

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



**T H E S E**

Présentée à



**L'U n i v e r s i t é H a d j L a k h d a r B a t n a**

**Faculté de Technologie  
Département d'Electrotechnique**

En vue de l'obtention du diplôme de

**D O C T O R A T E N S C I E N C E S**

Présentée par

**ELKHEIR MERABET**

Maître Assistant à l'Université de Batna

*Magister en Electrotechnique – Université de Batna*

*Ingénieur d'Etat en Electrotechnique – Université de M'sila*



**AMÉLIORATION DES PERFORMANCES DE RÉGULATION  
D'UNE MACHINE DOUBLE ETOILE PAR LES TECHNIQUES  
DE L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE**



**Thèse soutenue le : 31/01/2013 devant le jury :**

Med Lokmane BENDAAS	Président	Professeur	Univ. Batna
Rachid ABDESSEMED	Rapporteur	Professeur	Univ. Batna
Djamal AOUZELLAG	Examineur	Maître de Conférences	Univ. Béjaïa
Mabrouk HACHEMI	Examineur	Maître de Conférences	Univ. Sétif
Hammoud RADJELAI	Examineur	Maître de Conférences	Univ. Sétif
Youcef HARBOUCHE	Examineur	Maître de Conférences	Univ. Batna

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Batna (LEB)

# Remerciements

Au nom d'Allah. Tout d'abord je remercie Allah de m'avoir donné la force, la patience et la volonté pour réaliser ce travail dans des meilleures circonstances et en bonne santé.

“Celui ne remercie pas les hommes, ne remercie pas Allah.”

*La présente étude a été réalisée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Batna sous la direction de Monsieur Rachid ABDESSEMED Professeur à l'Université de Batna. Je tiens à lui exprimer ma profonde reconnaissance, mes sincères remerciements pour son aide, ses continuités conseils précieux.*

*J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Mohamed Lokmane BENDAAS Professeur à l'Université de Batna, 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 composé de Messieurs : Djamal AOUZELLAG Maître de Conférences à l'Université de Bejaïa, Mabrouk HACHEMI Maître de Conférences à l'Université de Sétif, Hammoud RADJELI Maître de Conférences à l'Université de Sétif et Mr. Youcef HARBOUCHE Maître de Conférences à l'Université de Batna. Je les remercie chaleureusement d'avoir accepté d'examiner et de juger la présente thèse.*

*Enfin, je tiens à remercier les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.*

# *Dédicace*

Je dédie cette modeste thèse à mes parents.

A mes chères sœurs et à mes chers frères.

A ma fiancée.

A mon cher encadreur Mr. Rachid ABDESSEMED.

A mes amis.

---

# Table des matières

---

<b>Table des Matières</b>	<b>iii</b>
<b>Table des Figures</b>	<b>vii</b>
<b>Liste des Tableaux</b>	<b>viii</b>
<b>Abréviations &amp; Symboles</b>	<b>ix</b>
<b>Introduction Générale</b>	<b>1</b>
<b>1 Etat de l'Art</b>	<b>4</b>
1.1 Introduction . . . . .	4
1.2 Types de Machines Multiphasées . . . . .	5
1.2.1 Machines Multiphasées de Type 1 . . . . .	5
1.2.2 Machines Multiphasées de Type 2 . . . . .	5
1.3 Avantages des Machines Multiphasées . . . . .	8
1.3.1 Amélioration de la Fiabilité . . . . .	8
1.3.2 Segmentation de Puissance . . . . .	9
1.3.3 Réduction d'Amplitude des Harmoniques de Couple . . . . .	9
1.3.4 Réduction de Différentes Pertes . . . . .	10
1.3.5 Conséquences des Avantages . . . . .	10
1.4 Application des Machines Multiphasées . . . . .	11
1.5 Inconvénients des Machines Multiphasées . . . . .	13
1.6 Conclusion . . . . .	13
<b>2 Modélisation et Alimentation de la Machine Asynchrone Double Etoile</b>	<b>14</b>
2.1 Introduction . . . . .	14
2.2 Description de la MASDE . . . . .	15
2.3 Principe de Fonctionnement de la MASDE . . . . .	16

2.4	Modèle Naturel de la MASDE . . . . .	16
2.4.1	Hypothèses Simplificatrices d'Etude . . . . .	16
2.4.2	Equations de Tensions . . . . .	17
2.4.3	Equations de Flux . . . . .	18
2.4.4	Couple Electromagnétique . . . . .	19
2.5	Modèle de Park . . . . .	19
2.5.1	Application de la Transformation de Park à la MASDE . . . . .	20
2.5.2	Mise sous Forme d'Equation d'Etat . . . . .	24
2.6	Simulation Numérique . . . . .	26
2.6.1	Interprétations des Résultats . . . . .	26
2.7	Inversion du Sens de Rotation . . . . .	29
2.8	Modélisation de l'Alimentation . . . . .	31
2.8.1	Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension . . . . .	31
2.8.2	Alimentation de la MASDE par deux Convertisseurs Matriciels . . . . .	37
2.9	Conclusion . . . . .	46
<b>3</b>	<b>Commande Vectorielle de la MASDE</b>	<b>47</b>
3.1	Introduction . . . . .	47
3.2	Principe de la Commande Vectorielle . . . . .	48
3.3	Méthodes de la Commande Vectorielle . . . . .	48
3.3.1	Commande Vectorielle Directe . . . . .	48
3.3.2	Commande Vectorielle Indirecte . . . . .	48
3.4	Commande Vectorielle Indirecte de la MASDE . . . . .	49
3.4.1	Régulation du Flux . . . . .	51
3.4.2	Synthèse des Régulateurs PI . . . . .	51
3.4.3	Commande en Boucle Ouverte de la MASDE . . . . .	53
3.5	Régulation de Vitesse de la MASDE Alimentée par deux Onduleurs . . . . .	54
3.5.1	Commande Vectorielle Indirecte . . . . .	54
3.5.2	Commande Vectorielle Directe . . . . .	59
3.5.3	Test de Robustesse . . . . .	65
3.6	Régulation de Vitesse de la MASDE Alimentée par deux Convertisseurs Matriciels . . . . .	68
3.6.1	Résultats de Simulation et Comparaison . . . . .	68
3.6.2	Résultats de Simulation des Tests de Robustesse . . . . .	73
3.7	Conclusion . . . . .	76
<b>4</b>	<b>Réglage de Vitesse de la MASDE par le Régulateur Flou Auto-Ajustable</b>	<b>77</b>
4.1	Introduction . . . . .	77
4.2	Bases de la Logique Floue . . . . .	78
4.2.1	Ensembles Flous et Variables Linguistiques . . . . .	78
4.2.2	Fonctions d'Appartenances . . . . .	78
4.2.3	Opérations sur les Ensembles Flous . . . . .	79
4.2.4	Les Règles Floues . . . . .	80
4.3	Structure Générale d'un Contrôleur Flou . . . . .	81
4.3.1	Gains d'Entré et de Sortie . . . . .	81
4.3.2	Base des Connaissances . . . . .	82

4.3.3	Fuzzification . . . . .	82
4.3.4	Inférence Floue . . . . .	83
4.3.5	Défuzzification . . . . .	85
4.4	Commande de Vitesse de la MASDE par Régulateur Flou Auto-Ajustable .	85
4.4.1	Structure du Régulateur Flou à Gain Ajuste en Ligne . . . . .	86
4.5	Résultats de Simulation Numérique . . . . .	89
4.5.1	MASDE Alimentée par deux Onduleurs de Tension . . . . .	89
4.5.2	MASDE Alimentée par deux Convertisseurs Matriciels . . . . .	96
4.6	Conclusion . . . . .	103
<b>5</b>	<b>Réglage de Vitesse de la MASDE par le Régulateur Basé sur le Réseau de Neurones Artificiels</b>	<b>104</b>
5.1	Introduction . . . . .	104
5.2	Réseaux de Neurones . . . . .	105
5.2.1	Neurone Formel . . . . .	105
5.2.2	Réseau de Neurones . . . . .	106
5.2.3	Apprentissage des Réseaux de Neurones . . . . .	107
5.2.4	Algorithmes d'Apprentissage . . . . .	108
5.3	Application des RNA au Réglage de la Vitesse . . . . .	109
5.3.1	Paramètres du Régulateur de RNA Utilisés . . . . .	110
5.4	Simulation et Interprétation . . . . .	111
5.4.1	Machine Alimentée par deux Onduleurs de Tension . . . . .	111
5.4.2	Machine Alimentée par deux Convertisseurs Matriciels . . . . .	116
5.5	Etude Comparative . . . . .	122
5.6	Conclusion . . . . .	124
	<b>Conclusion Générale</b>	<b>125</b>
	<b>Annexe</b>	<b>127</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>128</b>

---

# Table des figures

---

1.1	Représentation des couples électromagnétiques développés par les machines 3, 5 et 7 phases [Loc06]. . . . .	9
1.2	Amélioration des pertes de la MS-6phasée comparée avec une MS-3phasée.	10
1.3	Machine asynchrone de 6 phases utilisée dans l'éolienne. . . . .	12
1.4	MASDE connectée en série avec MAS. . . . .	12
2.1	Enroulements de la MASDE. . . . .	15
2.2	Transformation de PARK. . . . .	20
2.3	Enroulement de la MASDE dans les axes $d$ , $q$ . . . . .	22
2.4	La MSDE alimentée par le réseau. . . . .	26
2.5	Vitesse et couple électromagnétique du rotor. . . . .	27
2.6	Courant de phase $i_{as1}$ (A). . . . .	28
2.7	Courant de phase $i_{as2}$ (A). . . . .	28
2.8	Courant d'axes $d$ et $q$ . . . . .	28
2.9	Flux rotoriques d'axes $d$ et $q$ . . . . .	29
2.10	Inversion de deux phases d'une étoile. . . . .	29
2.11	Inversion du sens de rotation par l'inversion de deux phases de la 1 <sup>ere</sup> étoile.	30
2.12	Inversion de quatre phases. . . . .	30
2.13	Inversion du sens de rotation par l'inversion de deux phases dans chaque étoile. . . . .	30
2.14	Schéma block d'alimentation de la MASDE. . . . .	31
2.15	L'évolution de la tension redressée. . . . .	32
2.16	L'évolution de la tension filtrée. . . . .	33
2.17	Principe de la commande MLI sinus-triangulaire. . . . .	34
2.18	Schéma de principe pour calculer $f_{i1}$ et $f'_{i1}$ . . . . .	34
2.19	Vitesse du rotor. . . . .	35
2.20	Couple électromagnétique. . . . .	35
2.21	Courant de phase $i_{as1}$ (A). . . . .	36
2.22	Courant de phase $i_{as2}$ (A). . . . .	36

2.23	Flux rotoriques d'axes $d$ et $q$ . . . . .	36
2.24	Courant d'axes $d$ et $q$ . . . . .	37
2.25	Schéma bloc d'alimentation de la MASDE par deux convertisseurs matriciels. . . . .	38
2.26	Quelques interrupteurs bidirectionnels utilisés pour les convertisseurs matriciels. . . . .	39
2.27	Protection du convertisseur matriciel contre les surtensions par un pont de diodes. . . . .	40
2.28	Protection du convertisseur par les varistances. . . . .	40
2.29	Conditions de fonctionnement. . . . .	41
2.30	Durées de conduction pendant une période de commutation. . . . .	42
2.31	Performances de la MASDE alimentée par deux convertisseurs matriciels. . . . .	46
3.1	Schéma de régulation de courant. . . . .	51
3.2	Bloc de découplage en tension (FOC). . . . .	52
3.3	Schéma de la commande découplée par orientation de flux appliquée pour la MASDE. . . . .	53
3.4	Performances de MASDE sous la commande vectorielle en boucle ouverte. . . . .	54
3.5	Schéma bloc de régulation de vitesse de la MASDE par la méthode indirecte. . . . .	55
3.6	Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse. . . . .	55
3.7	Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, en fonctionnement en charge et à vide suivi de l'introduction d'une charge nominale. . . . .	58
3.8	Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, d'une poursuite d'inversion de vitesse en fonctionnement à vide. . . . .	59
3.9	Schéma fonctionnel de la régulation du flux rotorique. . . . .	60
3.10	Contrôle par l'orientation directe du flux rotorique (DFOC). . . . .	61
3.11	Commande vectorielle directe de la MASDE. . . . .	61
3.12	Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle directe en charge et à vide suivi par l'introduction d'un couple résistant. . . . .	63
3.13	Performances de la MASDE commandée par la méthode directe lors d'une inversion de vitesse en fonctionnement à vide. . . . .	64
3.14	Influence de la variation de la résistance rotorique ( $R = 1.5R_r^n$ à partir de $t = 1s$ ), démarrage à vide suivi de l'application d'une charge ( $C_r = 14N.m$ ) à $t = 2s$ . . . . .	66
3.15	Influence 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. . . . .	67
3.16	Influence de l'application d'un couple résistant de ( $21N.m$ ) à $t = 1s$ . . . . .	67
3.17	Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, en charge et à vide suivi de l'application d'une charge nominale. . . . .	69
3.18	Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, d'une poursuite d'inversion de sens de la vitesse en fonctionnement à vide. . . . .	70
3.19	Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle directe en charge et à vide suivi par l'application d'un couple résistant. . . . .	71
3.20	Performances de la MASDE commandée par la méthode directe lors d'une inversion du sens de rotation en fonctionnement à vide. . . . .	72

3.21	Influence de la variation de la résistance rotorique ( $R = 1.5R_r^n$ à partir de $t = 1s$ ), démarrage à vide suivi par l'application d'une charge ( $C_r = 14N.m$ ) à $t = 2s$ . . . . .	74
3.22	Influence de la variation du moment d'inertie ( $J = 1.5J^n$ à partir de $t = 2.5s$ ), lors d'une inversion du sens de rotation à $t = 2s$ en fonctionnement à vide. . . . .	75
3.23	Influence de l'application d'un couple résistant de ( $21N.m$ ) à $t = 1s$ . . . . .	75
4.1	Exemple d'ensembles flous pour la variable : la vitesse d'une voiture. . . . .	78
4.2	Les différentes formes des fonctions d'appartenances. . . . .	79
4.3	Schéma de principe de la regulation floue (FLC). . . . .	81
4.4	Fuzzification continue avec sept fonctions d'appartenance. . . . .	83
4.5	Exemple de deux règles et l'implication. . . . .	84
4.6	Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte à base des régulateurs flous auto-ajustables de la MASDE alimentée par deux onduleurs. . . . .	86
4.7	Fuzzy IFOC. . . . .	87
4.8	Régulateur flou à gain de sortie auto-ajusté pour commander la MASDE. . . . .	87
4.9	Fonctions d'appartenance du couple électromagnétique. . . . .	88
4.10	Fonctions d'appartenance du facteur d'adaptaion du gain de sortie. . . . .	88
4.11	Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, utilisant les régulateurs flous auto-ajustable, alimentée par deux onduleurs. . . . .	92
4.12	Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, utilisant les régulateurs flous auto-ajustable, alimentée par deux onduleurs. . . . .	93
4.13	Influence de la variation de la résistance rotorique ( $R = 1.5R_r^n$ à partir de $t = 1s$ ), démarrage à vide suivi par l'application d'un couple de ( $C_r = 14N.m$ ) à $t = 2s$ . . . . .	95
4.14	Influence 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. . . . .	95
4.15	Influence de l'application d'un couple résistant non nominal de ( $21N.m$ ) à $t = 1s$ . . . . .	96
4.16	Schéma bloc de simulation de la commande floue à gain auto-ajusté de la MASDE alimentée par deux convertisseurs matriciels. . . . .	97
4.17	Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, utilisant les régulateurs flous auto-ajustable, alimentée par deux convertisseurs matriciels. . . . .	98
4.18	Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, utilisant les régulateurs flous auto-ajustable, alimentée par deux convertisseurs matriciels. . . . .	100
4.19	Influence de la variation de la résistance rotorique ( $R = 1.5R_r^n$ à partir de $t = 1s$ ), démarrage à vide suivi par l'application d'un couple de ( $C_r = 14N.m$ ) à $t = 2s$ . . . . .	101
4.20	Influence 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. . . . .	102

