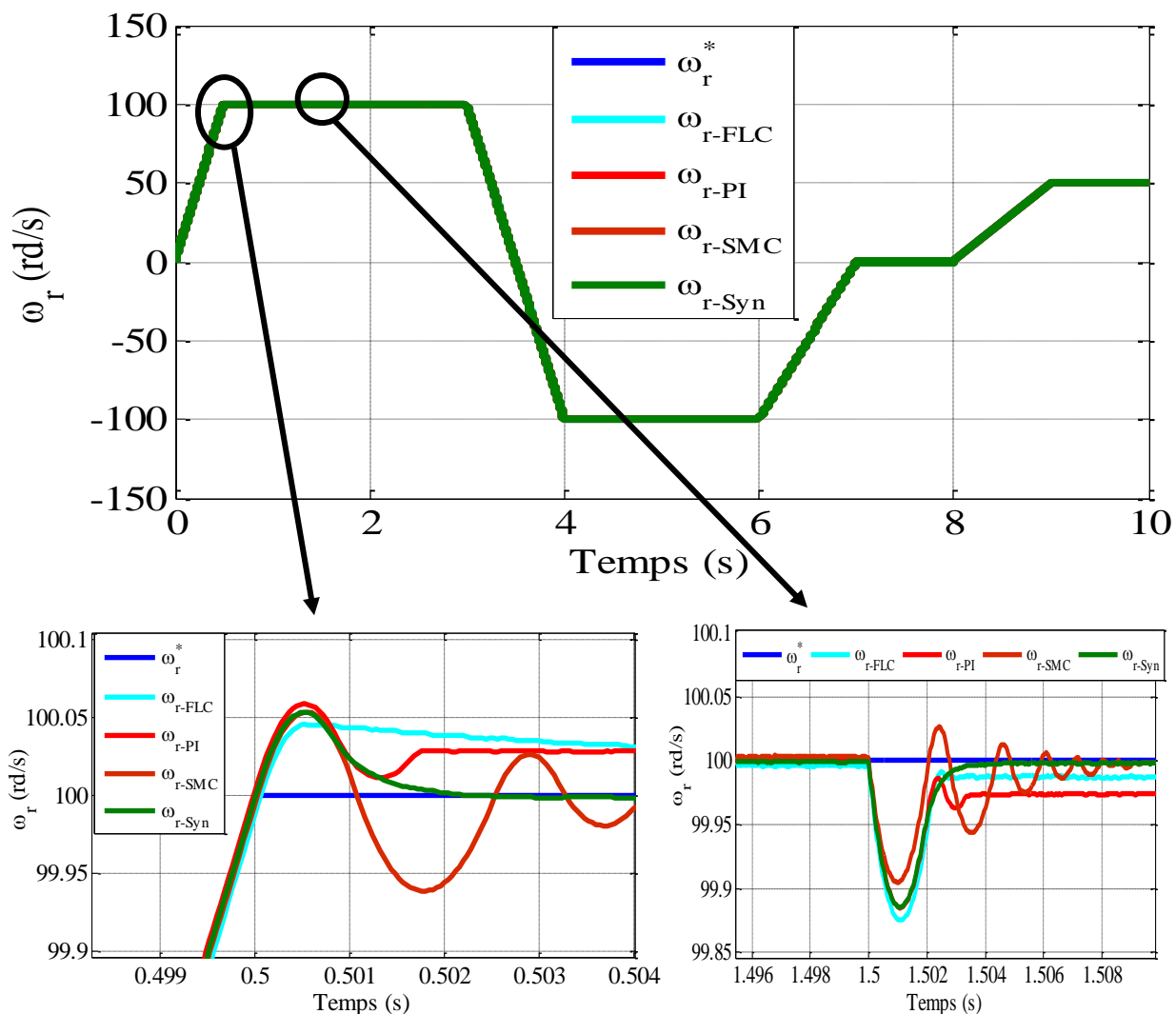
5.9.2 Evaluation des Performances du Régulateur Synergétique avec des autres Régulateurs

Dans cette partie de simulation, les performances de l'approche utilisée (synergique) ont été comparées à d'autres techniques sous deux tests différents :

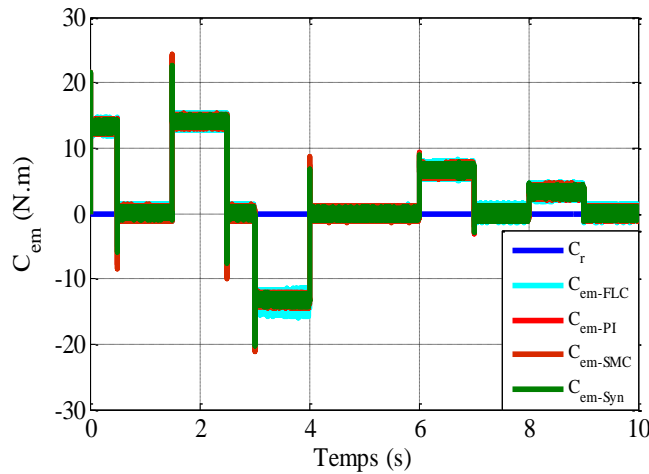
5.9.2.1 Test de Suivi de Référence

Dans cette section, la forme de la vitesse de référence est choisie comme une courbe en escalier avec une amplitude variable de 100rd/s, -100rad/s, 0rad/s et 50rad/s.

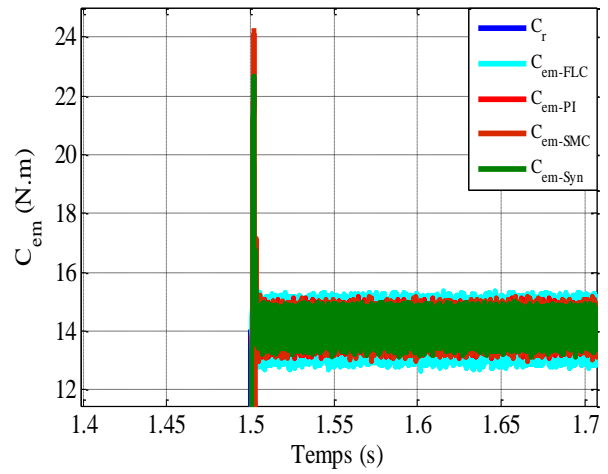
La FIG 5.12 montre les performances de chaque contrôleur lorsque la forme choisie de vitesse de référence est une courbe en escalier. Il a remarqué que le contrôleur synergique a les meilleures performances dans le suivi de la vitesse du référence, FIG 5.12(a), la vitesse atteint sa valeur de référence rapidement ce qui prouve la convergence rapide de l'approche proposée, le couple électromagnétique et le courant statorique suivent la variation choisie de la vitesse, FIG 5.12(b), FIG 5.12(c), FIG 5.12(d) et FIG 5.12(e), malgré ces changements le flux statorique suit parfaitement sa valeur de référence FIG 5.12(f) et FIG 5.12(g).



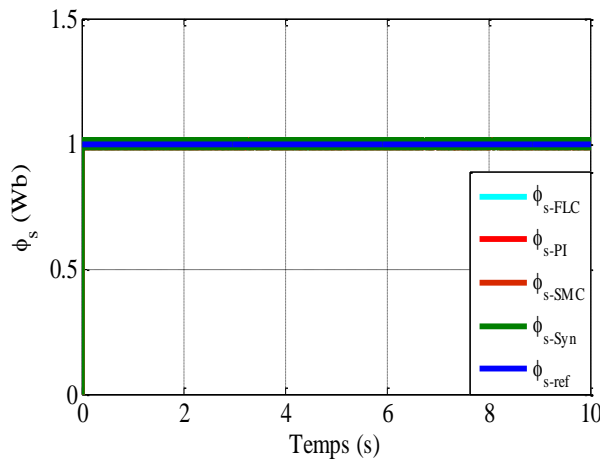
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



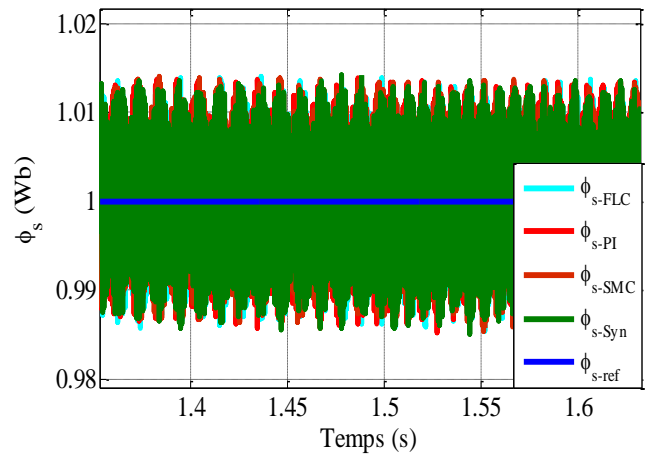
(b) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)



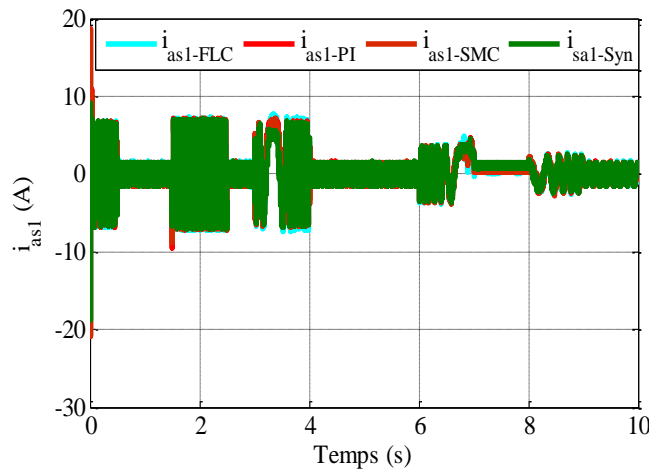
(c) Zoom de couple C_{em} (N.m)



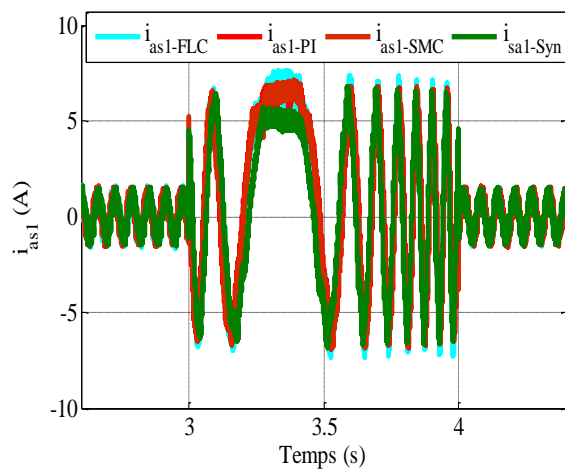
(d) Le flux ϕ_s (Wb)



(e) Zoom de flux ϕ_s (Wb)



(f) Le courant statorique i_{as1} (A)



(g) Zoom de courant statorique i_{as1} (A)

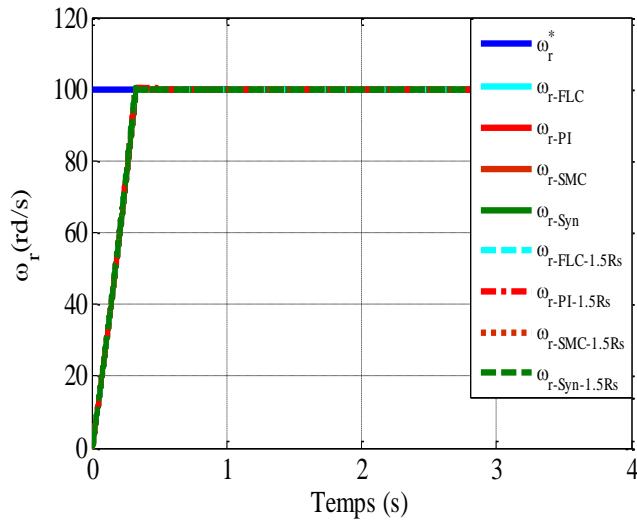
Figure 5.12 Performance de la MASDE commandée par la DTC pour une vitesse sous forme d'une courbe en escalier.

5.9.2.2 Test de Robustesse

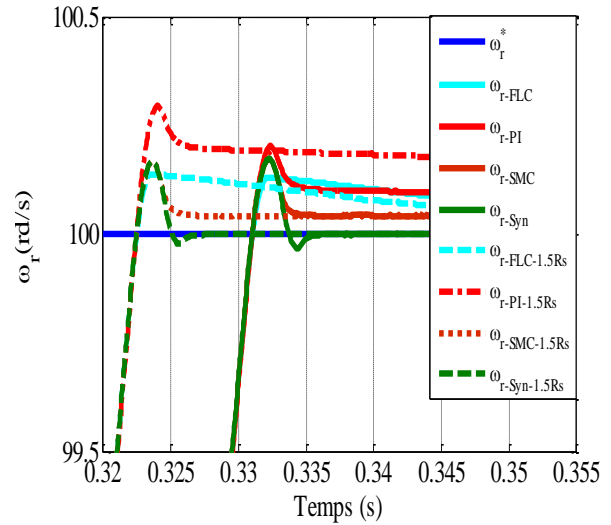
Dans cette partie de simulation, les tests de robustesse sont effectués comme suit :

- i. Une augmentation de la résistance du stator de 50%.
- ii. Une augmentation de la résistance du rotor de 50%.

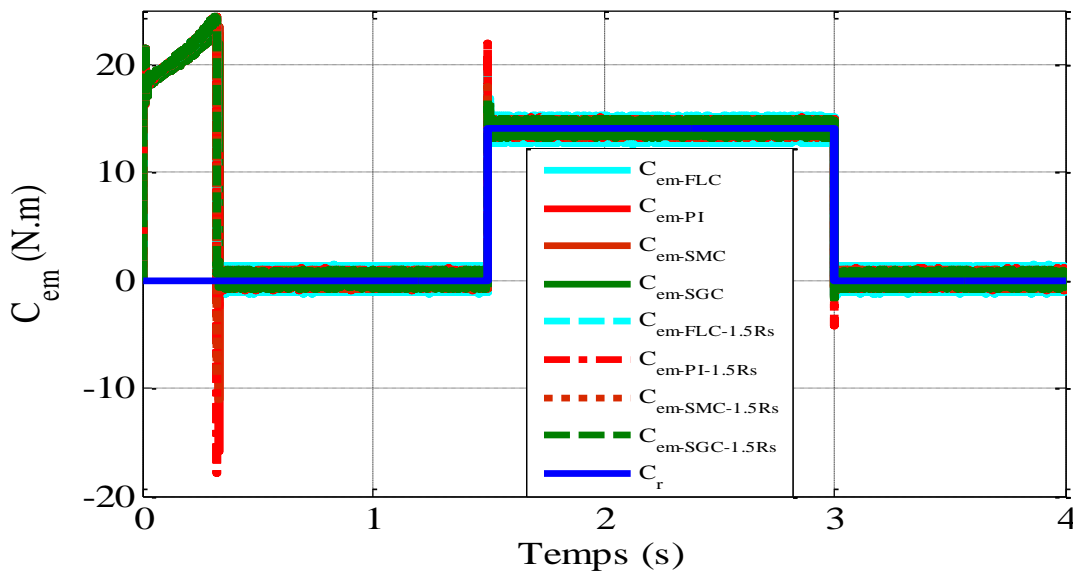
Performance vis-à-vis à la variation de la résistance statorique



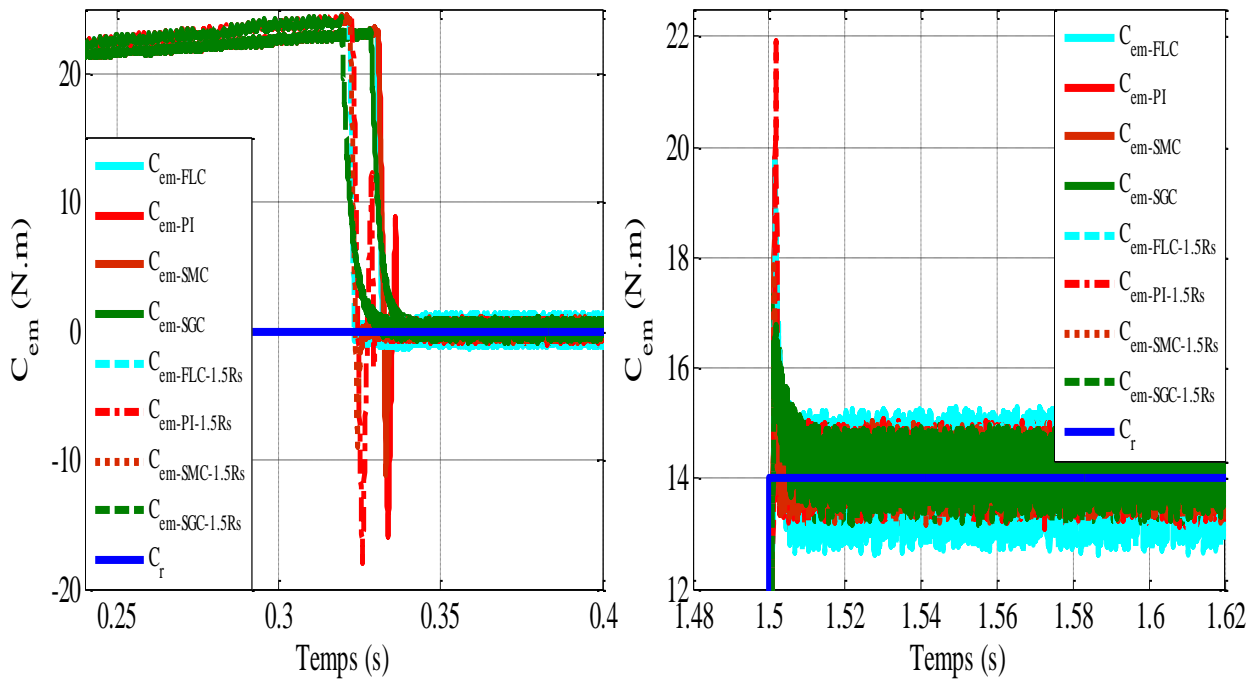
(a) La vitesse ω_r (rad/s)