4.21	Influence de l'application d'un couple résistant non nominal de ( $21N.m$ ) à $t = 1s$ . . . . .	103
5.1	Modèle d'un neurone formel. . . . .	105
5.2	Perceptron à une couche cachée . . . . .	107
5.3	Apprentissage par rétropropagation du gradient. . . . .	108
5.4	Schéma bloc de la régulation de vitesse de la MASDE par RNA. . . . .	109
5.5	Les fonctions d'activation utilisées. . . . .	110
5.6	Performances de la MASDE commandée par un régulateur RNA, en fonctionnement en charge et à vide suivi de l'introduction d'une charge nominale.	112
5.7	Performances de la MASDE commandée par un régulateur de RNA, d'une poursuite d'inversion de vitesse en fonctionnement à vide. . . . .	113
5.8	Influence de la variation de la résistance rotorique ( $R = 1.5R_r^n$ à partir de $t = 1s$ ), démarrage à vide suivi par l'application d'une charge ( $C_r = 14N.m$ ) à $t = 2s$ . . . . .	115
5.9	Influence 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. . . . .	115
5.10	Influence de l'application d'un couple résistant de ( $21N.m$ ) à $t = 1s$ . . . . .	116
5.11	Performances de la MASDE commandée par un régulateur RNA, en fonctionnement en charge et à vide suivi de l'introduction d'une charge nominale.	118
5.12	Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte d'une poursuite d'inversion de vitesse en fonctionnement à vide. . . . .	119
5.13	Influence de la variation de la résistance rotorique ( $R = 1.5R_r^n$ à partir de $t = 1s$ ), démarrage à vide suivi par l'application d'une charge ( $C_r = 14N.m$ ) à $t = 2s$ . . . . .	120
5.14	Influence 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. . . . .	121
5.15	Influence de l'application d'un couple résistant de ( $21N.m$ ) à $t = 1s$ . . . . .	122

---

# Liste des tableaux

---

1.1	Machines multiphasées de type 1, [Kli83][Sin02]. . . . .	6
1.2	Machines multiphasées de type 2, [Kli83]. . . . .	7
1.3	Puissance et couple électromagnétique de la machine six phase sous plusieurs cas de phases défectueuses [Kad08]. . . . .	8
1.4	Exemple de la machine synchrone à différents nombres de phases. . . . .	11
2.1	Comparaison des résultats de simulation obtenus par l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs et deux convertisseurs matriciels. . . . .	44
3.1	Comparaison des performances de la commande vectorielle de la MASDE. . . . .	68
3.2	Comparaison des résultats de robustesse de la commande vectorielle. . . . .	73
4.1	Tableau de calcul de la variation de la commande . . . . .	84
4.2	Méthodes de défuzzification . . . . .	85
4.3	Table d'inférence du facteur de sortie $\lambda$ . . . . .	89
4.4	Comparaison des résultats de la commande floue à gain auto-ajusté de la MASDE obtenus lors de l'application de différents convertisseurs statiques. . . . .	100
5.1	Fonctions d'activation. . . . .	106
5.2	Comparaison de résultats de simulation. . . . .	123

---

# Abréviations & Symboles

---

BDCM	Brushless Direct Current Machine.
C M	Convertisseur Matriciel.
DFOC	Direct Field Oriented Control.
DTC	Direct Torque Control.
FLC-Aju	Régulateur flou auto-ajustable.
FOC	Field Oriented Control.
IFOC	Indirect Field Oriented Control.
MASDE	Machine ASynchrone Double Etoile.
MCC	Machine à Courant Continu.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
PI	Proportionnel-Intégral.
RB-IGBT	Reverse Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor.
RNA	Reseaux de Neurones Artificiels.
$ar, br, cr$	Les indices correspondant aux trois phases du rotor.
$as1, bs1, cs1$	Les indices correspondant aux trois phases du stator 1.
$as2, bs2, cs2$	Les indices correspondant aux trois phases du stator 2.
$C_{em}^*$	Le couple électromagnétique de référence.
$C_{em}$	Le couple électromagnétique.
$C_f$	Condensateur du filtre.
$C_r$	Le couple résistant.
$d, q$	Les axes directs et quadratiques du repère de PARK.
$ds1, ds2$	Les indices correspondant à l'axe $d$ de l'étoile 1 et 2.
$e_\omega, \dot{e}_\omega$	Erreur et sa variation de vitesse normalisées.
$E_\omega, \dot{E}_\omega$	Erreur et sa variation de vitesse.
$f_{ij} \ i = 1, 2, 3. \ j = 1, 2$	Fonctions de connexion du l'onduleur.

$f_i$	Fonctions d'activation de neurones.
$i$	Le courant.
$J$	Le moment d'inertie.
$K_f$	Le coefficient de frottement.
$k_i, k_p$	Gains de régulateurs PI.
$L_1, L_2$	Les inductances des charges.
$L_f$	L'inductance du filtre.
$L_{mr}$	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$L_{ms}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
$L_m$	L'inductance de magnétisation.
$L_{s1}, L_{s2}, L_r$	Les inductance propres des étoiles statoriques et du rotorique.
$M_{sr}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
$N, N^*$	La vitesse de rotation et de référence en <i>tr/min</i> .
$n_{ph\alpha}$	Nombre équivalent de phases.
$n_{ph}$	Nombre de phases.
$p$	Nombre de paire de pôle.
$qs1, qs2$	Les indices correspondants à l'axe $q$ de l'étoile 1 et 2.
$R_1, R_2$	Les résistances des charges.
$R_{s1}, R_{s2}, R_r$	La résistances statoriques et rotorique.
$S$	L'opérateur de Laplace.
$s1, s2, r$	Les indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor.
$S_{ij} \ i = A, B, C. \ j = a1, b1, c1$	Fonctions de connexion de convertisseurs matriciels.
$T_{seq}$	Séquence (la période de commutation).
$U_f$	Tension filtrée.
$U_r$	Tension redressée.
$v$	La tension.
$v_A, v_B, v_C$	Les tensions de l'entrée pour les couvertsisseurs matriciels.
$v_p(t)$	Tension de la porteuse.
$x^*$	Grandeur de référence (vitesse, tension, courant, etc.).
$\alpha$	Angle de décalage entre les deux étoiles.
$\eta$	Le coefficient d'apprentissage.
$\lambda$	Facteur d'adaptation du gain de sortie.
$\mu_A, \mu_B, \mu_C$	Fonctions d'appartenance.
$\Omega_m^n$	Vitesse nominale de la MASDE.
$\omega_{coor}$	La vitesse angulaire des axes ( $d, q$ ).
$\omega_c$	Pulsation de coupure du filtre.
$\omega_{gl}$	La pulsation électrique de glissement.
$\omega_{ij}$	Les poids de la liaison des neurones.
$\omega_r$	La pulsation électrique rotorique.
$\omega_s$	La pulsation électrique statorique.
$\phi$	Le flux.
$\phi_r^n$	Flux rotorique nominal.
$\phi_{rest}$	Le flux rotorique estimé.
$\phi_r$	Le flux rotorique.

---

# Introduction Générale

---

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

Les machines à courant alternatif ont remplacé les machines à courant continu, grâce à leurs simplicités de construction et au bon rapport entre le volume et la puissance. Parmi ces machines, la machine asynchrone à cage d'écureuil est la plus répandue en raison de sa robustesse.

Les développements dans le domaine de l'électronique de puissance, soit au niveau des éléments semi-conducteurs, ou au niveau des convertisseurs statiques, non seulement permettent de modifier considérablement les conditions de fonctionnement des machines conventionnelles à courant continu et à courant alternatif, mais elles ont également conduit au développement de nouvelles classes de machines et permettent aussi, la réalisation d'organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables. Depuis la première invention de la dynamo par Gramme en 1869, les chercheurs ne cessent d'améliorer ou d'inventer d'autres machines selon les besoins en énergies électriques. Dès 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de forte puissance. Actuellement, les machines dites multiphasées sont d'un grand intérêt pour les chercheurs.

Lorsqu'on souhaite appliquer une commande pour régler l'une des grandeurs caractérisées des machines (couple électromagnétique, vitesse du rotor), la commande dans ce cas est compliquée ; ceci est due à la structure non linéaire (un très fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique).

Plusieurs techniques de commande des machines à courant alternatif sont proposées telles que : la commande scalaire, la commande DTC, la commande vectorielle qui permettent la régulation des ces machines avec des performances différentes.

Certaines applications exigent une fiabilité élevée en forte puissance. Les machines multiphasées (nombre de phases supérieur à trois) ont l'avantage fondamental d'avoir une fiabilité élevée qui est dû à la segmentation de la puissance sur plusieurs phases. Parmi les autres avantages qui caractérisent ces machines, on peut citer : la minimisation des harmoniques du couple électromagnétique, la minimisation des pertes.

La segmentation de la puissance entraîne une diminution de courants par phase. Cette diminution de courants nous permet d'utiliser des convertisseurs statiques alimentant la machine de calibre réduit.

Parmi les machines multiphasées les plus étudiées et utilisées, on trouve la machine asynchrone double étoile avec un rotor à cage d'écureuil (double alimentation triphasée dans le stator) ; c'est-à-dire six phases groupées en deux étoiles.

La commande de la machine asynchrone double étoile est semblable à la commande de la machine asynchrone triphasée, mais avec un nombre de grandeurs à régler plus grand. La commande vectorielle rend la commande d'une telle machine similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Les premiers régulateurs utilisés sont les PID. Ils présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse. Néanmoins, ils ont une robustesse médiocre vis-à-vis des variations paramétriques de la machine.

Les régulateurs ou les commandes basées sur les techniques de l'intelligence artificielle ont l'aptitude de remplacer les régulateurs PID, car ils sont des régulateurs non linéaires utilisant le raisonnement et le fonctionnement du cerveau humain. Les techniques de l'intelligence artificielle sont constituées par : la logique floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques.

La présente étude 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 classiques ainsi que par les techniques de l'intelligence artificielle. L'alimentation sera assurée à travers deux types de convertisseurs statiques (onduleur de tension, convertisseur matriciel). Pour ce faire, le travail de thèse est réparti en cinq chapitres.

On commence par un état de l'art sur les machines multiphasées dans le premier chapitre.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone double étoile ainsi qu'à celle de deux types de convertisseurs statiques utilisées pour alimenter la machine (onduleur et convertisseur matriciel). Des résultats de simulation sont présentés et commentés.

Le troisième chapitre est l'objet de l'application de la commande vectorielle à la machine asynchrone double étoile avec deux types de convertisseurs statiques. Pour régler la vitesse et les courants statoriques, des régulateurs PI classiques seront utilisés. Les résultants obtenus seront présentés et discutés.

Dans le quatrième chapitre, on présentera une brève description de la logique floue, puis son application pour régler la vitesse du rotor par le remplacement des régulateurs PI par des régulateurs flous à gain auto-ajusté.

En gardant la même structure que celle du chapitre précédent, le cinquième est le dernier chapitre sera consacré à l'application des réseaux de neurones pour la régulation de la vitesse pour les deux modes d'alimentation.

On terminera cette étude par une conclusion générale et quelques perspectives.

---

## Etat de l'Art

---

### 1.1 Introduction

LES machines triphasées à courant alternatif sont largement utilisées dans les applications *L* industrielles et domestiques depuis longtemps après une version de machines biphasées qui n'a pas prospéré. Néanmoins, la machine à cage d'écureuil est la plus populaire, cela est dû à sa robustesse et à sa simplicité : de construction et de maintenance.

Depuis l'année 1920, où les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de forte puissance.

Le développement dans les semi-conducteurs d'électronique de puissance non seulement a permis de modifier considérablement les conditions de fonctionnement des machines conventionnelles à courant continu et à courant alternatif, mais il a également conduit à la conception de nouvelles classes de machines comme par exemple les machines à courant continu du type brushless (sans balais), les machines multiphasées, etc.

De nos jours, les chercheurs s'intéressent à ces machines, par l'analyse, la modélisation et la commande, grâce à leurs avantages qu'elles possèdent par rapport aux machines triphasées conventionnelles [Jah80][Lev06a][Boj06] :

- Amélioration de la fiabilité ;
- Segmentation de puissance ;
- Réduction des harmoniques de couple et de courant ;
- Un potentiel de réduction des pertes ;
- Réduction de courants de phases sans augmenter la tension ;
- Possibilité de diviser la commande sur plusieurs convertisseurs.

## 1.2 Types de Machines Multiphasées

Selon le nombre de phases statoriques, on différencie deux types de machines multiphasées : les machines dont le nombre de phases est multiple de trois et non multiple. Le premier type s'appelle la machine multi-étoile, le deuxième type regroupe le reste des machines où le nombre de phases est pair ou impair.

### 1.2.1 Machines Multiphasées de Type 1

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

Pour un nombre de phases donné, il est possible d'avoir plusieurs configurations suivant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes  $\alpha$  (décalage entre étoiles en type 1). En effet, une machine double étoile (6 phases) de  $\alpha = 0^\circ$  a des caractéristiques différentes de celle d'une machine double étoile de  $\alpha = 30^\circ$ , celle-ci a des caractéristiques différentes de celle d'une machine dont les deux étoiles sont décalées de  $\alpha = 60^\circ$ . Pour discriminer les différentes configurations possibles, le terme nombre équivalent de phases (en anglais number of phase belts per pole) a été introduit dans la littérature, on le note  $n_{ph\alpha}$  il est défini comme suit :

$$n_{ph\alpha} = \frac{180^\circ}{\alpha} \quad (1.1)$$

Les neutres des machines multi-étoiles sont préférables isolés dans le fonctionnement normal. Dans la table 1.1 il y a des machines ayant le même nombre de phases mais avec deux noms par exemple pour  $n_{ph}$ , on a la machine six-phase de  $\alpha = 60^\circ$  et  $n_{ph} = 3$  et la machine du nom semi 12-phases de  $\alpha = 30^\circ$  et  $n_{ph} = 6$ . E. A. Klingshirn dans [Kli83] a préféré la deuxième machine et toutes les machines de nom semi-2i phase. Récemment, plusieurs études montrent que la deuxième machine possède de meilleurs performances que la première machine de l'exemple [Had01].

### 1.2.2 Machines Multiphasées de Type 2

Toutes les machines dont le nombre de phases est non multiple de trois ( $n_{ph} \neq 3i$ ) sont regroupées dans le type 2. Pour les machines ayant un nombre de phases impair, les phases sont régulièrement décalées de  $2\pi/3$  ; le nombre de phases égal au nombre équivalent de phases.

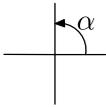
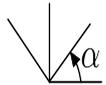
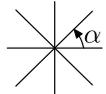
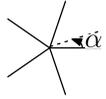
$$n_{ph} = n_{ph\alpha} = \frac{180^\circ}{\alpha} \quad (1.2)$$

La table 1.2 donne quelques exemples.

TABLE 1.1 – Machines multiphasées de type 1, [Kli83][Sin02].