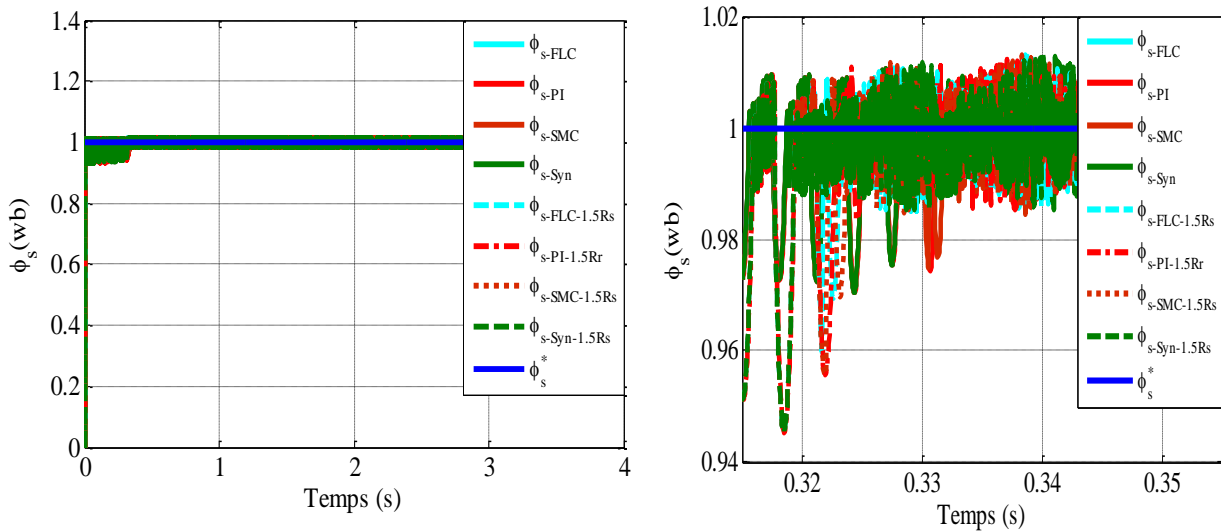
(b) Zoom de vitesse ω_r (rad/s)



(c) Le couple C_{em} (N.m)

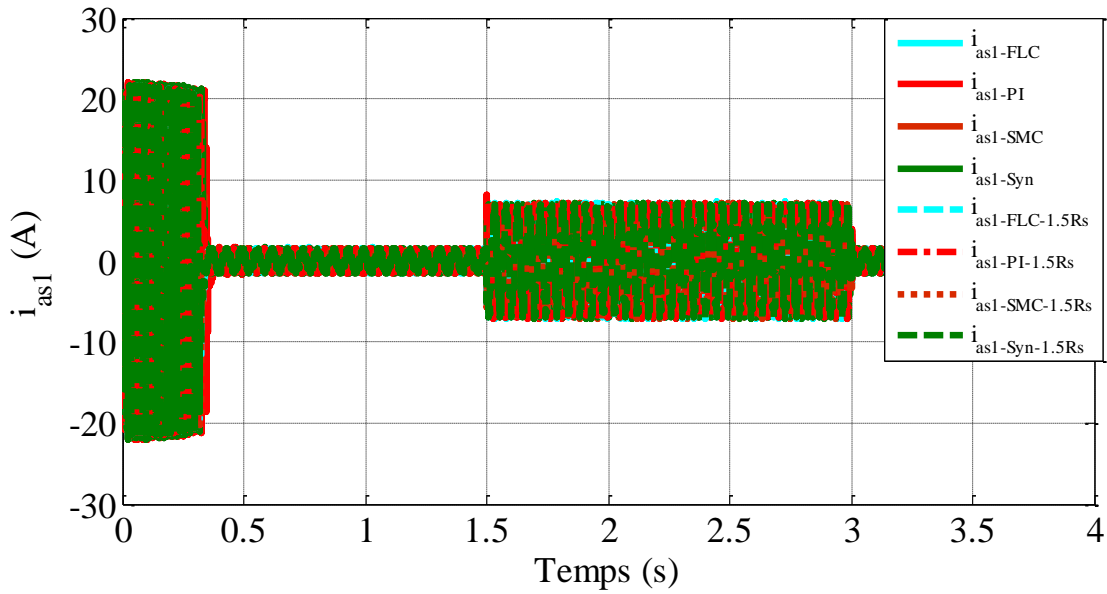


(d) Zoom de couple C_{em} (N.m)

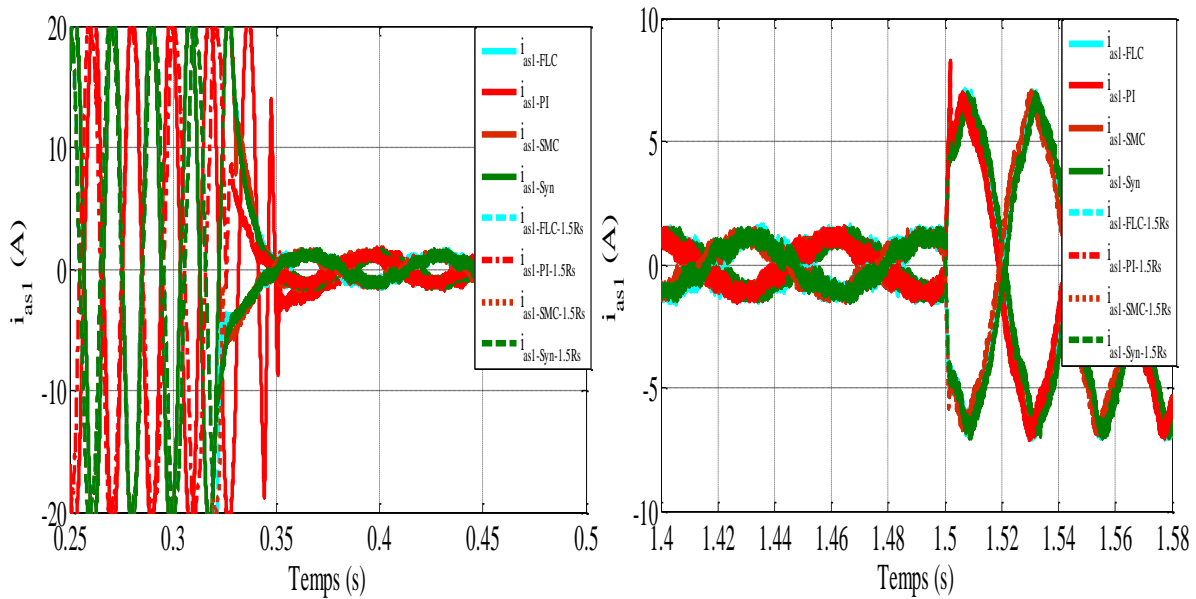


(e) Le flux ϕ_s (Wb)

(f) Zoom de flux ϕ_s (Wb)



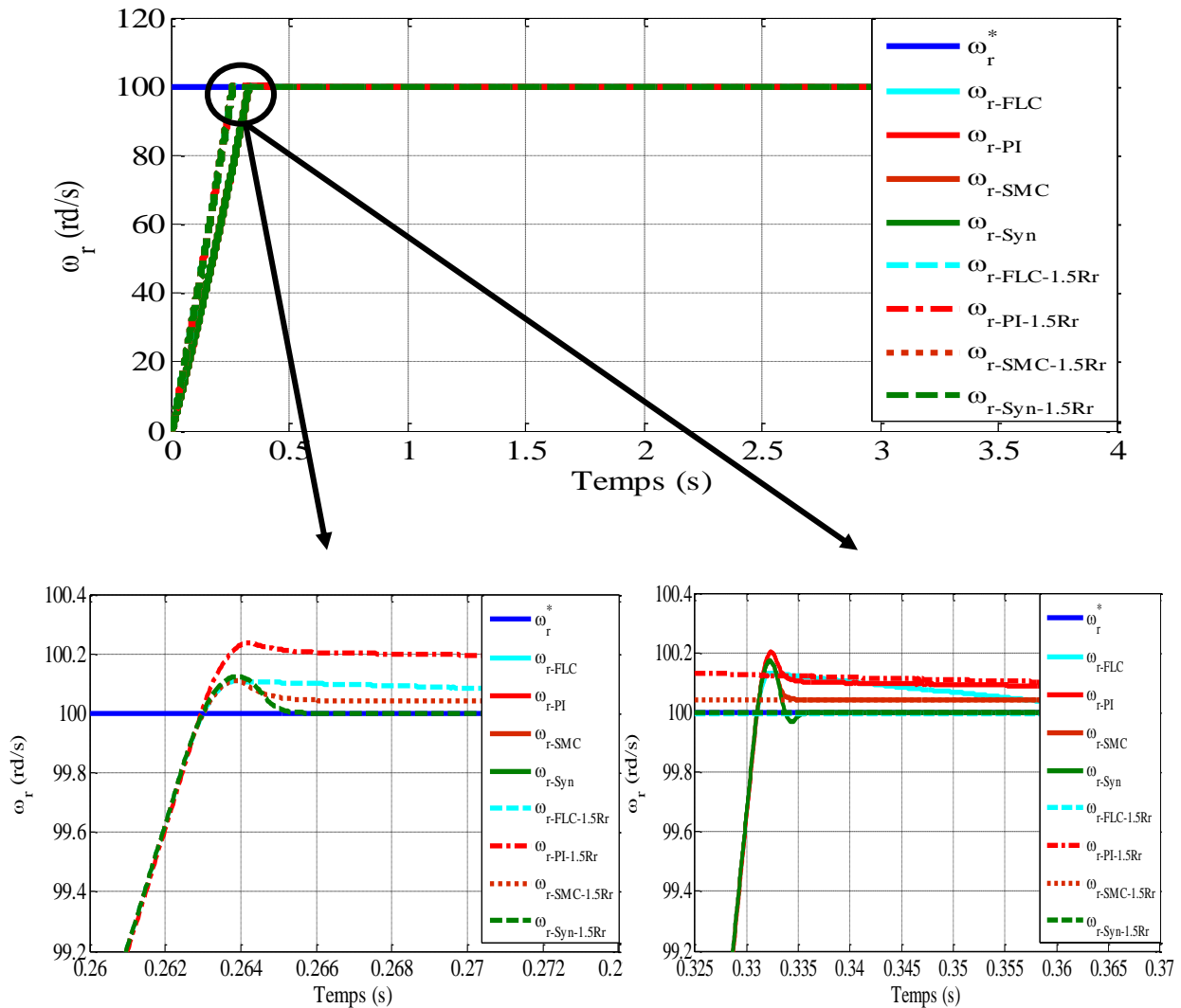
(g) Le courant statorique i_{as1} (A)



(h) Zoom de i_{as1} (A)

Figure 5.13 L'effet de la variation de résistance statorique ($R_s = 1.5R_s^n$) pour un démarrage à vide suivi de l'application d'un couple résistant ($C_r = 14N.m$) à $t=1.5s$.

Performance vis-à-vis à la variation de la résistance rotorique



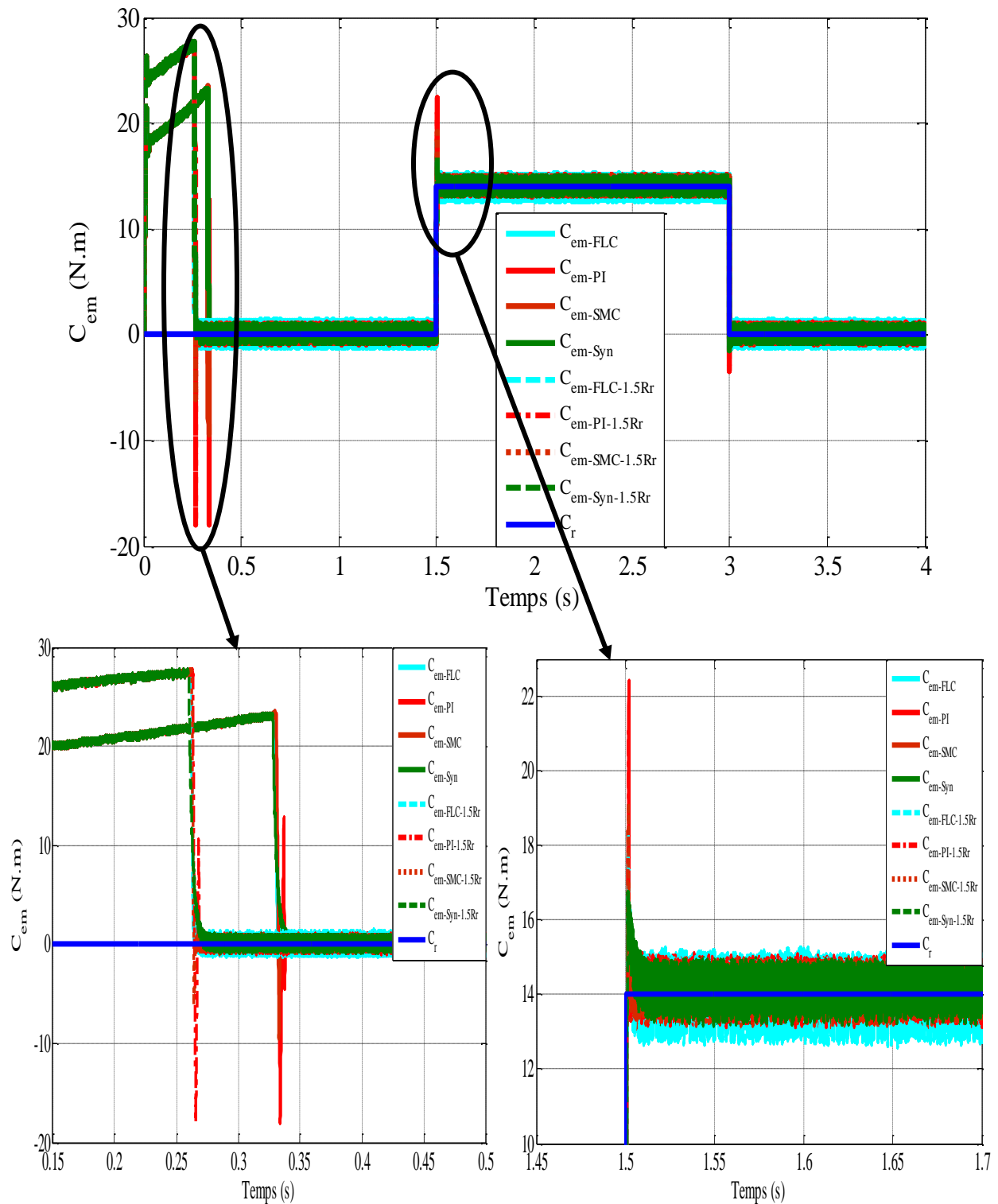
(a) La vitesse ω_r (rad/s)

Les FIG 5.13 et FIG 5.14 montrent que la vitesse du rotor, le couple, le courant statorique et le flux ont un effet clair en raison des variations de résistance rotorique et statorique, l'effet de cette variation semble plus important pour les régulateurs FLC, PI et SMC par rapport au régulateur synergique. Il a également remarqué que les sous-dépassements et les dépassements sont minimisés avec le contrôleur synergique par rapport aux autres contrôleurs (FLC, PI et SMC).

5.9.2.3 Evaluation des Régulateurs de Terme du THD

La FIG 5.15 montrent respectivement le zoom du couple, le flux statorique et les réponses en vitesse, le Tableau 5.4 résume le THD du courant principal et le Tableau 5.5 illustre l'amplitude des ondulations pour chaque contrôleur.

Ces résultats montrent que l'utilisation de synergétique nous a conduits à la réduction de l'amplitude d'ondulation et du courant THD, en plus d'une amélioration du temps de montée.