Nombre de phases ( $n_{ph}$ )	Nombre équivalent de phases $n_{ph\alpha}$	Décalage angulaire ( $\alpha$ ) degré	Nom correspondant	Représentation des axes des bobines
3	1.5	120°	Triphasée	
3	3	60°	Semi six-phasée	
6	3	60°	Six-phasée	
9	4.5	40°	Neuf-phasée	
6	6	30°	Semi-12 phase	
12	6	30°	12 phase	
9	9	20°	Semi-18 phase	
18	9	20°	18 phase	

TABLE 1.2 – Machines multiphasées de type 2, [Kli83].

Nombre de phases ( $n_{ph}$ )	Nombre équivalent de phases $n_{pha}$	Décalage angulaire ( $\alpha$ ) degré	Nom correspondant	Représentation des axes des bobines
2	2	$90^\circ$	Biphasée	
4	2	$90^\circ$	Titra-phasée	
4	4	$45^\circ$	Semi-8phase	
8	4	$45^\circ$	8-phase	
5	5	$36^\circ$	5-phase	
7	7	$25.71^\circ$	7-phase	
5	10	$18^\circ$	Semi-10 phase	
10	10	$18^\circ$	10 phase	

## 1.3 Avantages des Machines Multiphasées

En plus des avantages qu'elles présentent par rapport aux machines à courant continu, les machines multiphasées ont plusieurs autres avantages tels que : la minimisation des ondulations de couple électromagnétique lorsque la machine est alimentée par des convertisseurs statiques (onduleurs ...); la fiabilité; la segmentation de puissance; la réduction des courants de phases sans augmenter les tensions de phases etc.

### 1.3.1 Amélioration de la Fiabilité

Le concept de la fiabilité des machines électriques, signifie que la perte d'une ou plus phase/bras du convertisseur statique qui alimente la machine, les machines avec un nombre de phases supérieur à trois sont capables de continuer le fonctionnement dans ce régime dégradé. Mais avec un couple électromagnétique moindre par rapport à celui à développer en régime normal [Pan99][Aro07].

L'alimentation des machines multiphasées est basée sur les convertisseurs d'électronique de puissance. Dans ce contexte, pour améliorer la fiabilité de l'ensemble machine multiphasées-convertisseurs statiques, chaque étoile d'une machine de type 1 doit être alimentée par son propre convertisseur statique triphasé. Chaque phase d'une machine de type 2 est alimentée par son propre convertisseur statique monophasé.

La TAB. 1.3 présente l'estimation de la puissance absorbée et du couple électromagnétique développé d'un moteur double étoile sous plusieurs cas de phases défectueuses. On notera A, B et C les phases de la première étoile et D, E et F les phases de la deuxième étoile.

TABLE 1.3 – Puissance et couple électromagnétique de la machine six phase sous plusieurs cas de phases défectueuses [Kad08].

Condition de fonctionnement	Puissance absorbée (W)	Couple développé (N.m)
Fonctionnement normal.	3728.5	30
Une phase défectueuse.	1716.05	14
Deux phases adjacentes défectueuses, Perte de phases A et B.	1422.64	11.65
Deux phases non adjacentes défectueuses, perte de phases A et D.	2565.5	21.02
Trois phases adjacentes défectueuses, perte de phases A, B et C.	541.6	4
Trois phases non adjacentes défectueuses, perte de phases A, B et D.	990.28	8.11
Trois phases non adjacentes défectueuses, perte de phases A, C et E.	2328.09	19.08

### 1.3.2 Segmentation de Puissance

La segmentation de puissance est un avantage fondamental des machines dont le nombre de phases est supérieur à trois. Lorsqu'on augmente le nombre de phases, la puissance transmise par chaque phase ou par chaque étoile est réduite et par conséquent dans chaque bras de convertisseur statique qui alimente la machine. Cela permet de réaliser des convertisseurs statiques de composant semi-conducteurs de calibre de puissance réduite et de fréquence de découpage plus élevée, comme les semi-conducteurs de puissance de type IGBT.

### 1.3.3 Réduction d'Amplitude des Harmoniques de Couple

Pour pouvoir comparer les harmoniques du couple électromagnétique, on suppose que les trois machines (3, 5 et 7 phases) ont une répartition sinusoïdale de leurs forces électromotrices à vide, leurs alimentations sont faite par des créneaux de courant dont le fondamental à  $50\text{Hz}$ . On suppose que la vitesse de rotation du rotor soit constante, on obtient les formes temporelles et fréquentielles des couples instantanés présentées sur la FIG. 1.1 pour un même couple moyen.

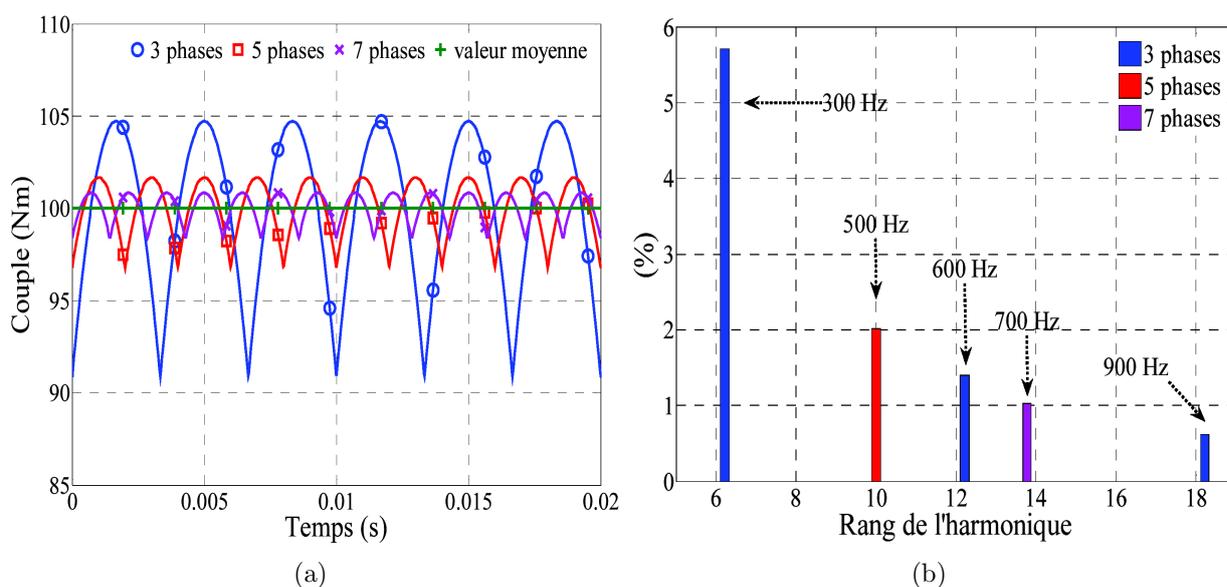


FIGURE 1.1 – Représentation des couples électromagnétiques développés par les machines 3, 5 et 7 phases [Loc06].

On remarque sur la FIG. 1.1, que plus le nombre de phases est grand :

- Plus les amplitudes d'ondulation sont faibles ;
- Plus les fréquences de ces ondulations sont plus élevées ;
- L'élimination de quelques rangs d'harmoniques selon le nombre de phases.

### 1.3.4 Réduction de Différentes Pertes

Un exemple de comparaison des différentes pertes dans deux machines, l'une triphasée et l'autre double triphasée est présenté sur la FIG. 1.2 [Kha08].

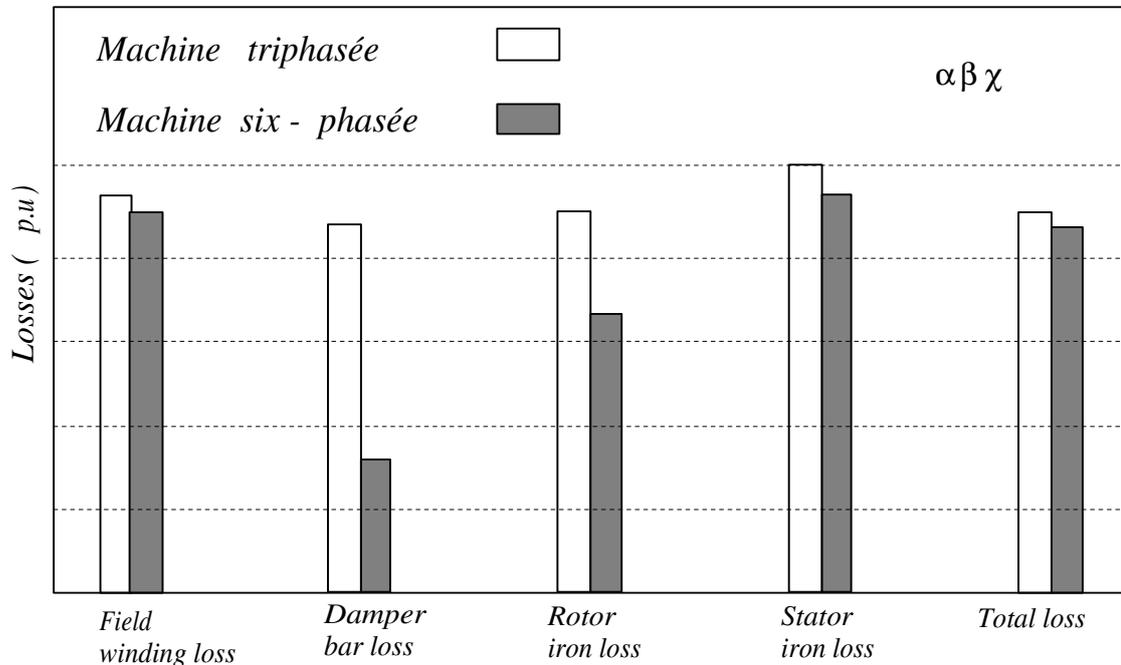


FIGURE 1.2 – Amélioration des pertes de la MS-6phasée comparée avec une MS-3phasée.

On constate après la figure ci-dessus les points suivants :

- Les pertes dans la barre d’amortisseur “Damper bar loss” sont faibles dans la MS-6phasée. Elles sont dues à la forme de FMM du stator qui est plus lisse comparative-ment à celle de la machine de 3 phases ;
- Les pertes de fer du rotor “Rotor iron loss” sont aussi faibles dans la machine 6-phasée ; cependant les pertes totales de fer sont faibles et sont dues à la réduction de courants statoriques dans la machine de 6 phases ;
- Les pertes totales de la machine 6 phases sont faibles par rapport à celles de la machine 3 phases, ce qui améliore le rendement de la machine 6 phases.

Une réduction de pertes de cuivre du stator est remarquable lorsque le nombre de phases est élevé.

### 1.3.5 Conséquences des Avantages

La segmentation de puissance dans les machines multiphasées permet de réduire les courants de phases sans augmenter les tensions par phases et par conséquent sur les courants à travers les semi-conducteurs constituant les convertisseurs statiques alimentant ces machines. Cette réduction de courants nous permet de réaliser des convertisseurs statiques

dont les semi-conducteurs à calibre de puissance réduit et de fréquence de découpage élevée et de réduire considérablement les pertes Joule dans le stator (les phases). On aboutit à la réalisation d'un ensemble convertisseur statique-machine multiphasée-charge mécanique de forte puissance et de rendement élevé.

La réduction d'amplitude des ondulations de couple électromagnétique et l'augmentation de leur fréquence provoque une amélioration des caractéristiques bruit-vibration. Certaines applications nécessitent cette amélioration (automobile, alternateurs ...).

Grâce aux avantages des machines multiphasées qu'elles présentent par rapport aux machines conventionnelles, les machines multiphasées sont utilisées surtout dans les applications de forte puissance.

## 1.4 Application des Machines Multiphasées

On trouve les machines multiphasées dans les applications industrielles de forte puissance comme par exemple : la machine à induction pour propulsion électrique de navire à 15 phases comportant 3 étoiles (chaque étoile de 5 phases) de puissance  $20MW$  réalisée par la société Alstom ; la machine synchrone de six phases de puissance  $25MW$  pour un turbocompresseur ; le moteur de cinq-phases à aimants permanents de puissance  $5kW$  alimenté par des courants de forme carré (BDCM) développé pour la propulsion d'un véhicule électrique [Ter04].

Quelques applications (traction locomotive, propulsion de navire, aérospatiale ...) exigent une fiabilité élevée, ce qu'offrent ces machines. Lorsqu'une ou plusieurs phases sont ouvertes, ces machines peuvent continuer le fonctionnement dans ces cas. On déconnecte l'étoile (type 1) comportant la phase en défaut. Pour une machine double étoile, on retrouve une structure de machine triphasée alimentée par un convertisseur statique ; cette nouvelle structure de la machine double étoile ne développe que 50% du couple nominal.

La table suivante donne quelques machines synchrones et leurs utilisations.

TABLE 1.4 – Exemple de la machine synchrone à différents nombres de phases.

Nombre de phases	Puissances	Domaine d'application
12	1.7 à 5 MW	Sous-marins
9	1.4 MW	Générateur
6	600 kW	Eolienne

G. K. Singh dans [Sin07] a présenté la modélisation et l'analyse de la machine double étoile en fonctionnement générateur et présenté plusieurs performances de la machine. La machine double étoile est introduite dans la production d'énergie électrique basée sur l'énergie éolienne comme montré sur la figure suivante. Elle comporte un multiplicateur placé entre la GASDE et l'arbre de pales, une double tri-capacité branchée aux bornes des

étoiles. Pour adapter les tensions des six phases aux tensions du réseau, un transformateur est placé entre la machine et le réseau électrique, FIG. 1.3.

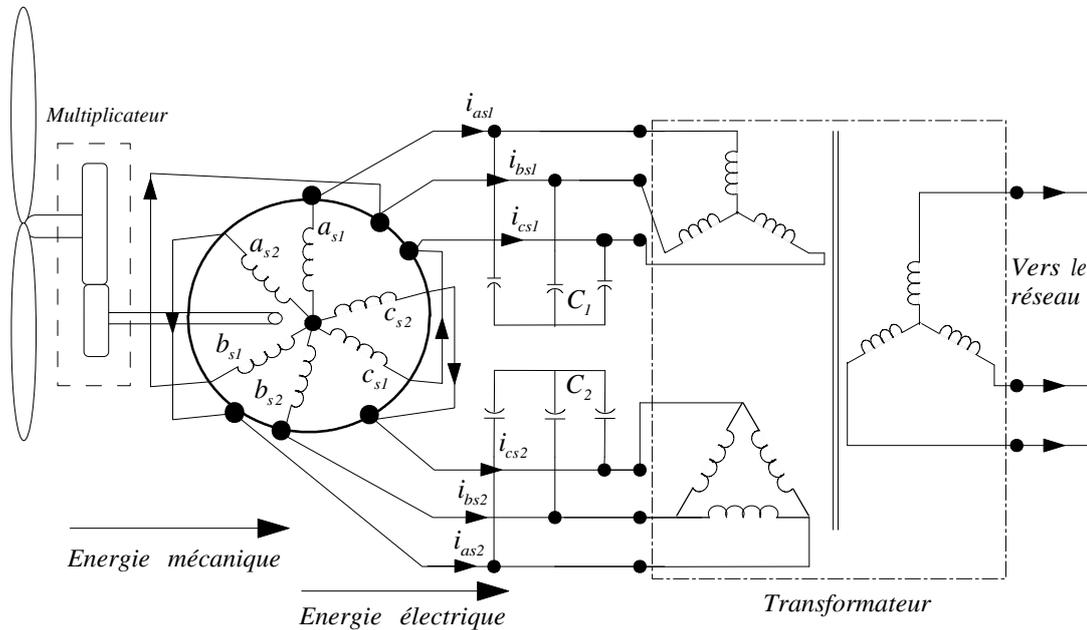


FIGURE 1.3 – Machine asynchrone de 6 phases utilisée dans l'éolienne.