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

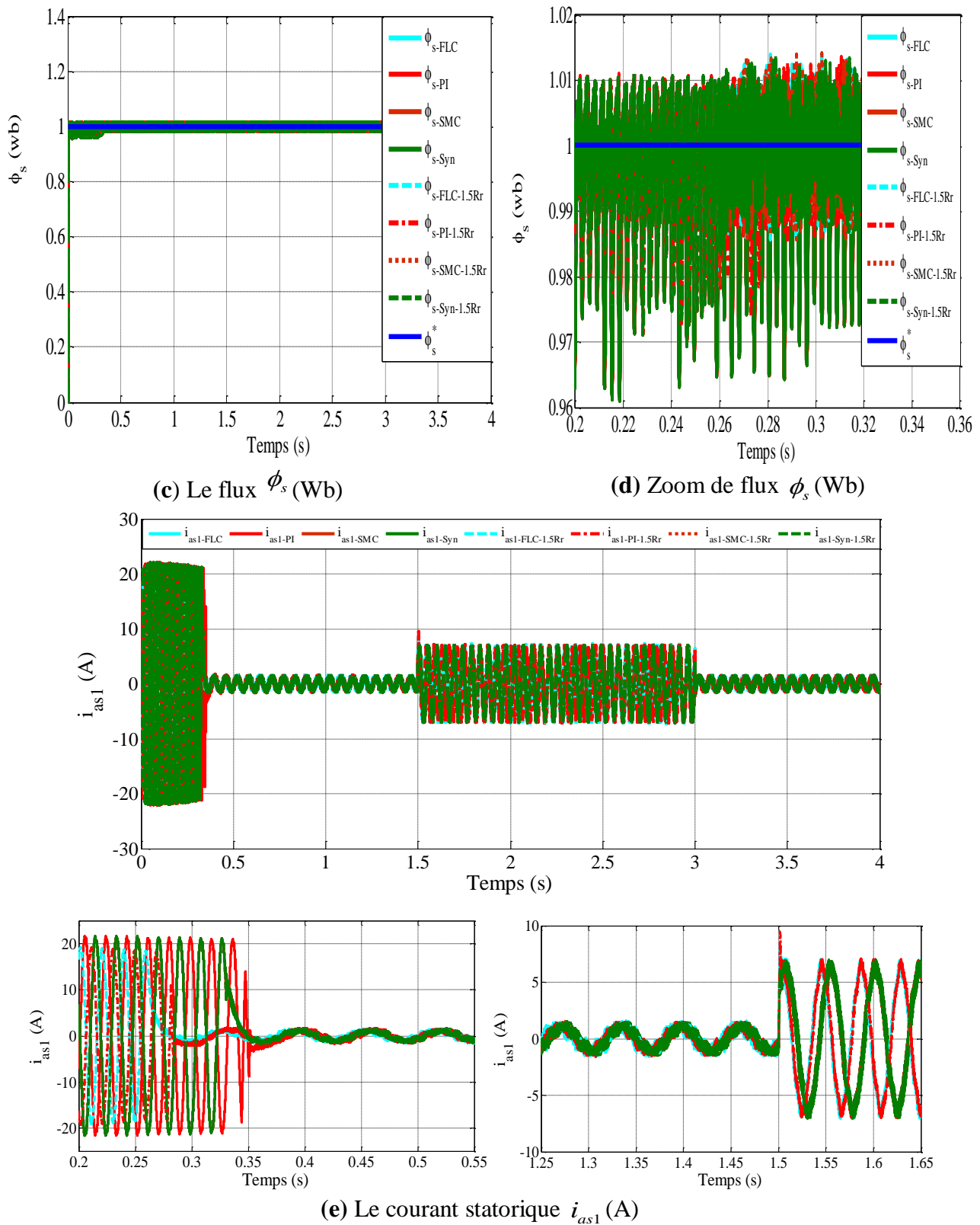
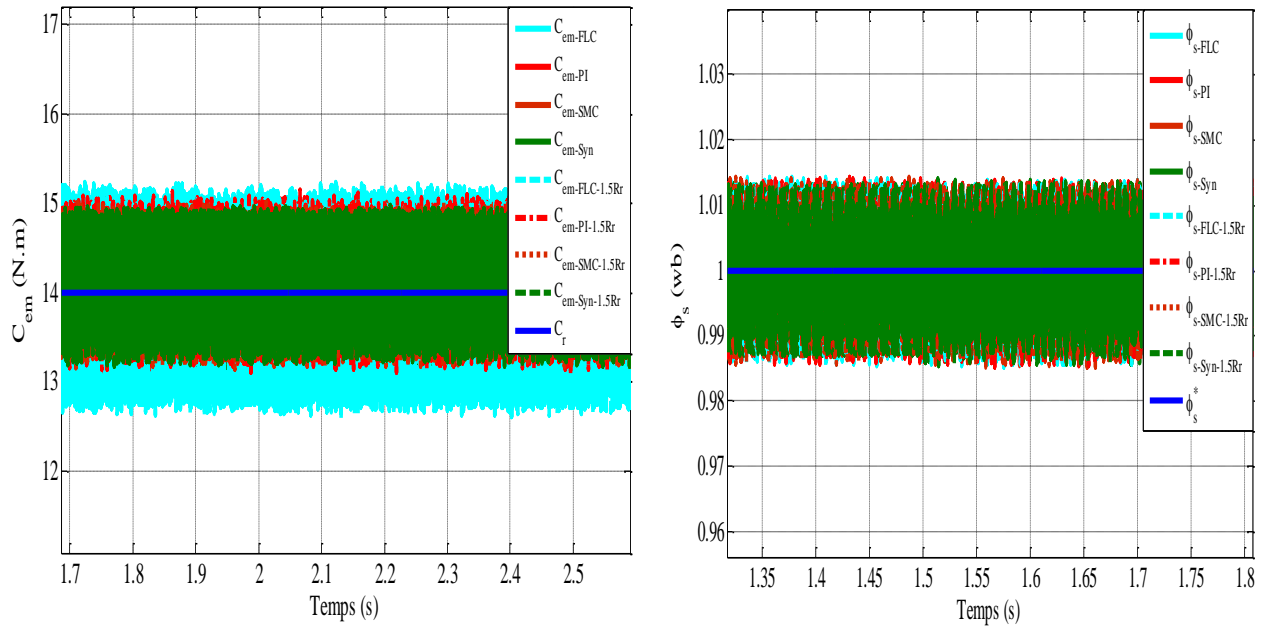
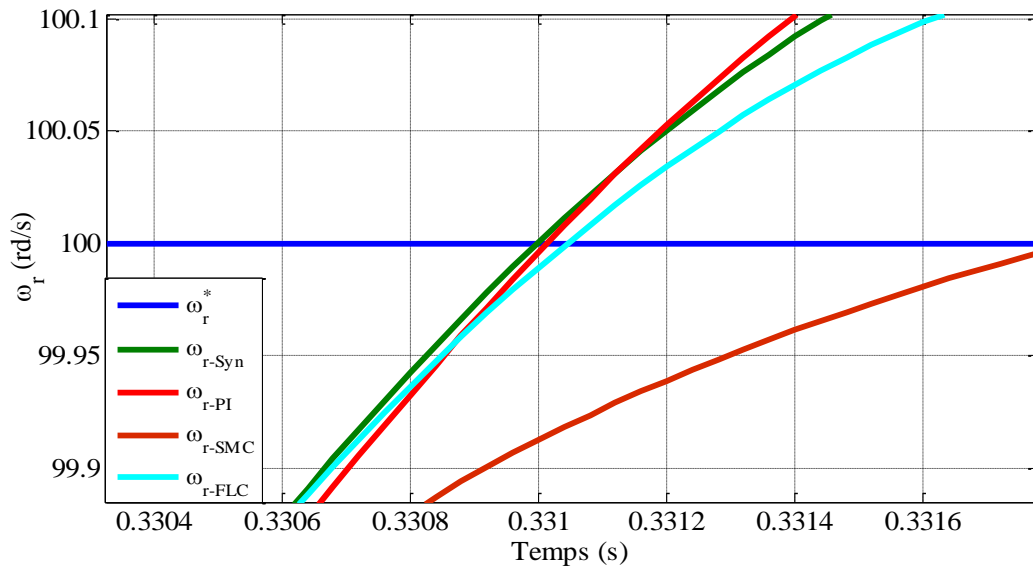


Figure 5.14 L'effet de la variation de résistance rotorique ($R_r = 1.5R_r^n$) pour un démarrage à vide suivi de l'application d'un couple résistant ($C_r = 14N.m$) à $t=1.5s$.



(a) Zoom de couple C_{em} (N.m)

(b) Zoom de flux ϕ_s (Wb)



(c) Zoom de vitesse ω_r (rad/s)

Figure 5.15 Evaluation des performances des régulateurs.

Tableau 5.4 THD du courant pour chaque régulateur.

Régulateurs	SCT	SMC	PI	FLC
THD % du courant	5.85%	6.29%	6.1%	6.34%

Tableau 5.5 Les ondulations du flux et du courant pour chaque régulateur.

Régulateurs	SCT	SMC	PI	FLC
Ondulations du couple (N.m)	13.65-14.4 (0.75)	13.35-14.66 (1.31)	13.48-14.86 (1.38)	12.96-15.22 (2.26)
Ondulations du flux (Wb)	0.9947-1.002 (0.0073)	0.9898-1.009 (0.0192)	0.9861-1.006 (0.0199)	0.9874-1.011 (0.0236)

5.10 Conclusion

Une nouvelle approche pour la commande DTC de la MASDE basée sur la théorie du contrôle synergique (SCT) a été étudiée dans ce chapitre. L'application du SCT nous a permis de concevoir une stratégie de contrôle analytique en utilisant un modèle non linéaire de la MASDE pour régler la vitesse et le flux en continu. Ces contrôleurs garantissent la stabilité asymptotique du système en boucle fermée grâce à la théorie de Lyapunov. Dans la première partie de la simulation, les performances de l'approche utilisée ont été suivies et évaluées. Dans la deuxième partie de la simulation, le contrôleur synergétique a été évalué et comparé aux contrôleurs classiques PI, mode glissant et logique flou en tenant compte des comportements de la MASDE en régime transitoire et permanent. A partir des résultats de la simulation, il a été observé que les contrôleurs basés sur SCT présentaient de meilleures performances dans tous les cas considérés par rapport aux contrôleurs classiques PI, SM et FL tels que : variation des paramètres de la MASDE, une surcharge mécanique, THD de courant statorique et de flux statorique, les ondulations de couple électromagnétique et de flux.

Conclusion Générale

Le but visé à travers ce travail été l'étude, la modélisation et la commande, par quatre techniques de commande, de la machine asynchrone double étoile alimentée en tension, dont la première technique est la commande vectorielle (FOC) à base des régulateurs classique PI, la deuxième technique est la commande par mode glissant (SMC), la troisième technique est la commande backstepping (BSC) et la dernière technique est la commande directe du couple (DTC) basée sur les régulateurs classiques PI, mode glissant SMC, logique floue FLC et synergétique.

Dans le premier chapitre, nous avons entamé ce travail par une étude théorique sur la machine asynchrone double étoile, où on a donné une petite description sur cette machine puis on a présentée la modélisation, les modes de fonctionnement et l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension à deux niveaux, à trois niveaux et à cinq niveaux.

Pour le but de maintenir la vitesse réglable quelque soit le mode et les conditions de fonctionnement, le deuxième chapitre a été consacré à l'application de la commande vectorielle (FOC) pour la MASDE.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressé à l'application de l'une des techniques de commande robuste, nommée commande par mode de glissement. Les résultats obtenus ont montré que cette technique de commande fournit des meilleures performances par rapport à la commande vectorielle. Cette technique offre des bonnes performances statiques et dynamiques, elle présente également plusieurs avantage, une bonne robustesse contre les variations paramétriques de la machine, une rejection quasi total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite. Toutefois, cette commande présente un inconvénient majeur d'être relativement à l'effet chattering limitant son utilisation dans la pratique.

Pour avoir les mêmes performances ou plus, le quatrième chapitre dédié à l'aspect théorique du backstepping et exposer les étapes permettent d'établir la commande globale assurent la stabilité du système non linéaire avec une application de cette technique pour la MASDE.

Etant donné que le réglage de la vitesse est un élément crucial. Dans le cinquième chapitre, on a appliqué le contrôle direct du couple (DTC) qui possède plusieurs avantages par apport aux commandes classiques (un découplage naturel, l'absence de la technique MLI pour les onduleurs de tension, réponse excellente du couple, etc.).

Conclusion Générale

Les résultats de simulations obtenus permettent de juger la qualité de cette commande qui est caractérisée par l'absence de dépassement et les courts temps de réponse, elle présente également un autre avantage, c'est celui d'une bonne robustesse contre les variations paramétriques de la machine. Ces performances sont réalisées avec une structure simple. Ainsi que le but de cette technique n'est pas la recherche sur les tensions à appliquer à la machine, mais sur les meilleurs états de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur.

Dans le but d'améliorer ces résultats, nous avons combiné entre la commande directe du couple (DTC) et quatre contrôleurs, PI, le mode glissant (SMC), la logique floue et synergétique, on a fait une étude comparative entre les quatre contrôleurs.