Les autres applications spécifiques concernent la possibilité de couplage les machines polyphasées à induction en série avec un seul convertisseur d'alimentation en tension. Les couples et les vitesses peuvent être commandés de façon indépendante. La FIG. 1.4 représente la connexion en série d'une machine asynchrone double étoile avec une machine asynchrone triphasée [Jon05].

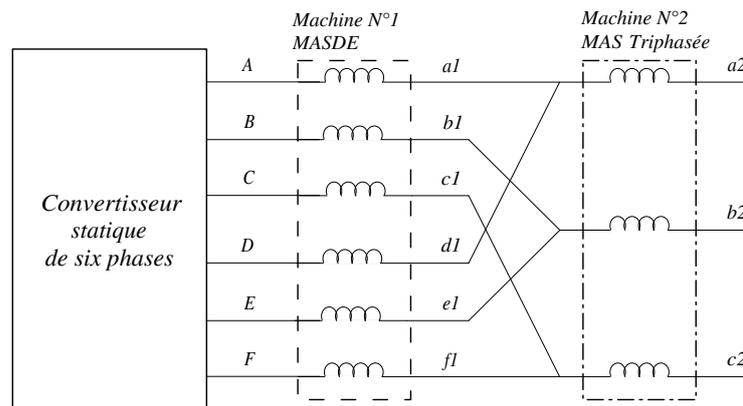


FIGURE 1.4 – MASDE connectée en série avec MAS.

## 1.5 Inconvénients des Machines Multiphasées

Le coût et le nombre des semi-conducteurs constituant les convertisseurs qui 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.

Pour les machines de phases (2, 5, 7 ...), il est nécessaire de développer des techniques spécifiques pour commander les convertisseurs statiques alimentant les machines de type 2, car la technique élaborée pour le système triphasé ne peut pas être appliquée à ces nouveaux systèmes.

## 1.6 Conclusion

Dans cet état de l'art, nous avons décrit brièvement les machines polyphasées, leurs classements (type de machine selon le nombre de phases), les avantages et les inconvénients ainsi que leurs utilisations. On notera que l'utilisation de ces machines dans des applications où la fiabilité est de première importance, le prix sera conséquent.

Il n'y a pas une méthode générale pour le choix du nombre de phases de la machine. Parmi les machines multiphasées les plus étudiées, on cite : la machine à induction à cage de 5 et 6 phases ; la machine synchrone à aimants permanents de 6 et 7 phases. La machine double étoile de rotor à cage présente un bon compromis technico-économique.

---

# Modélisation et Alimentation de la Machine Asynchrone Double Etoile

---

## 2.1 Introduction

LA modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation de machines électriques. Cependant, la modélisation d'une telle machine électrique est indispensable pour l'étude et la maîtrise de son fonctionnement d'une part, d'autre part lorsqu'on souhaite lui appliquer une commande particulière [Ber04][Mer08].

Ainsi, la modélisation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes. En outre, elle est d'un apport précieux en permettant d'une part, de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part, de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

C'est bien connu que la transformation de Park a longtemps été utilisée avec succès dans l'analyse et le contrôle de machines triphasées. Pour les machines multiphasées, plusieurs modèles ont été développés dans ce contexte. On cite, le modèle avec l'utilisation des composantes symétriques [Kli83], de la théorie du vecteur d'espace et du modèle de Park [Pan99]. Ces modèles ont pour objectif de réduire le modèle naturel en un modèle simple qui traduit le fonctionnement de la machine. Dans cette étude on appliquera le modèle de PARK.

## 2.2 Description de la MASDE

Comme la machine asynchrone triphasé, la MASDE se compose d'un stator fixe et d'un rotor mobile (à cage d'écureuil), la seule différence est que le stator de la MASDE porte deux enroulements triphasés identiques décalés entre eux d'un angle électrique  $\alpha$ , donc d'un angle géométrique (mécanique)  $p.\alpha$  ( $p$  nombre de paires de pôles). La structure du rotor est supposée dans notre cas être un rotor à cage (barre conductrice en aluminium intégrée aux tôles ferromagnétiques). Pour simplifier l'étude, on considère que les circuits électriques du rotor sont équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit.

La FIG. 2.1 représente la position des axes d'enroulement des neuf phases constituant la machine. Six axes pour les deux enroulements triphasés ( $A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}$  étoile 1 et  $A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}$  étoile 2) du stator et trois axes ( $A_r, B_r, C_r$ ) pour le rotor. Chaque étoile constituée de trois enroulements identiques à  $p$  paires de pôles, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal à  $2\pi/3$ , le rotor comporte trois phases identiques décalées de  $2\pi/3$  [Ami10].

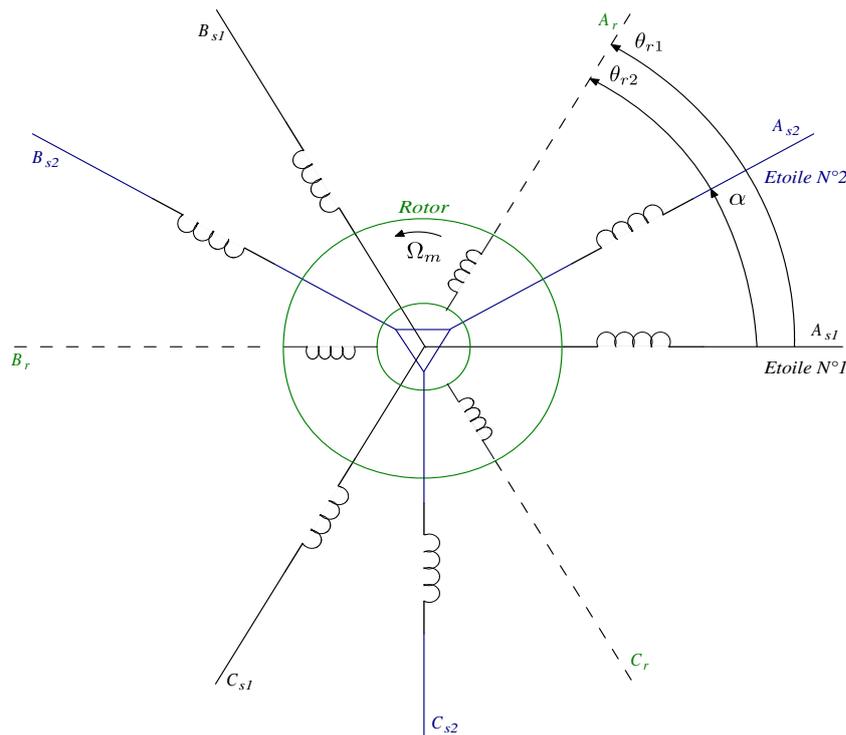


FIGURE 2.1 – Enroulements de la MASDE.

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

Les deux étoiles sont décalées de  $\alpha$ .  $\theta_{r1}$  l'angle exprime la position du rotor (axe  $A_r$ ) par rapport à l'étoile 1 (axe  $A_{s1}$ ) et  $\theta_{r2}$  la position du rotor (axe  $A_r$ ) par rapport à l'étoile 2 (axe  $A_{s2}$ ).

## 2.3 Principe de Fonctionnement de la MASDE

Si  $\omega_s$  est la pulsation fondamentale des courants statoriques alimentant les deux étoiles de la machine, chaque étoile va créer un champ tournant à la vitesse de synchronisme  $\Omega_s$  tel que :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (2.1)$$

Ces deux champs vont introduire des courants dans les barres conductrices du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse  $\Omega_m$  inférieure à celle du synchronisme ( $\Omega_m < \Omega_s$ ). La vitesse du rotor vaut :

$$\Omega_m = (1 - g)\Omega_s \quad (2.2)$$

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

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} \quad (2.3)$$

Donc, la pulsation des courants rotoriques est :

$$\omega_r = g\omega_s \quad (2.4)$$

## 2.4 Modèle Naturel de la MASDE

### 2.4.1 Hypothèses Simplificatrices d'Etude

Pour écrire les équations traduisant le fonctionnement de la MASDE, en tenant compte des hypothèses simplificatrices suivantes [Had00][Raz03] :

- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants et on néglige l'effet d'hystérésis ;
- La construction de la machine est supposée homogène c'est-à-dire ; la longueur de l'entrefer est constante ;
- Nous admettons de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- On admettra que les deux enroulements triphasés statoriques sont équilibrés et identiques.

Les hypothèses citées ci-dessus et la combinaison de la loi d'Ohm et de la loi de Lenz permettent d'écrire les équations des tensions des phases des deux enroulements du stator et du rotor comme suit :

## 2.4.2 Equations de Tensions

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s1}] \quad (2.5)$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s2}] \quad (2.6)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (2.7)$$

Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont :

*Pour l'étoile 1*

$$\begin{cases} [V_{s1}] = [v_{as1} \ v_{bs1} \ v_{cs1}]^T \\ [I_{s1}] = [i_{as1} \ i_{bs1} \ i_{cs1}]^T \\ [\Phi_{s1}] = [\phi_{as1} \ \phi_{bs1} \ \phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (2.8)$$

*Pour l'étoile 2*

$$\begin{cases} [V_{s2}] = [v_{as2} \ v_{bs2} \ v_{cs2}]^T \\ [I_{s2}] = [i_{as2} \ i_{bs2} \ i_{cs2}]^T \\ [\Phi_{s2}] = [\phi_{as2} \ \phi_{bs2} \ \phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (2.9)$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques sont :

$$\begin{cases} [V_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^T \\ [I_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T \\ [\Phi_r] = [\phi_{ar} \ \phi_{br} \ \phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (2.10)$$

Où :

$[R_{s1}]$ ,  $[R_{s2}]$ ,  $[R_r]$  : les matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques respectivement :

$$\begin{cases} [R_{s1}] = R_{s1}[ID]_{3 \times 3} \\ [R_{s2}] = R_{s2}[ID]_{3 \times 3} \\ [R_r] = R_r[ID]_{3 \times 3} \end{cases} \quad (2.11)$$

Avec

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

$R_{s1}$  : la résistance d'une phase de la 1<sup>ere</sup> étoile ;

$R_{s2}$  : la résistance d'une phase de la 2<sup>ieme</sup> étoile ;

$R_r$  : la résistance d'une phase du rotor.

### 2.4.3 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 :

$$[\Phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [M_{s1,s2}][I_{s2}] + [M_{s1,r}][I_r] \quad (2.12)$$

$$[\Phi_{s2}] = [M_{s2,s1}][I_{s1}] + [L_{s2,s2}][I_{s2}] + [M_{s2,r}][I_r] \quad (2.13)$$

$$[\Phi_r] = [M_{r,s1}][I_{s1}] + [M_{r,s2}][I_{s2}] + [L_{r,r}][I_r] \quad (2.14)$$

Où, les matrices des inductances sont exprimées comme suit :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$[M_{s1,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r1}) & \cos(\theta_{r1} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{r1} + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_{r1} + 4\pi/3) & \cos(\theta_{r1}) & \cos(\theta_{r1} + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_{r1} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{r1} + 4\pi/3) & \cos(\theta_{r1}) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$[M_{s2,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r2}) & \cos(\theta_{r2} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{r2} + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_{r2} + 4\pi/3) & \cos(\theta_{r2}) & \cos(\theta_{r2} + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_{r2} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{r2} + 4\pi/3) & \cos(\theta_{r2}) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T; [M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T; [M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T;$$

Avec :

$L_{s1}$  : l'inductance propre cyclique de la 1<sup>ere</sup> étoile ;

$L_{s2}$  : l'inductance propre cyclique de la 2<sup>ieme</sup> 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.

### 2.4.4 Couple Electromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par la dérivation de la coénergie par rapport au l'angle  $\theta_{r1}$  [Gre01][Had01] :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_{s1}]^T \\ [I_{s2}]^T \\ [I_r]^T \end{bmatrix} \left\{ \frac{\delta}{\delta\theta_{r1}} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Dans l'équation (2.21) seules les matrices  $[M_{s1,r}]$ ,  $[M_{s2,r}]$  dépendent de  $\theta_{r1}$ , une nouvelle expression du couple électromagnétique plus simple :

$$C_{em} = [I_{s1}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_{r1}} \{ [M_{s1,r}] [I_r] \} + [I_{s2}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_{r1}} \{ [M_{s2,r}] [I_r] \} \quad (2.22)$$

Finalement, la relation entre la dérivée de la vitesse et les couples (électromagnétique et résistant) a été complétée par l'équation suivante :

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_f \Omega_m) \quad (2.23)$$

$$\theta_{r1} = \Omega_m t + \theta_0 \quad (2.24)$$

Avec :

$J$  : le moment l'inertie de la machine ;

$C_{em}$  : le couple électromagnétique ;

$C_r$  : le couple résistant (couple de la charge) ;

$K_f$  : le coefficient de frottement ;

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

Les relations (2.5), (2.6), (2.7), (2.12), (2.13), (2.14), (2.22) et (2.23) forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel à base des hypothèses simplificatrices précitées.

## 2.5 Modèle de Park

Le modèle de la MASDE écrit précédemment dans son système naturel ne nous permet pas d'étudier les régimes transitoires de la MASDE. Cette partie est l'objet d'étude de ces régimes. Le modèle de PARK est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes  $(a, b, c)$  à un système équivalent biphasé d'axes  $(d, q)$ , une seconde transformation de PARK, appelée la transformation de PARK modifiée, a pour objet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé à celui biphasé ou inversement [Abd97].

La FIG. 2.2 représente la transformation d'un système triphasé à un système biphasé.

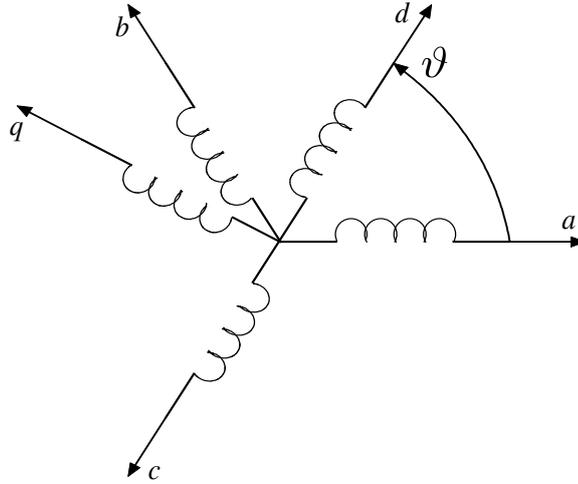


FIGURE 2.2 – Transformation de PARK.

Algébriquement, pour le passage du système triphasé au système biphasé, on utilise la relation (2.25) et pour le passage inverse on utilise (2.26).

$$[G_{dqo}] = [A_p][G_{abc}] \quad (2.25)$$

$$[G_{abc}] = [A_p^{-1}][G_{dqo}] \quad (2.26)$$

Avec :

$$[A_p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \cos(\vartheta + 2\pi/3) & \cos(\vartheta + 4\pi/3) \\ -\sin(\vartheta) & -\sin(\vartheta + 2\pi/3) & -\sin(\vartheta + 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$[A_p^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & -\sin(\vartheta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\vartheta + 2\pi/3) & -\sin(\vartheta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\vartheta + 4\pi/3) & -\sin(\vartheta + 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Où :  $[G_{abc}]$  est le vecteur assemblé les grandeurs du système triphasé équilibré,  $[G_{dqo}]$  le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé. L'axe homopolaire est orthogonale au plan  $(d, q)$ .