Les résultats de simulation obtenus par l'utilisation du contrôleur synergétique ont montré que cette technique de réglage apporte quelques améliorations remarquables par rapport au régulateur SMC et FLC, où il offre des bonnes performances statiques et dynamiques, un rejet immédiat et quasi-total du couple résistant, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite.

Suggestions et Perspectives

Dans le but d'enrichir ce travail, quelques perspectives seront citées :

- ✚ Réalisation pratique des techniques utilisées dans cette thèse.
- ✚ Modélisation, commande de la MASDE en fonctionnement génératrice.
- ✚ L'élimination du capteur de vitesse (commande sans capteur) qui peut augmenter la robustesse et minimiser le coût d'utilisation de cette machine dans des applications de forte puissance.
- ✚ L'étude du fonctionnement de la machine commandée et sa réponse en cas de rupture d'une ou plusieurs phases.
- ✚ Reprendre l'étude présentée en changeant les onduleurs multi-niveaux par d'autres convertisseurs de puissance tels que: les convertisseurs matriciels et les convertisseurs multicellulaires pour améliorer de plus les performances du courant et de la tension.

Annexe

Les paramètres de la MASDE utilisés sont [59]:

Puissance nominale	$P_n = 4,5 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
Courant nominal	$I_n = 5,6 \text{ A}$
Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 3,72 \text{ } \Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3,72 \text{ } \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2,12 \text{ } \Omega$
Inductance propre cyclique d'une phase de l'étoile 1	$L_{s1} = 0,022 \text{ H}$
Inductance propre cyclique d'une phase de l'étoile 2	$L_{s2} = 0,022 \text{ H}$
Inductance propre cyclique d'une phase rotorique	$L_r = 0,006 \text{ H}$
Inductance mutuelle cyclique	$L_m = 0,3672 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0,0662 \text{ kgm}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0,001 \text{ N.m.s/rad}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$p = 1$

Bibliographie

- [1] T. M. Jahns, "Improved reliability in solid-state ac drives by means of multiple independent phase-drive units," *IEEE Trans on Indus Appl.*, vol. IA16, no. 3, pp. 321-331, 1980
- [2] E. Levi, "Recent developments in high performance variable speed multiphase induction motor drives," in *Sixth Int. Symposium Nikola Tesla*, Belgrade, SASA, Serbia, Oct. pp.18-20, 2006.
- [3] R. Bojoi, E. Levi, F. Farina, A. Tenconi and F. Profumo, "Dual three phase induction motor drive with digital current control in the stationary reference frame," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 153, no. 1, pp. 129-139. Jan. 2006.
- [4] M. Elkheir, " Amélioration des Performances de Régulation d'une Machine Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle", *Thèse de Doctorat*, l'Universite de Batna, Algerie, 2013.
- [5] F. Terrien, S. Siala and P. Noy, "Multiphase induction motor sensorless control for electric ship propulsion," *ALSTOM Power Conversion Marine & Offshore*, France. Reproduced with kind permission, pp. 556-561, 2004.
- [6] Chaabane, Hadji, Khodja Djalal Eddine, and Chakroune Salim. "Sensorless backstepping control using a Luenberger observer for double-star induction motor." *Archives of Electrical Engineering*, vol. 69, no. 1 2020.
- [7] Khadar, Saad, Haitham Abu-Rub, and Abdellah Kouzou. "Sensorless Sliding Mode Control of Open-End Dual-Stator Induction Motor using Extended Kalman Filter." *2021 18th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*. IEEE, 2021.
- [8] Oumar, Aichetoune, et al. "Robust Nonlinear Controller of the Speed for Double Star Induction Machine in the Presence of a Sensor Fault." *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, vol. 13, no. 3, pp. 124-133, 2020.
- [9] Hossine, Guermit, and Kouzi Katia. "Analyze and Fault Diagnosis of Double Star Induction Motor Using Wavelet Transformation." *International Conference in Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems*. Springer, Cham, 2020.
- [10] B. Said, "Modélisation et commande d'un onduleur à sept niveaux à diodes flottantes: Application à la conduite d'une machine asynchrone," *Thèse Doctorat*, Ecole National Polytechnique, Alger, 2008.

Bibliographie

- [11] Syamkumar, Uma, and B. Jayanand. "Real-time implementation of sensorless indirect field-oriented control of three-phase induction motor using a Kalman smoothing-based observer." *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol.30, no. 2, pp. e12242, 2020.
- [12] Bendjeddou, Yacine, Rachid Abdessemed, and Elkheir Merabet. "Improved field oriented control for standalone dual star induction generator used in wind energy conversion." *Engineering Review: Međunarodni časopis namijenjen publiciranju originalnih istraživanja s aspekta analize konstrukcija, materijala i novih tehnologija u području strojarstva, brodogradnje, temeljnih tehničkih znanosti, elektrotehnike, računarstva i građevinarstva*, vol. 40, no. 2, pp. 34-46, 2020.
- [13] Milfont, Leonardo Duarte, et al. "DSC-based Generalized Predictive Control Algorithm for an Indirect Field-Oriented Induction Motor Drive by using FIR filters Approach." *2021 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. IEEE, 2021.
- [14] TABASIAN, Rahemeh, GHANBARI, Mahmood, ESMAELI, Abdolreza, et al. "Direct field-oriented control strategy for fault-tolerant control of induction machine drives based on EKF". *IET Electric Power Applications*, 2020.
- [15] Benbouhenni, H., and R. Taleb. "Commande directe du couple neuronale à 6 secteurs de la machine asynchrone alimentée par onduleur NPC à sept niveaux." *Revue Proceedings of Engineering and Technology (PET)*, vol. 14, pp. 137-142, 2017.
- [16] Zheng, L., Fletcher, J.E., Williams, B.W., He, X. "A novel direct torque control scheme for a sensorless five-phase induction motor drive." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 503-513, 2010.
- [17] Ammar, Abdelkarim, et al. "Feedback linearization based sensorless direct torque control using stator flux MRAS-sliding mode observer for induction motor drive." *ISA transactions*, vol. 98, pp. 382-392, 2020.
- [18] SINGH, Sajjan Pal. "A novel interval type-2 fuzzy-based direct torque control of induction motor drive using five-level diode-clamped inverter." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no 1, pp. 149-159, 2020.
- [19] Suresh, S. "Discrete switching strategy for direct torque control of induction motor using adaptive pulse width modulator." *Microprocessors and Microsystems*, 103313, 2020.
- [20] Aroussi, H. A., Ziani, E., Bouderbala, M., & Bossoufi, B. "Improvement of direct torque control applied to doubly fed induction motor under variable speed." *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 11, no. 1, pp. 97, 2020.
- [21] Hakami, S. S., Mohd Alsofyani, I., & Lee, K. B. "Low-Speed Performance Improvement of Direct Torque Control for Induction Motor Drives Fed by Three-Level NPC Inverter." *Electronics*, vol. 9, no. 1, pp.77, 2020.

Bibliographie

- [22] H. Chaabane, “ Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double étoile,” *Thèse Doctorat*, Université Mohamed Boudiaf, M’sila, 2020.
- [23] I.D. Landau, *Identification et Commande des Systèmes*, Edition Hermès, 1993.
- [24] Chen, Chuanguang, and Haisheng Yu. “Backstepping sliding mode control of induction motor based on disturbance observer.” *IET Electric Power Applications*, vol. 14, no. 12, pp. 2537-2546, 2020.
- [25] CHE, Haijun, WU, Binglin, YANG, Jingming, et al. Speed sensorless sliding mode control of induction motor based on genetic algorithm optimization. *Measurement and Control*, vol. 53, no 1-2, pp. 192-204, 2020.
- [26] Devanshu, Ambrish, Madhusudan Singh, and Narendra Kumar. “Sliding mode control of induction motor drive based on feedback linearization.” *IETE Journal of Research*, vol. 66, no. 2, pp. 256-269, 2020.
- [27] Yang, Zebin, et al. "Fractional-order sliding mode control for a bearingless induction motor based on improved load torque observer." *Journal of the Franklin Institute*, vol. 358, no. 7, pp. 3701-3725, 2021.
- [28] Tarchała, Grzegorz, and Teresa Orłowska-Kowalska. “Discrete sliding mode speed control of induction motor using time-varying switching line.” *Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 185, 2020.
- [29] H. Chaabane, KH. Djalal Eddine, CH. Salim, “Indirect Self Tuning Adaptive Control of Double Stars Induction Machine By Sliding Mode,” *Rev Roum. Sci. Techn Électrotechn et Énerg*, vol. 64, no. 4, pp. 409-415, 2019.
- [30] A. Levant,” Controlling output Variables via Higher Order Sliding Modes”, *Européenne control conference (ECC)*. DOI: 10.23919/ECC, vol. 1999, no. 7099923, 1999.
- [31] I.D. Landau, R. Lozano, M. M’Saad, A. Karimi, “Adaptive Control Algorithmes, Analysis and Applications”, Springer, 2011.
- [32] Laribi, M., Cheikh, M. A., Larbès, C., & Barazane, L. Application de la commande synergétique au contrôle de vitesse d’une machine asynchrone. *Journal of Renewable Energies*, vol. 13, no. 3, pp. 485-496, 2010.
- [33] Mehdi, L., & Barazane, L. “Synergetic speed control of squirrel motor drives.” *Rev. Room Sci. Tech Électrotechn. et Énerg*, vol. 61, pp. 111-115, 2016.
- [34] Louri, M., Amrane, A., & Barazane, L. “Comparison between the performances of variables structures control and the theory of synergetic on applied to the squirrel motor drives.” In *3rd international conference on systems and control*, pp. 293-298. IEEE, October, 2013.
- [35] SIFFAT, Syed Ahmad, AHMAD, Iftikhar, RAHMAN, Aqeel Ur. “Robust integral

Bibliographie

- backstepping control for unified model of hybrid electric vehicles.” IEEE Access, vol. 8, pp. 49038-49052, 2020.
- [36] Nguyen, Tung Lam, Thanh Ha Vo, and Nam Duong Le. “Backstepping Control for Induction Motors with Input and Output Constrains.” Engineering, Technology & Applied Science Research, vol. 10, no. 4, pp. 5998-6003, 2020.
- [37] Madark, M., Ba-razzouk, A., Abdelmounim, E., & Malah, M. E. “Adaptive backstepping control of induction motor powered by photovoltaic generator.” International Journal of Electrical & Computer Engineering, vol. 11, no. 4, pp. 2088-8708, 2021.
- [38] E. A. Klingshirn, “High phase order induction motors Part I Description and theoretical consideration,” IEEE Trans Pow App Syst., vol.102, no. 1, pp. 47-53, Jan. 1983.
- [39] V. Pant, G. K. Singh and S. N. Singh, “Modeling of a multi-phase induction machine under fault condjtion,” IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99, pp. 92{97, Hong Kong, July 1999.
- [40] H. Amimeur, R. Abdessemed, D. Aouzellag, E. Merabet, F. Hamoudi, “A sliding mode control associated to the field-oriented control of dual-stator induction motor drives,” Journal of Electrical Engineering JEE., vol. 10, no. 3, pp. 2, 2010.
- [41] D. Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug, “Study and simulation of space vector PWM control of double-star induction motors,” IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, pp. 42-47, October 2000.
- [42] H. Razik, “Modelling of double star induction motor for diagnosis purpose,” in IEEE, pp. 907-912, 2003.
- [43] D. Hadiouche, contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : Modélisation, alimentation et structure, Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1., Soutenue le 20 décembre 2001.
- [44] D. Grenier, F. Labrique, H. Buyse et E. Matagne, Electromécanique, convertisseurs d'énergie et actionneurs, Editions Dunod, Paris, 2001
- [45] R. Abdessamed & M. Kadjoudj, Modélisation des machines électriques, Presses de l'Université de Batna, Algerie, 1997.
- [46] B. Hansruedi, Convertisseurs statiques, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1991.
- [47] D. Lalili, “MLI vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multiniveaux : application à la conduite de la machine asynchrone”, *Thèse de Doctorat*, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique ENSP Alger, Avril 2009.
- [48] E.M. Berkouk, “Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects : application aux gradateurs et aux onduleurs multiniveaux”, *Thèse de Doctorat*, CNAM Paris, Décembre1995.

Bibliographie

- [49] J.P. Caron et J.P. Hautier, “Convertisseurs statiques - méthodologie causale de modélisation et de commande”, *Ed. Technip*, Paris, 1999.
- [50] R. Zaimeddine, “Contrôle direct du couple d’une machine asynchrone alimentée par des onduleurs multiniveaux”, *Thèse de Doctorat*, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique ENSP Alger, Juillet 2007.
- [51] R. Guedouani, “Etude et commande des différentes cascades redresseurs de tension triphasé MLI - onduleur de tension à cinq niveaux : application à la conduite de la machine asynchrone de forte puissance”, *Thèse de Doctorat*, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique ENSP Alger, Juillet 2009.
- [52] R. Chibani, “Application de l’automatique aux cascades à onduleurs à cinq niveaux à structure NPC”, *Thèse de Doctorat*, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique ENSP Alger, 2007.
- [53] G. A. Capolino, H. Henao and V. T. Nguyen Phuoc, “Méthode de conception d'une commande vectorielle pour machine à induction,” SEE Journée d'études à Lille., pp. 1-19, Lille, Décembre 1992.
- [54] M. Pietrzak-david, Bernard de Fornel, “Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle,” SEE Journée d'études Lille., pp. 1-19, Lille, Décembre 1992.
- [55] M. B. Michael, K. P. John and F. Blaabjerg, “Field-oriented control of an induction motor using random pulse width modulation,” *IEEE Trans on Indus Appl*, vol. 37, no. 6, pp. 1777-1785, November/December 2001.
- [56] HAFFAF Adil ; CHEBABHI Moqrane, “Commande d’une Machine à Induction Par la Méthode H_{∞} ”; Année Universitaire : 2006/2007.
- [57] R. Abdessamed, M. kadjoudj, “Modélisation des machines électriques”, Presses de l’Université de Batna, Algérie, 1997.
- [58] D. Beriber, Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC, Thèse de magister, ENP., Alger, 2004.
- [59] E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur and F. Hamoudi, “Field oriented control of a dual star induction machine using fuzzy regulators,” CIP'07 4eme Conférence Internationale sur la Productique, pp. 03-04 November 2007. Sétif, Algérie, CD-ROM proceedings, 2007
- [60] H. Amimeur, R. Abdessemed, D. Aouzellag, K. Ghedamsi, F. Hamoudi, S. Chekkal, “A sliding mode control for dual-stator induction motor drives fed by matrix converters,” *Journal of Electrical Engineering JEE.*, vol. 11, no. 2, Art. 21, 2011.
- [61] G. A. Capolino, “Commande numérique vectorielle des machines à courant alternatif alimentées en courant,” *RGE N_5 -92*, Mai 1992.

Bibliographie

- [62] Utkin VI. Variable structure systems with sliding modes a survey. IEEE Trans Automat Control, AC-vol. 22, no. 2, pp. 212–22, 1977.
- [63] ZAIDI, Elyazid, et al. “Control of a multiphase machine fed by multilevel inverter based on sliding mode controller.” 2019 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe). IEEE, 2019.
- [64] S. Abderazak and N. Farid, “Comparative study between Sliding mode controller and Fuzzy Sliding mode controller in a speed control for doubly fed induction motor”, Proceedings of the 4th International Conference on Control Engineering & Information Technology, Hammamet, Tunisia, pp.1-6, 2016.
- [65] A. Fatima, T. Almas, M. A. K. A. Biabani and M. Imran, “Sliding mode control of induction motor used in traction”, Proceedings of the International Conference on Electrical, Electronics and Optimization Techniques, Chennai, India, pp.3336-3343, 2016.
- [66] H. Amimeur, D. Aouzellag, R. Abdessemed and K.Ghedamsi, “Sliding mode control of a dual-stator induction generator for wind energy conversion systems”, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol.42, no.1, pp.60-70, 2012.
- [67] I. Utkin, “Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives”, IEEE transactions on industrial electronics, vol. 40, no. 1, pp.23-36, 1993.
- [68] Kanella Kopoulos, I., Kokotovic, P.V et Morse, A.S, “Systematic Design of Adaptive Controllers for Feedback Linearizable Systems,” IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 36, no. 11, pp. 1241-1253, 1991.
- [69] Chabbi Azedine, “Commande Backstepping d’une machine asynchrone sans capteur de vitesse”, Thèse de Magistère En Electrotechnique l’université de Batna, février 2011.
- [70] Benheniche Abdelhak “Etude Comparée des différentes techniques de commande de la machine Asynchrone.” *Thèse de Doctorat*, université Badji Mokhtar Annaba 2016.
- [71] M. Krstić, I. Kanellakopoulos, and P. V. Kokotović, “*Nonlinear and adaptive control design*”, Ed. John Wiley and Sons, New York, 1995.
- [72] Abder Rezak Benaskeur “Aspects de l’application du Backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires”, *Thèse de Doctorat*, Université du Laval, février 2000.
- [73] Boukhalifa, G., Belkacem, S., Chikhi, A., Benagoune, S. “Direct torque control of dual star induction motor using a fuzzy-PSO hybrid approach.” Applied Computing and Informatics, <http://dx.doi.org/10.1016/j.aci.2018.09.001>, 2018.
- [74] Yuntao, Y., Yan, L. “A Novel Sensorless Fuzzy Sliding-Mode Control of Induction Motor.” International Journal of Control and Automation, vol. 8, no. 9, pp. 1-10, 2015.

Bibliographie

- [75] Hamouda, N., Babes, B., Hamouda, C., Kahla, S., Ellinger, T., & Petzoldt, J. “Optimal Tuning of Fractional Order Proportional-Integral-Derivative Controller for Wire Feeder System Using Ant Colony Optimization Optimal Tuning of Fractional Order Proportional-Integral-Derivative Controller for Wire Feeder System Using Ant Colony Optimization.” *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, vol. 53, no. 2, pp. 157-166. <http://doi.org/10.18280/jesa.530201>, 2020.
- [76] Eddine, K. H., hamed Mouna, B., Mehdi, D., & Lassaad, S. Sliding mode-indirect vector control of double star induction motor using SVM technique. In *2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, pp. 1-6. IEEE, 2018, October.
- [77] Cherifi, D., Miloud, Y. “Hybrid Control Using Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control of Doubly Fed Induction Generator for Wind Energy Conversion System.” *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 64, no. 4, pp. 374-381. <http://dx.doi.org/10.3311/PPee.15508>, 2020.
- [78] Rahali, H., Zeghlache, S., Benyettou, L., Benalia, L. “Backstepping Sliding Mode Controller Improved with Interval Type-2 Fuzzy Logic Applied to the Dual Star Induction Motor.” *International Journal of Computational Intelligence and Applications*, vol. 18, no. 2, pp. 1950012. <https://doi.org/10.1142/S1469026819500123>, 2019.
- [79] Yu, X., Jiang, Z., Zhang, Y. “A synergetic control approach to grid-connected, wind-turbine doubly-fed induction generators.” In *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference IEEE*, pp. 2070-2076, 2008, June.
- [80] Hossine, G., Katia, K. “Improvement of vector control of dual star induction drive using synergetic approach.” In *2017 14th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, IEEE, pp.643-648. <http://dx.doi.org/10.1109/SSD.2017.8167006>, 2017, March.
- [81] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, “FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 779–787, 2002.
- [82] A. Maria, “Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones à aimants permanents.” Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, Novembre 2004.
- [83] M. O. Hamiti, “Réduction des Ondulations de Couple d’une Machine Synchrones à Réductance Variable. Approches par la Structure et par la Commande”. Thèse de Doctorat en Génie Electrique de l’université Henri Poincaré, Nancy-I, 15 Juin 2009.
- [84] R. Bojoi, M. Lazzari, F. Profumo and A. Tenconi, “Digital Field-Oriented Control for Dual Three-Phase Induction Motor Drives”, *IEEE Trans. On Industry Applications Conference*.