## 2.5.1 Application de la Transformation de Park à la MASDE

### Equations de Tensions

On multiplie les équations de tensions ((2.5), (2.6) et (2.7)) par la matrice (2.27) à gauche, après un calcul pour la simplification, on trouve.

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{coord}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d(\theta_{coor} - \alpha)}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Pour le rotor :

Le rotor étant en court-circuit c-à-d que  $v_{ar} = v_{br} = v_{cr} = 0$ .

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{rcoor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Avec :

$\theta_{coor}$  : l'angle constitué par les axes  $A_{s1}$  et  $d$ , FIG. 2.3;

$\theta_{rcoor} = \theta_{coor} - \theta_{r1}$  : l'angle constitué par les axes  $A_r$  et  $d$ ;

$\frac{d}{dt}\theta_{coor} = \omega_{coor}$  : la vitesse de rotation du repère  $(d, q)$  par rapport à l'étoile 1.

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

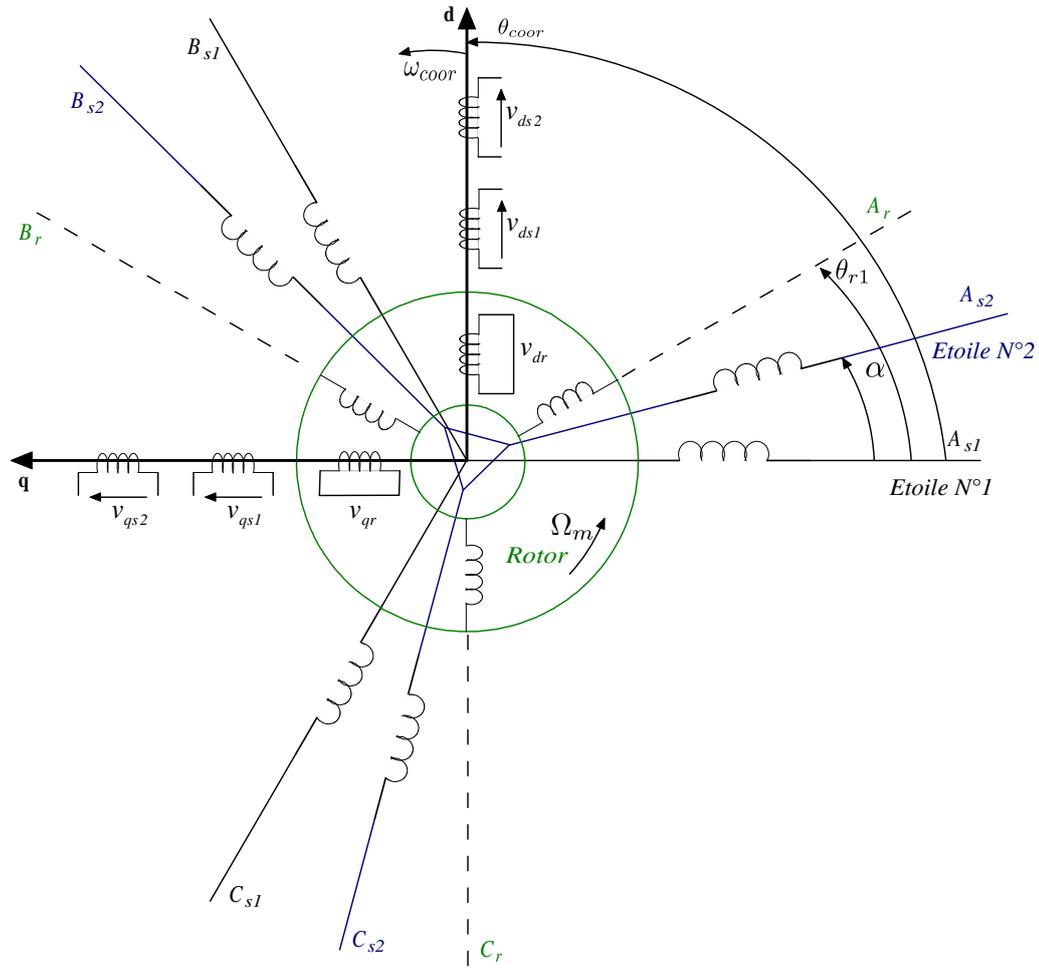
On écrit les relations matricielles (2.29)—(2.31) sous forme d'équations comme suit :

$$\begin{aligned} v_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d}{dt} \phi_{ds1} - \omega_{coor} \phi_{qs1} \\ v_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d}{dt} \phi_{qs1} + \omega_{coor} \phi_{ds1} \\ v_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d}{dt} \phi_{ds2} - \omega_{coor} \phi_{qs2} \\ v_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d}{dt} \phi_{qs2} + \omega_{coor} \phi_{ds2} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{dr} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Selon la vitesse de coordonnée  $\omega_{coor}$ , on distingue trois références : lié au stator ( $\omega_{coor} = 0$ ), lié au rotor ( $\omega_{coor} = \omega_r$ ) et lié au champ tournant ( $\omega_{coor} = \omega_s$ ). Dans notre étude on utilise le référentiel lié au champ tournant pour lui appliquer une commande de vitesse [Abd97].

## Equations des Flux

De la même manière, on appliquera la transformation algébrique de PARK sur les relations de flux ((2.12), (2.13) et (2.14)) nous aboutissons aux équations suivantes :


 FIGURE 2.3 – Enroulement de la MASDE dans les axes  $d$ ,  $q$ .

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds1} &= L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\
 \phi_{qs1} &= L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \\
 \phi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\
 \phi_{qs2} &= L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \\
 \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{ds2} \\
 \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qs2}
 \end{aligned} \tag{2.33}$$

On a :

$$\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{mr} = \frac{3}{2}M_{sr} = L_m \tag{2.34}$$

L'ensemble des équations (2.33) sont réécrit comme suit :

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds1} &= L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \phi_{qs1} &= L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\
 \phi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \phi_{qs2} &= L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\
 \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

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

### Couple Electromagnétique

Pour trouver l'expression du couple dans système d'axe  $(d, q)$  il est nécessaire de déterminer la puissance absorbée instantanée. La particularité de la transformation de PARK est de conserver la puissance absorbée, on peut écrire alors :

$$P_{abs} = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \tag{2.36}$$

On introduit les tensions statoriques d'axes  $(d, q)$  par leurs expressions (2.32) dans l'équations (2.36), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$\begin{aligned}
 P_{abs} &= \underbrace{R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2}_{\text{terme 1}} \\
 &+ \underbrace{\omega_{coor}(\phi_{ds1}i_{qs1} - \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs2}i_{ds2})}_{\text{terme 2}} \\
 &+ \underbrace{\frac{d\phi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt}i_{qs2}}_{\text{terme 3}}
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

On remarque que la puissance absorbée instantanée transférée a trois termes :

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

Par la comparaison entre la relation universelle de puissance électromagnétique (2.39) et le deuxième terme dans de puissance absorbée, on trouve :

$$C_{em} = p(\phi_{ds1}i_{qs1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs1}i_{ds1} - \phi_{qs2}i_{ds2}) \tag{2.38}$$

$$P_{em} = \omega C_{em} \tag{2.39}$$

D'autres expressions du couple électromagnétique sont possibles.

Par le remplacement des expressions des flux statoriques en (2.35) dans (2.38), on obtient :

$$C_{em} = pL_m[(i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}] \tag{2.40}$$

Une autre expression du couple peut être déduite, on introduit les courants rotoriques (2.41) obtenus de (2.35) dans (2.40).

$$\begin{aligned}i_{dr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{dr} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \\i_{qr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{qr} - L_m(i_{qs1} + i_{qs2})]\end{aligned}\tag{2.41}$$

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}]\tag{2.42}$$

### 2.5.2 Mise sous Forme d'Equation d'Etat

On met le système d'équations (2.32) avec  $\omega_{coor} = \omega_s$  sous forme d'équation d'état.

$$\dot{X} = AX + BU\tag{2.43}$$

Le vecteur d'état regroupe tous les flux, le vecteur d'entrée (commande) regroupe les tensions statoriques de même ordre que le vecteur de commande. Donc le but est de trouver les deux matrices  $A$  et  $B$ .

Dans (2.35) on suppose

$$\begin{aligned}\phi_{md} &= L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{mq} &= L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})\end{aligned}\tag{2.44}$$

Le système des équations (2.35) devient :

$$\begin{aligned}\phi_{ds1} &= L_{s1}i_{ds1} + \phi_{md} \\ \phi_{qs1} &= L_{s1}i_{qs1} + \phi_{mq} \\ \phi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + \phi_{md} \\ \phi_{qs2} &= L_{s2}i_{qs2} + \phi_{mq} \\ \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + \phi_{md} \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + \phi_{mq}\end{aligned}\tag{2.45}$$

A partir des relations précédentes, on tire :

$$\begin{aligned}i_{ds1} &= (\phi_{ds1} - \phi_{md})/L_{s1} \\ i_{qs1} &= (\phi_{qs1} - \phi_{mq})/L_{s1} \\ i_{ds2} &= (\phi_{ds2} - \phi_{md})/L_{s2} \\ i_{qs2} &= (\phi_{qs2} - \phi_{mq})/L_{s2} \\ i_{dr} &= (\phi_{dr} - \phi_{md})/L_r \\ i_{qr} &= (\phi_{qr} - \phi_{mq})/L_r\end{aligned}\tag{2.46}$$

En introduisant les courants statoriques et rotoriques (2.46) dans (2.32), on aura :

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt}\phi_{ds1} &= v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s\phi_{qs1} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{qs1} &= v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\phi_{qs1} - \phi_{mq}) - \omega_s\phi_{ds1} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{ds2} &= v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s\phi_{qs2} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{qs2} &= v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\phi_{qs2} - \phi_{mq}) - \omega_s\phi_{ds2} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{dr} &= -\frac{R_r}{L_r}(\phi_{dr} - \phi_{md}) + \omega_{gl}\phi_{qr} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{qr} &= -\frac{R_r}{L_r}(\phi_{qr} - \phi_{mq}) - \omega_{gl}\phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{2.47}$$

On introduit les courants (2.46) dans (2.44), on trouve :

$$\begin{aligned}
 \phi_{md} &= L_a(\phi_{ds1}/L_{s1} + \phi_{ds2}/L_{s2} + \phi_{dr}/L_r) \\
 \phi_{mq} &= L_a(\phi_{qs1}/L_{s1} + \phi_{qs2}/L_{s2} + \phi_{qr}/L_r)
 \end{aligned} \tag{2.48}$$

Où :

$$L_a = \frac{1}{(1/L_{s1}) + (1/L_{s2}) + (1/L_r) + (1/L_m)} \tag{2.49}$$

Le système d'équations (2.47) devient :

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt}\phi_{ds1} &= v_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}}\phi_{ds1} + \omega_s\phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}}\phi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s1}L_r}\phi_{dr} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{qs1} &= v_{qs1} - \omega_s\phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}}\phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}}\phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s1}L_r}\phi_{qr} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{ds2} &= v_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}}\phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}}\phi_{ds2} + \omega_s\phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_r}\phi_{dr} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{qs2} &= v_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}}\phi_{qs1} - \omega_s\phi_{ds2} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}}\phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_r}\phi_{qr} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{dr} &= \frac{L_a}{T_rL_{s1}}\phi_{ds1} + \frac{L_a}{T_rL_{s2}}\phi_{ds2} + \frac{L_a - L_r}{T_rL_r}\phi_{dr} + \omega_{gl}\phi_{qr} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{qr} &= \frac{L_a}{T_rL_{s1}}\phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_rL_{s2}}\phi_{qs2} - \omega_{gl}\phi_{dr} + \frac{L_a - L_r}{T_rL_r}\phi_{qr}
 \end{aligned} \tag{2.50}$$

Avec :

$T_{s1} = \frac{L_{s1}}{R_{s1}}$  : constante de temps statorique de la première étoile ;

$T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}}$  : constante de temps statorique de la deuxième étoile ;

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$  : constante de temps rotorique ;

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

Finalement, nous aboutissons aux matrices suivantes :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} & 0 \\ -\omega_s & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} \\ \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & -\omega_s & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} \\ \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s2}} & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} & \omega_{gl} \\ 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} \end{bmatrix} \tag{2.51}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

## 2.6 Simulation Numérique

La résolution numérique des équations différentielles (2.50) en ajoutant l'équation dynamique (2.23) avec (2.42), et (2.35) a été faite à l'aide du logiciel MATLAB.

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

L'étude des performances de la machine alimentée directement par un réseau triphasé a été faite pour deux cas : à vide et en charge. Le décalage entre étoile  $\alpha = 30^\circ$  a été obtenu grâce à un transformateur étoile-triangle, FIG. 2.4. Puis, on cherche comment inverser le sens de rotation du rotor.

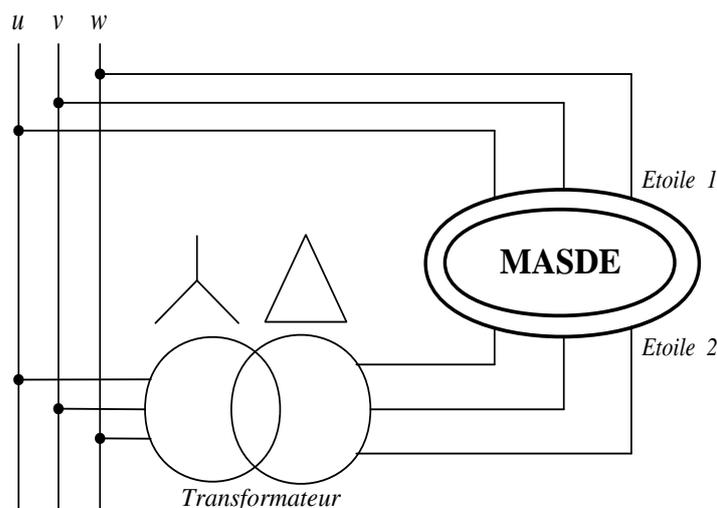


FIGURE 2.4 – La MSDE alimentée par le réseau.

### 2.6.1 Interprétations des Résultats

Les performances de la machine asynchrone double étoile alimentée par des tensions purement sinusoïdales (alimentation par le réseau électrique) en fonctionnement à vide et en charge nominale montrent que :

Le temps du régime transitoire à vide est 1.5 seconde et 2.5 s en fonctionnement en charge nominale ( $C_r = 14 N.m$ ).

La vitesse du rotor se stabilise à  $2995 \text{ tr/mn}$  près de la vitesse de synchronisme ( $3000 \text{ tr/mn}$ ) et à  $2753 \text{ tr/mn}$  en fonctionnement à vide et en charge respectivement, FIG. 2.5(a).

A vide, le couple électromagnétique présente au démarrage, un pic de  $57 \text{ N.m}$  et des oscillations, après ce régime, le couple compense les pertes par frottement. La machine produit un couple de  $0.31 \text{ N.m}$ . Néanmoins, en charge, le pic de couple est de  $57.21 \text{ N.m}$ , un couple de  $14.28 \text{ N.m}$  est développé par la machine en état stable pour compenser le couple de charge et les pertes par frottement, FIG. 2.5(b).

Les courants statoriques  $i_{as1}$  et  $i_{as2}$  ont une forme sinusoïdale et de même amplitude dans les deux cas de fonctionnement à vide et en charge (les deux étoiles de stator sont identique). En régime transitoire, la machine consomme des courants très importants pour développer un couple électromagnétique capable de faire tourner le rotor, leur amplitude atteint la valeur  $i_{as1} = i_{as2} = 25 \text{ A}$  et  $25.2 \text{ A}$  à vide et en charge respectivement. Après le régime transitoire, les courants statoriques diminuent pour atteindre les valeurs crêtes de  $1.3 \text{ A}$  à vide et de  $5.6 \text{ A}$  en charge, FIG. 2.6 et FIG. 2.7.

Les courants statoriques d'axe  $d$   $i_{ds1}$  et  $i_{ds2}$  ont la même forme dans les deux régimes transitoire et établi. Ces courants se stabilisent à la valeur  $-1.3 \text{ A}$  et  $-2.13 \text{ A}$  à vide et en charge respectivement, FIG. 2.8(a) et FIG. 2.8(c). Ainsi les deux courants d'axe  $q$ ,  $i_{qs1}$  et  $i_{qs2}$  ont la même forme et se stabilisent presque à zéro à vide, et à  $-5.18 \text{ A}$  en fonctionnement en charge, FIG. 2.8(b) FIG. 2.8(d).

La FIG. 2.9 présente les flux rotoriques d'axe  $d$  et  $q$ . Le flux  $\phi_{dr}$  présente des oscillations en régime transitoire, il se stabilise à la valeur  $-0.96 \text{ Wb}$  en charge, FIG. 2.9(a). Le flux  $\phi_{qr}$  a des oscillations presque dans la zone positive et tend vers une valeur nulle en régime établi à vide; en charge il se stabilise à  $0.15 \text{ Wb}$ , FIG. 2.9(b).

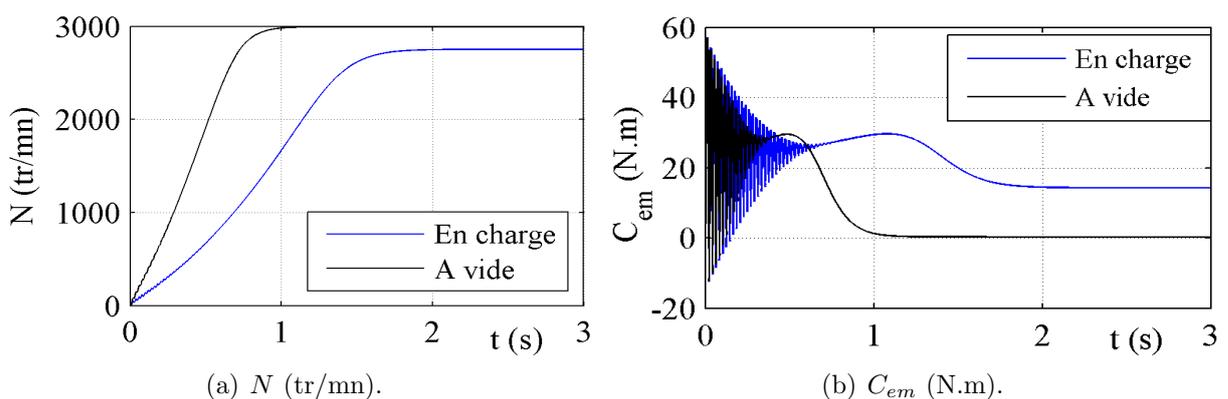


FIGURE 2.5 – Vitesse et couple électromagnétique du rotor.

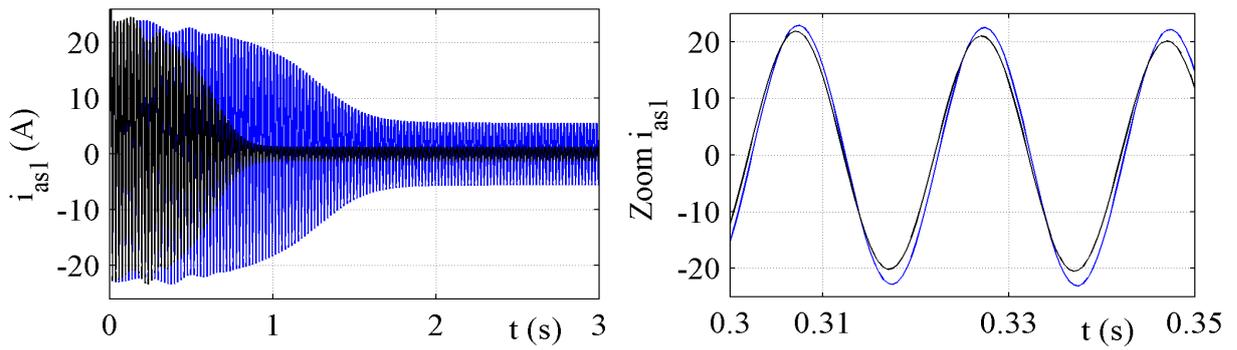


FIGURE 2.6 – Courant de phase  $i_{as1}$  (A).

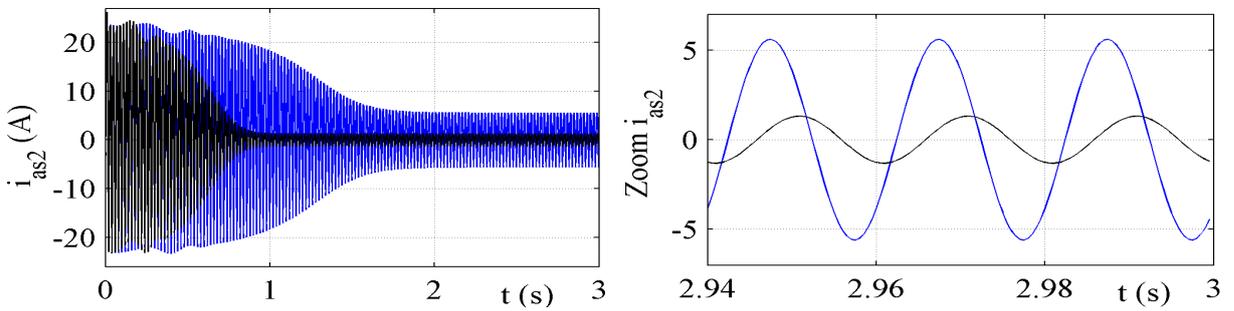
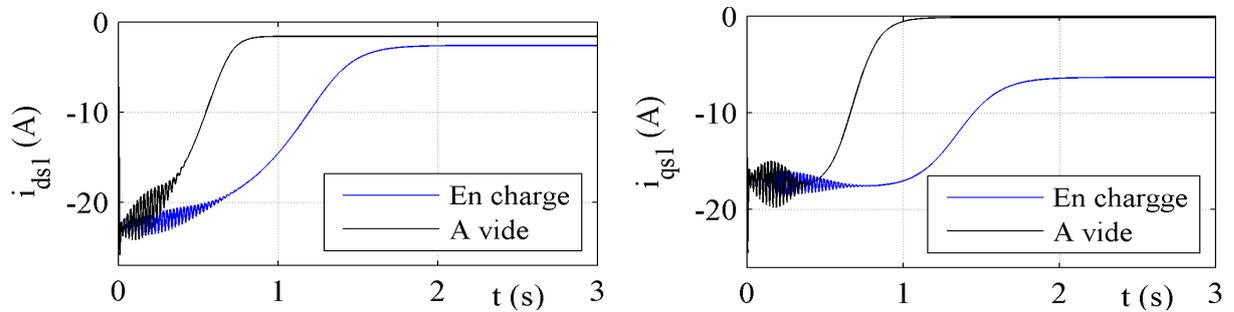
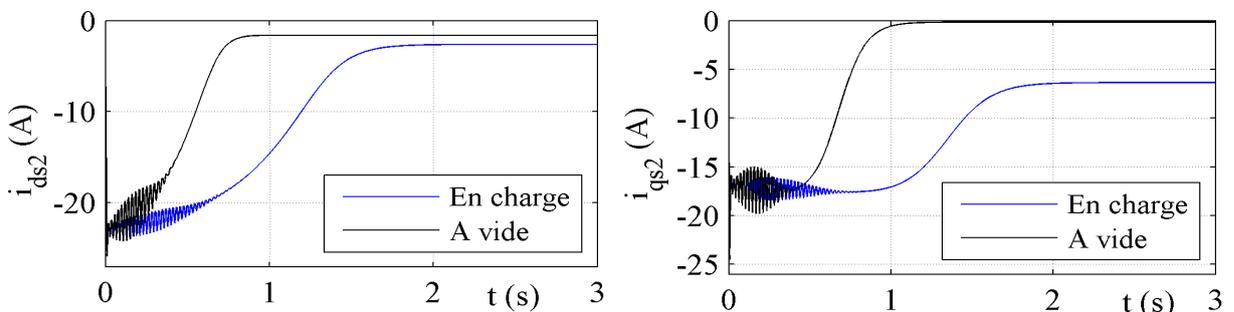


FIGURE 2.7 – Courant de phase  $i_{as2}$  (A).



(a)  $i_{ds1}$  (A).

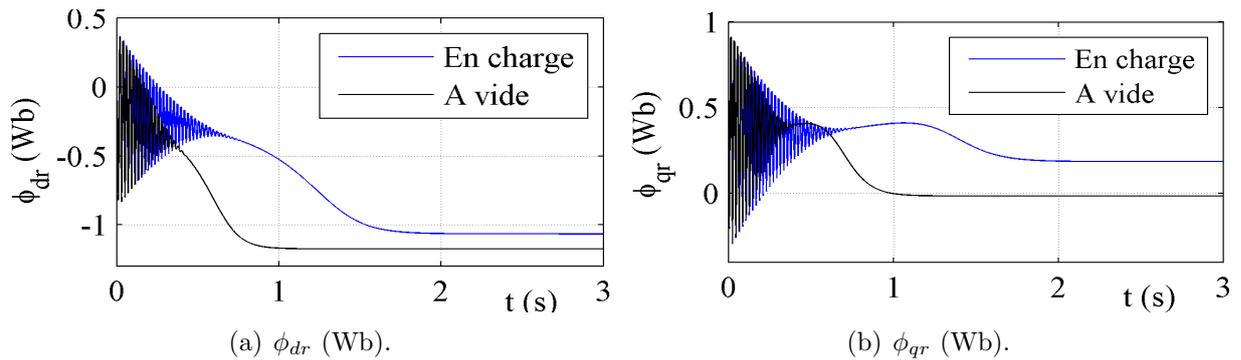
(b)  $i_{qs1}$  (A).



(c)  $i_{ds2}$  (A).

(d)  $i_{qs2}$  (A).

FIGURE 2.8 – Courant d'axes  $d$  et  $q$ .

FIGURE 2.9 – Flux rotoriques d’axes  $d$  et  $q$ .

## 2.7 Inversion du Sens de Rotation

Dans cette section, on cherche comment inverser le sens de rotation du rotor d’un moteur asynchrone double étoile.

Le premier essai est d’inverser deux phases de l’étoile une comme montré dans la FIG. 2.10. L’inversion des phases est réalisée après  $t = 2$  s. On obtient les résultats suivants.

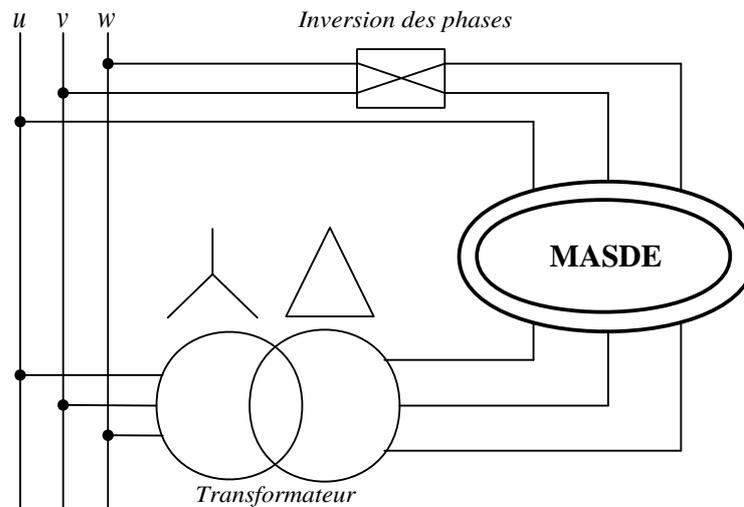


FIGURE 2.10 – Inversion de deux phases d’une étoile.

Les résultats obtenus dans la FIG. 2.11 par l’inversion de deux phases de première étoile n’inverse pas le sens de rotation du rotor. Donc, on essaye d’inverser deux phases de la deuxième étoile en plus de l’inversion dans la première étoile comme montré dans la FIG. 2.12.

On constate que l’inversion de sens de rotation d’un moteur double étoile se réalise par l’inversion de quatre phases, deux phases par chaque étoile. Un pic de couple à l’instant de l’inversion  $t = 2$  s apparaît de valeur  $-76.5 N.m$ , la vitesse atteint la valeur  $-2995 tr/mn$  à environ  $t = 5$  s. Le temps pour réaliser l’inversion de sens de rotation est  $t = 5 - 2 = 3$  s.

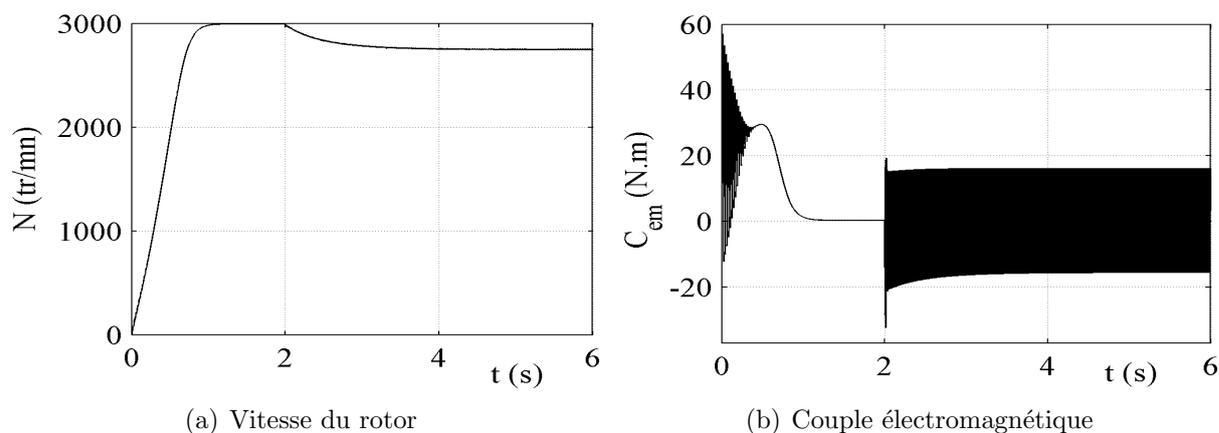


FIGURE 2.11 – Inversion du sens de rotation par l’inversion de deux phases de la 1<sup>ère</sup> étoile.