Bibliographie

- 37th IAS Annual Meeting, Vol. 2, no. 02CH37344, IEEE, 2002.
- [85] A. Hazzab, I. K. Bousserhane and M. Kamli, "Design of a fuzzy sliding mode controller by genetic algorithms for induction machine speed control," *Int. Journal Emerging Elec. Power Syst*, vol. 1, no. 2, 2004.
- [86] Bojoi, A. Tenconi, G. Griva and F. Profumo, "Vector control of dual three- phase induction-motor drives two current sensors," *RIEEE Trans. Ind. Appl*, vol. 42, no. 5, pp. 1284–1292, Sep./Oct. 2006.
- [87] E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur and F. Hamoudi, "Field oriented control of a dual star induction machine using fuzzy regulators," in *4th Int. Conf. Computer*, vol 6, pp. 12, 2007.
- [88] Dragan Antic, Marko Milojkovic, Sasa Nikolic, "Fuzzy Sliding Mode Control with Additional Fuzzy Control Component" *Facta Universitatis, Series: Automatic Control and Robotics*, vol. 8, no. 1, pp. 25 – 34, 2009.
- [89] L.A. Zadeh, L.A. Zadeh, *Fuzzy sets*, *Inf. Control* 8, 338–353, 1965.
- [90] Z. Tir, R. Abdessemed, "Hybrid fuzzy logic proportional plus conventional integrator-derivation controller of a novel BDFIG for wind energy conversion." *JEE* 12, pp. 1–6, 2014.
- [91] E.H. Mamdani, "Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant." *Proc. IEEE* 121, pp. 1585–1588, (12) (1974).
- [92] E. H. Mamdani and S. Assilian, "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller," *Internat. J. Man-Machine Stud*, vol. 7, pp. 1-13, 1975.
- [93] J. Lee, "On methods for improving performance of PI-type fuzzy logic controllers," *IEEE Tran. Fuzz. Sys.* vol. 1, no. 4, pp. 298-301, Nov. 1993
- [94] A. Kolesnikov, G. Veselov, A. Monti, et al., "Synergetic Synthesis of DC-DC Bwst Convener Controllers: Theoly and Experimental Analysis", in *Proc of the IEEE Applied Power Electronics 2002*, Dallas, pp. 409415, Texas, 2002.
- [95] A. Monti, R. Dougal, E. Santi, et al., "Compensation for Step-Load Variations when applying Synergetic Control", in *Proc. IEEE APEC*, Vol. 1, Miami Beach, Florida. 2003, pp. 334-340, 2003.
- [96] E. Santi, A. Monti. et al., "Synergetic Control far Dc-Dc Bwst Convener: Implementation Options", *IEEE Transactions on industry Applications*, vol. 39, No. 6, pp. 1803-1813, 2003.
- [97] Yu, X., Jiang, Z., Zhang, Y, "A synergetic control approach to grid-connected, wind-turbine doubly-fed induction generators." In *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference IEEE*, pp. 2070-2076, 2008.

Bibliographie

- [98] Son, Y.D., Heo, T.W., Santi, E., Monti A, “Synergetic control approach for induction motor speed control.” In 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society. IECON 2004, vol. 1, pp. 883-887, 2004.
- [99] Medjbeur, L., Harmas, M.N., Benaggoune, S, “Robust induction motor control using adaptive fuzzy synergetic control.” Journal of Electrical Engineering, vol. 12, no. 1, pp. 37-42, 2012.
- [100] Nusawardhana, Zak, S.H., Crossley, W.A, “Nonlinear synergetic optimal controllers. Journal of Guidance, Control, and Dynamics”. Vol. 30, no. 4, pp. 1134-1147, 2017.
- [101] Davoudi, A., Bazzi, A.M., Chapman, P.L, “Application of synergetic control theory to no sinusoidal PMSMs via multiple reference frame theory”. In: 2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, IEEE, pp. 2794–2799, 2008.

الخلاصة : تقدم هذه الرسالة مساهمة في تحسين التحكم في الآلة غير المتزامنة ذات النجم المزدوج التي تعمل بثلاثة أنواع من موجات الجهد ، ذات مستويين ، وثلاثة مستويات ، وخمسة مستويات. أولاً وقبل كل شيء قدمنا نمذجة للآلة ولمصدر الطاقة الخاص بها ثم تم إجراء دراسة عن طريق محاكاة مصدر الطاقة لهذه الآلة بواسطة موجبين للجهد بالإضافة إلى تطبيق التحكم الشعاعي بطريقتيه المباشرة وغير المباشرة من أجل تنظيم السرعة باستخدام منظمات كلاسيكية. عدة تقنيات للتحكم قد تم عرضها و تطبيقها على الآلة : المنظم الانزلاقي و السيطرة الخلفية و التحكم المباشر للعزم باستعمال منظمات كلاسيكية ، كنا مهتمين بضبط السرعة من خلال تأثير استبدال المنظم الكلاسيكي بمنظمات أخرى على أساس المنطق الضبابي ووضع الانزلاق ، وعلى وجه الخصوص عن طريق التآزر (سينيرجي) مع تقنية التحكم المباشر للعزم .

أجرينا محاكاة لعدة اختبارات : اقلاع بدون حمولة ،إدخال اضطراب خارجي ،عكس اتجاه الدوران بدون حمولة لكل المنظمات المختلفة بالإضافة الى اجراء بعض اختبارات المتانة المتعلقة بالاضطرابات الخارجية او بتغيرات قيم الماكنة. تم التعليق على النتائج المتحصل عليها و مقارنتها مع بعضها البعض ، من حيث النتائج التي تم الحصول عليها ، يمكننا تأكيد الأداء الديناميكي الجيد عند التعرض للاضطرابات الخارجية وكذا تغير قيم الماكنة.

الكلمات المفتاحية : الماكنة الكهربائية غير المتزامنة مزدوجة النجم ،موج الجهد ، تحكم شعاعي،ناظم المنطق الغامض ، النمط الانزلاقي ، السيطرة الخلفية ، المتانة ، التآزر (سينيرجي).

Résumé : Cette thèse présente une contribution à l'amélioration de la commande de la machine asynchrone double étoile alimentée par trois types d'onduleur de tension, à deux, à trois et à cinq niveaux. En première partie, la modélisation et l'étude par simulation de l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension sont présentées, ainsi que sa commande vectorielle avec ses deux méthodes directe et indirecte afin de régler la vitesse du rotor en utilisant les régulateurs PI. En deuxième partie, les commandes: mode de glissement, backstepping et DTC ont été présentées et appliquées à la MASDE. afin de contrôler et d'améliorer les performances de la MASDE, en utilisant en premier lieu des régulateurs PID, ensuite, nous nous sommes intéressés au réglage de la vitesse par l'impact de remplacement de régulateur PID par d'autres régulateurs basés sur la logique flou FLC, mode glissant SMC, et notamment par synergétique avec la technique DTC.

Plusieurs tests de simulation sont effectués tels que : démarrage à vide, insertion d'une perturbation externe, fonctionnement en charge et inversion du sens de rotation pour les différents régulateurs. De plus, des tests de robustesse concernant la variation paramétrique de la MASDE ont été aussi effectués. Ces résultats sont commentés et comparés entre eux, des bonnes performances dynamiques et une robustesse vis à vis de la perturbation extérieure et de la variation paramétrique sont enregistrées.

Mots clés : MASDE (Machine Asynchrone Double Etoile), onduleur de tension, commande vectorielle, FLC régulateur, SMC mode glissant, DTC commande directe du couple, synergétique.

Abstract : This thesis presents a contribution to the improvement the control of the double star asynchronous machine powered by three types of voltage inverters, two, three and five-level. In the first part, we presented the modeling of the DSIM and its power supply then a study was made by simulation of the power supply of the DSIM by two voltage inverters, also its vector control with its two methods direct and indirect in order to regulate the rotor speed using the PID regulators. In the second part: sliding mode control, backstepping control and DTC were presented and applied to the DSIM. to control the speed, first using PID regulators, then we were interested to the impact of replacing PID regulator by other regulators based on fuzzy logic FLC, sliding mode SMC, and in particular by synergetic with the DTC technique.

Several simulation tests are performed such as, start unloading, insertion of an external disturbance, load operation and reversing the direction of rotation for the various regulators. In addition, robustness tests for DSIM parametric variation were also performed. These results are discussed and compared with each other, good dynamic performance and robustness to the external disturbance and parameter variations are registered.

Key words : DSIM (Double Star Induction Motor), vector control, DTC direct torque control, FLC fuzzy logic control, SMC sliding mode control, synergetic.