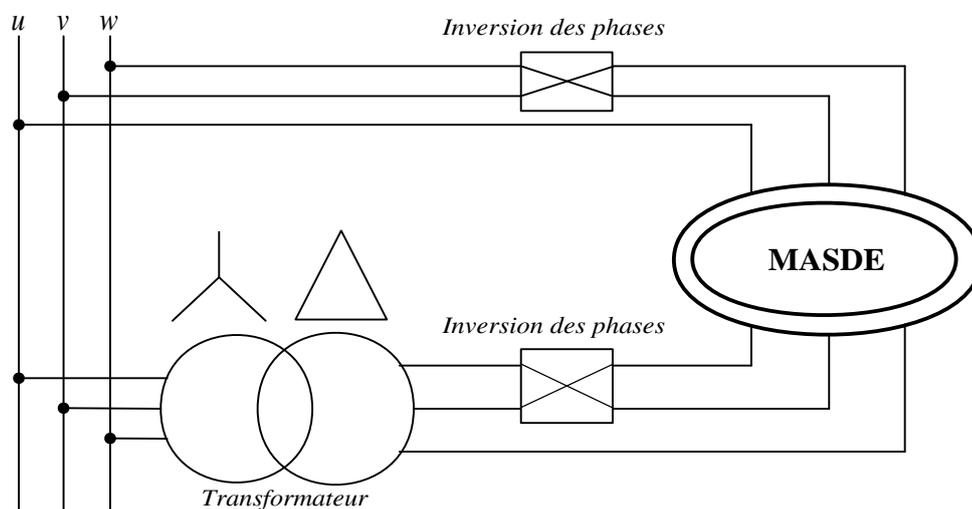


FIGURE 2.12 – Inversion de quatre phases.

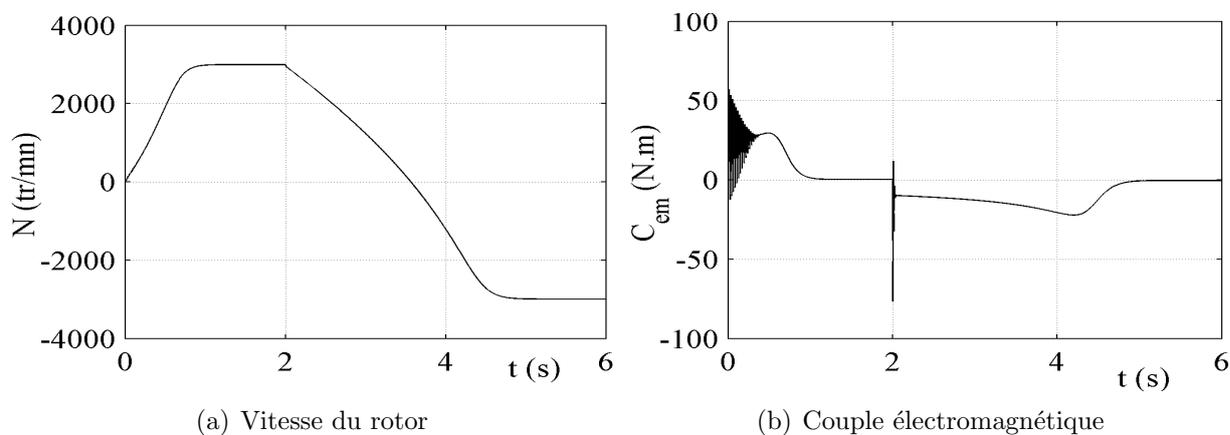


FIGURE 2.13 – Inversion du sens de rotation par l’inversion de deux phases dans chaque étoile.

## 2.8 Modélisation de l'Alimentation

Les développements des semi-conducteurs (convertisseurs statiques) permettent la réalisation d'organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables [Han91]. Parmi les convertisseurs statiques les plus utilisés dans les entraînements à vitesse variable, on peut citer les onduleurs de tension avec ces divers types, récemment les convertisseurs matriciels (convertisseur direct de fréquence) sont introduits à l'alimentation des machines électrique triphasées.

Le premier pas pour commander la machine asynchrone double étoile est de l'alimenter celle-ci par deux onduleurs de tension ou par deux convertisseurs matriciels permettant de modifier la forme des tensions d'alimentation.

### 2.8.1 Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension

La FIG. 2.14 présente la MASDE alimentée par deux convertisseurs de fréquence (deux onduleurs de tension à deux niveaux via un redresseur et un filtre L-C).

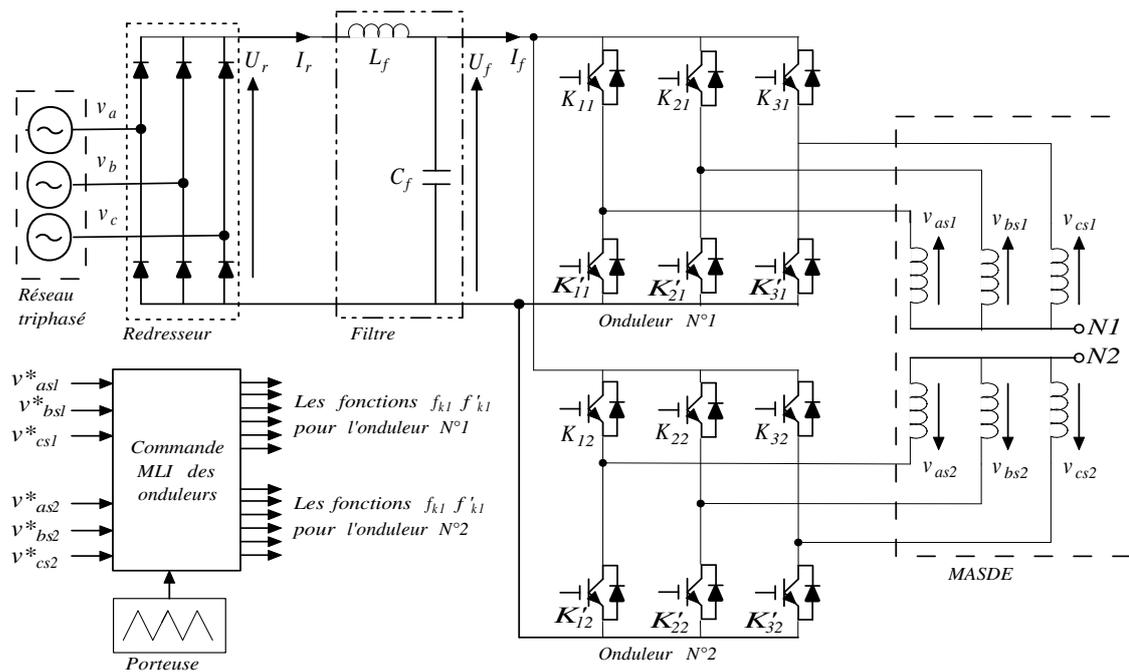


FIGURE 2.14 – Schéma block d'alimentation de la MASDE.

#### Modélisation du Redresseur

Le redresseur utilisé dans l'alimentation de la MASDE est un redresseur triphasé double alternance à diodes, FIG. 2.14. Algébriquement, la valeur instantanée de la tension redressée  $U_r$  est donnée par (2.53) :

$$U_r(t) = \max(v_a(t), v_b(t), v_c(t)) - \min(v_a(t), v_b(t), v_c(t)) \quad (2.53)$$

La tension redressée instantanée  $U_r$  obtenue par le redresseur de la FIG. 2.15 présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtrage.

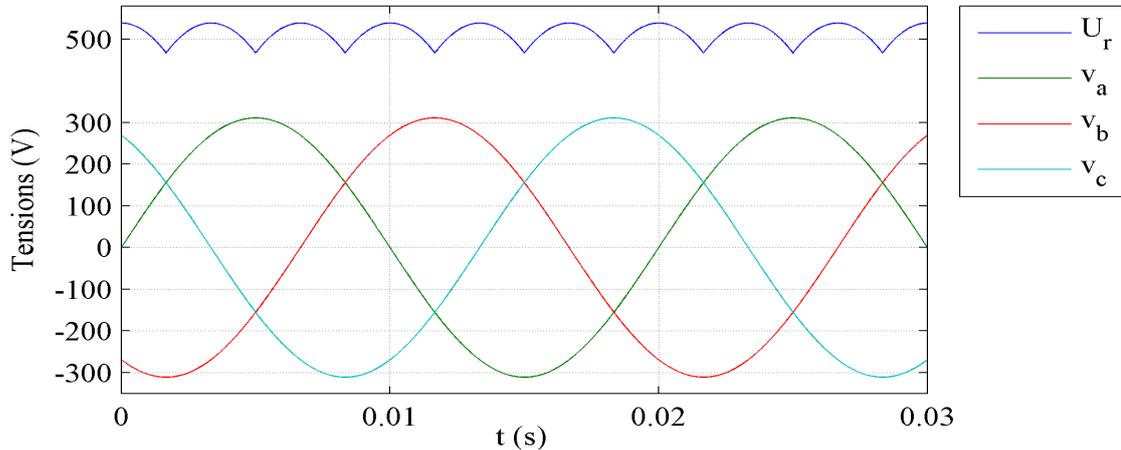


FIGURE 2.15 – L'évolution de la tension redressée.

### Modélisation du Filtre

Pour minimiser les ondulations de la tension continue délivrée par le redresseur, on utilise le filtre passe bas (L-C) ; ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\frac{dI_r}{dt} = \frac{1}{L_f}(U_r - U_f - R_f I_r) \quad (2.54)$$

$$\frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f}(I_r - I_f) \quad (2.55)$$

Où :  $R_f$  - résistance interne de l'inductance  $L_f$  ;  $U_r$  - la tension redressée ;  $U_f$  - la tension filtrée appliquée aux onduleurs.

**Calcul des paramètres du filtre LC** On obtient la fonction de transfert  $F(S)$  du filtre par la combinaison des deux équations précédentes (2.54) et (2.55).

$$F(s) = \frac{U_f}{U_r} = \frac{1}{L_f C_f S^2 + R_f C_f S + 1} \quad (2.56)$$

Cette fonction est du deuxième ordre, sa pulsation correspondante de coupure étant :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} - \left(\frac{R_f}{L_f}\right)^2} \quad (2.57)$$

Pour dimensionner le filtre, il faudrait que :  $\omega_c < 2\pi f$  où  $f$  est la fréquence du réseau ( $f = 50Hz$ ). Les paramètres du filtre sont donnés dans l'annexe.

La tension filtrée se stabilise à environ 514V depuis l'instant  $t = 0.4s$ , FIG. 2.16.

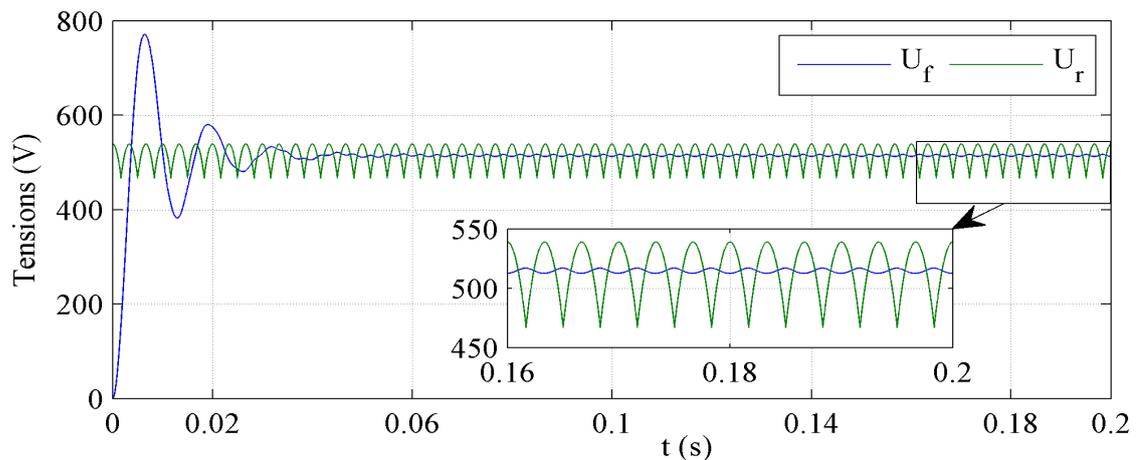


FIGURE 2.16 – L'évolution de la tension filtrée.

### Modélisation des Onduleurs de Tension

On suppose que les semi-conducteurs sont idéalisés et chaque pair de IGBT-diode présente un interrupteur. Les tensions aux bornes des phases de la MASDE sont données comme suit :

Pour l'onduleur N°1

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

Pour l'onduleur N°2

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{12} \\ f_{22} \\ f_{32} \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

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

**Principe de la technique MLI** Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs  $K_{i1}$  et  $K_{i2}$ , on fait appel à la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) sinus-triangulaire qui consiste à calculer les intersections d'une référence sinusoïdale  $v^*$  et un signal triangulaire de haute fréquence  $v_p$  comme montré sur les deux figures suivantes.

La technique de commande MLI est caractérisée par deux termes ; l'indice de modulation 'm' et le coefficient de réglage en tension 'r'.

- **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 le rapport entre l'amplitude de référence et la valeur crête de la porteuse ( $r = \frac{V_m}{V_{pm}}$ ).

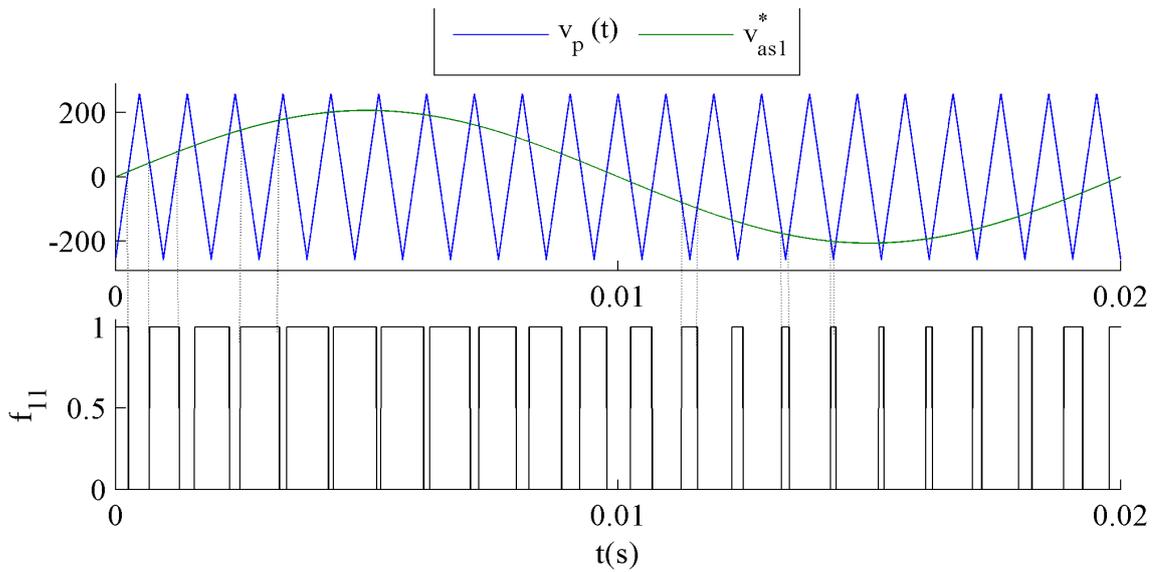
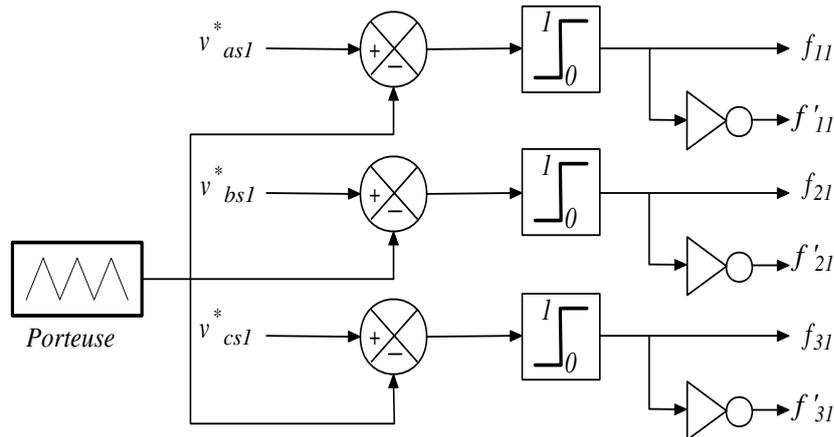


FIGURE 2.17 – Principe de la commande MLI sinus-triangulaire.


 FIGURE 2.18 – Schéma de principe pour calculer  $f_{i1}$  et  $f'_{i1}$ .

Les signaux de référence pour les deux onduleurs sont donnés par (2.60), la porteuse est définie par (2.61) :

$$\begin{aligned} v_{ks1ref} &= V_m \sin[2\pi ft - 2(j-1)\pi/3] && \text{pour l'onduleur 1} \\ v_{ks2ref} &= V_m \sin[2\pi ft - 2(j-1)\pi/3 - \alpha] && \text{pour l'onduleur 2} \end{aligned} \quad (2.60)$$

Avec :  $k = \alpha, b$  ou  $c$ ,  $j = 1, 2$  ou  $3$ .

$$v_p(t) = \begin{cases} V_{pm}[4\frac{t}{T_p} - 1] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm}[-4\frac{t}{T_p} + 3] & \text{si } \frac{T_p}{2} < t \leq T_p \end{cases} \quad (2.61)$$

### Résultats de Simulation MASDE-Onduleurs

La simulation numérique de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension est effectuée avec un indice de modulation  $m = 21$  et le coefficient de réglage en tension  $r = 0,8$ .

Les résultats de simulation obtenus lors l'alimentation de la machine avec deux onduleurs de tension sont similaires aux résultats obtenus lorsque cette machine est branchée directement au réseau électrique, soit en fonctionnement à vide ou en charge, en termes de couple et courant de démarrage ; vitesse, couple et courants dans le régime stable.

La différence entre les résultats obtenus et les résultats précédents (alimentation de la MASDE par le réseau) ; l'augmentation de temps de réponse (en deux modes de fonctionnement à vide et en charge), FIG. 2.19 et l'apparition des harmoniques au niveau de courants de phases, courants d'axes, couple électromagnétique et des flux rotoriques. On constate que, les harmoniques de flux sont faibles par rapport aux harmoniques de courants d'axe  $d$  et  $q$ , le temps de réponse en fonctionnement en charge est plus grand que lors de l'alimentation de la machine par le réseau.

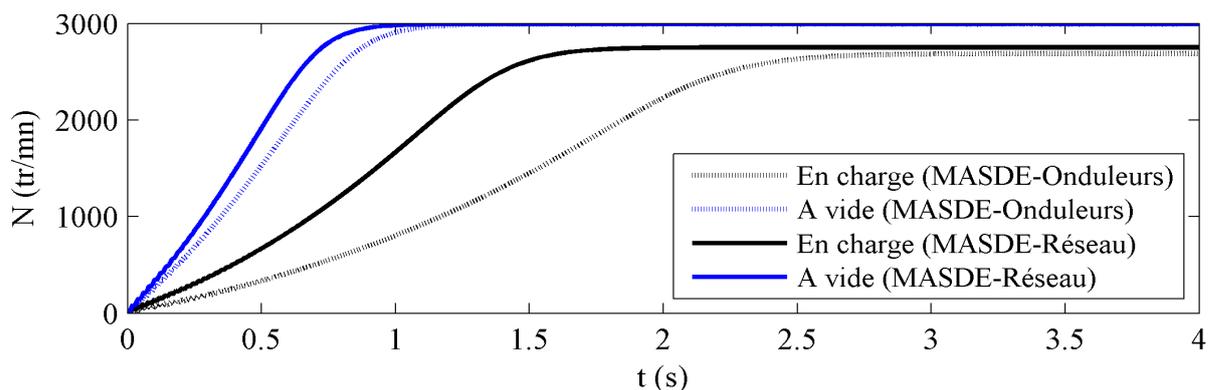


FIGURE 2.19 – Vitesse du rotor.

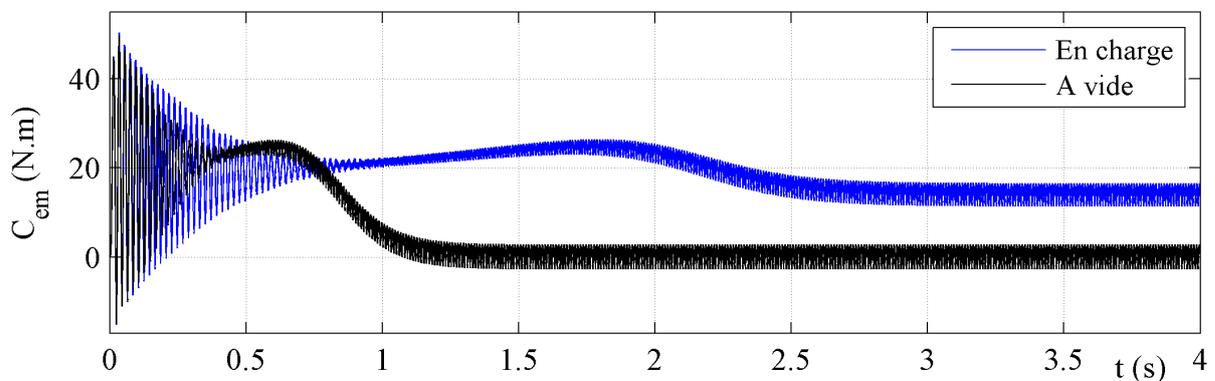


FIGURE 2.20 – Couple électromagnétique.

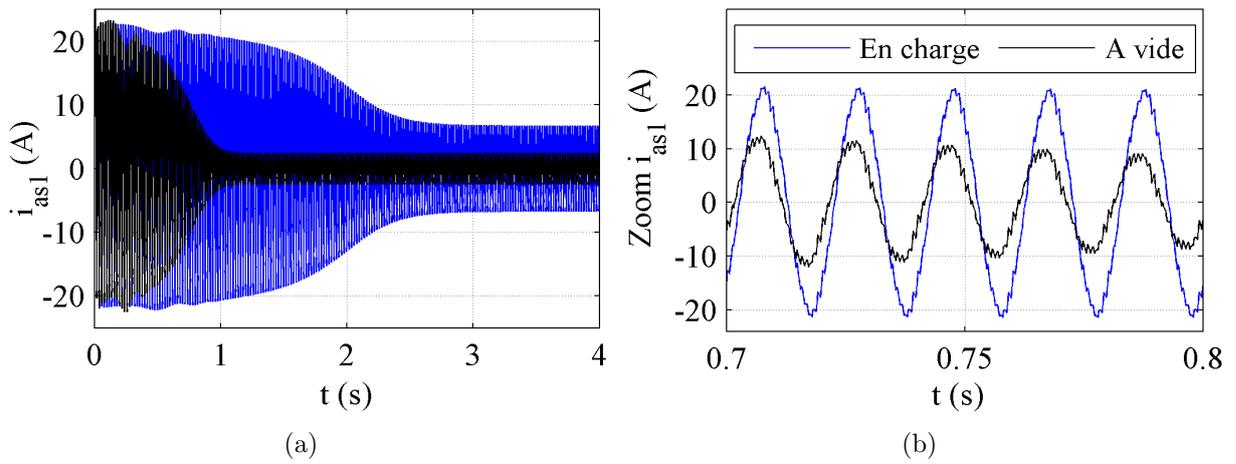


FIGURE 2.21 – Courant de phase  $i_{as1}$  (A).

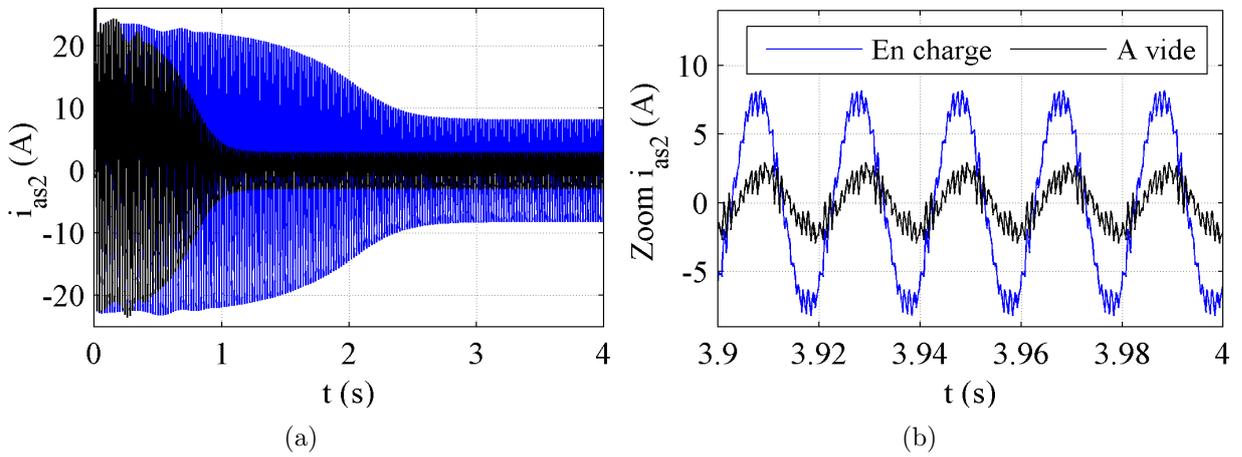


FIGURE 2.22 – Courant de phase  $i_{as2}$  (A).

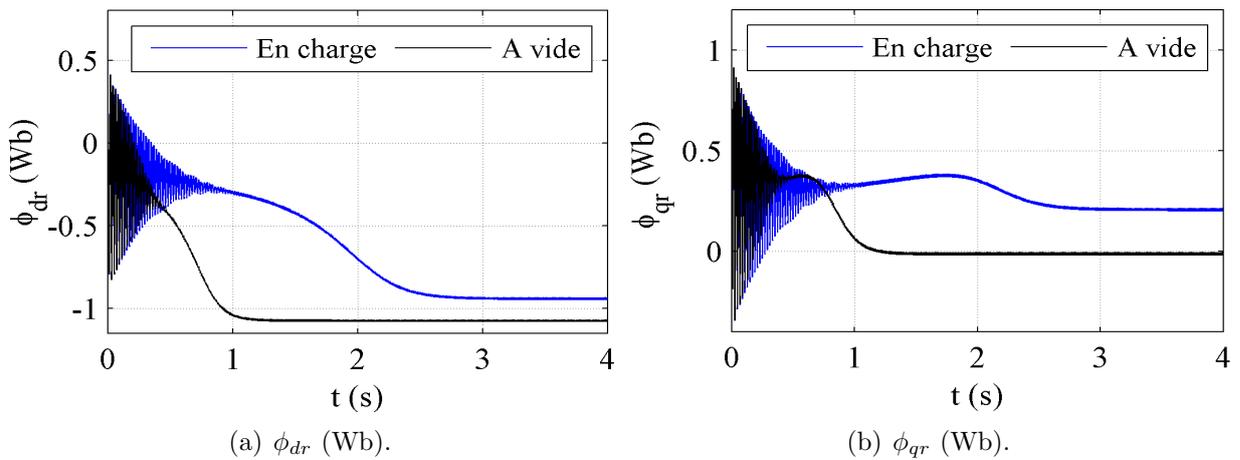
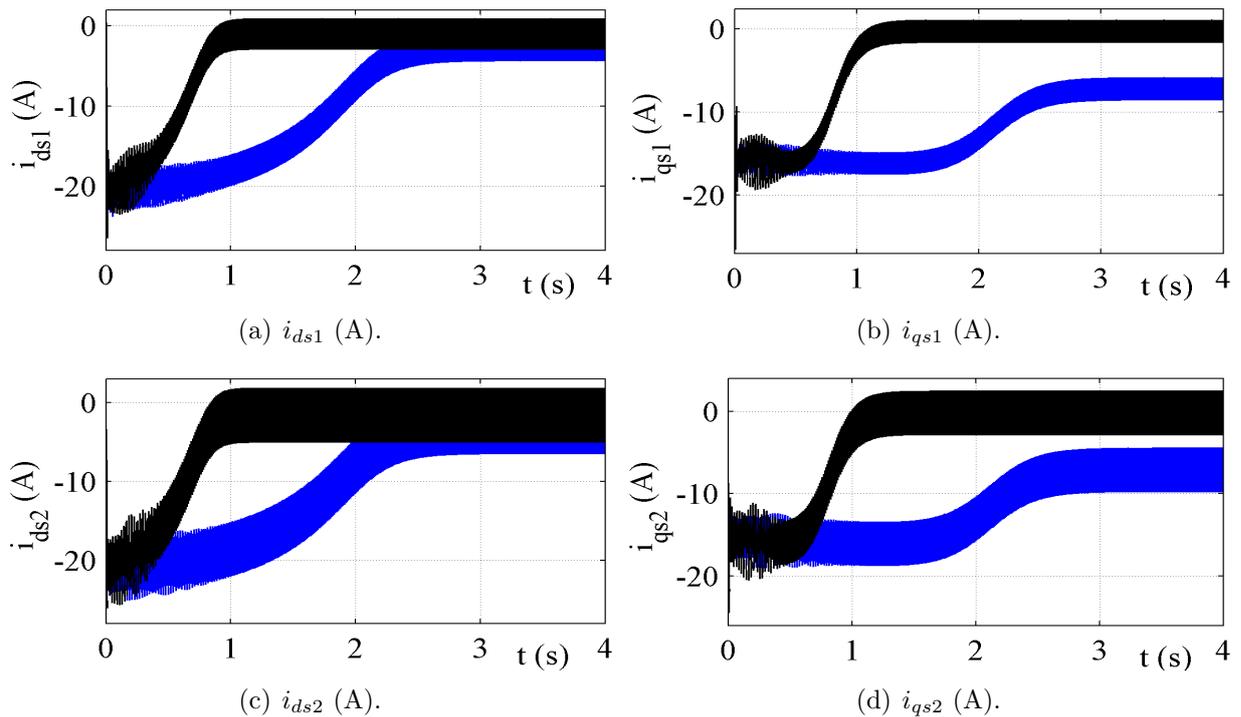


FIGURE 2.23 – Flux rotoriques d'axes  $d$  et  $q$ .

FIGURE 2.24 – Courant d'axes  $d$  et  $q$ .

## 2.8.2 Alimentation de la MASDE par deux Convertisseurs Matriciels

### Introduction

Le convertisseur matriciel (cycloconvertisseur à commutation forcée) est un convertisseur direct alternatif-alternatif, il est constitué d'un tableau d'interrupteurs de dimension  $m * n$  qui connectent directement une source de tension de  $m$ -phases à une charge de  $n$ -phases. Généralement il associe un réseau triphasé (source de tension) à un moteur (source de courant), donc il est constitué de neuf interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension arrangés de telle sorte que n'importe quelle phase de la source puisse être connectée à n'importe quelle phase de la charge. Ce convertisseur permet d'obtenir des tensions de sortie variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions d'entrée [Ven80][Ima04].

Le convertisseur matriciel a plusieurs avantages par rapport aux structures traditionnelles. Il est fondamentalement bidirectionnel, donc il est bidirectionnel de l'énergie; il permet aussi d'avoir des courants sinusoïdaux à l'entrée; haute performance de contrôle et longue durée de vie due à l'absence du circuit DC intermédiaire en comparaison avec les structures conventionnelles. La plupart des algorithmes de contrôle permettent d'obtenir un facteur de puissance mis à unité à côté de l'entrée du convertisseur [Ima06][Whe97][Zuc96].

L'alimentation de la MASDE par deux convertisseurs de fréquence directe est présentée sur la FIG. 2.25

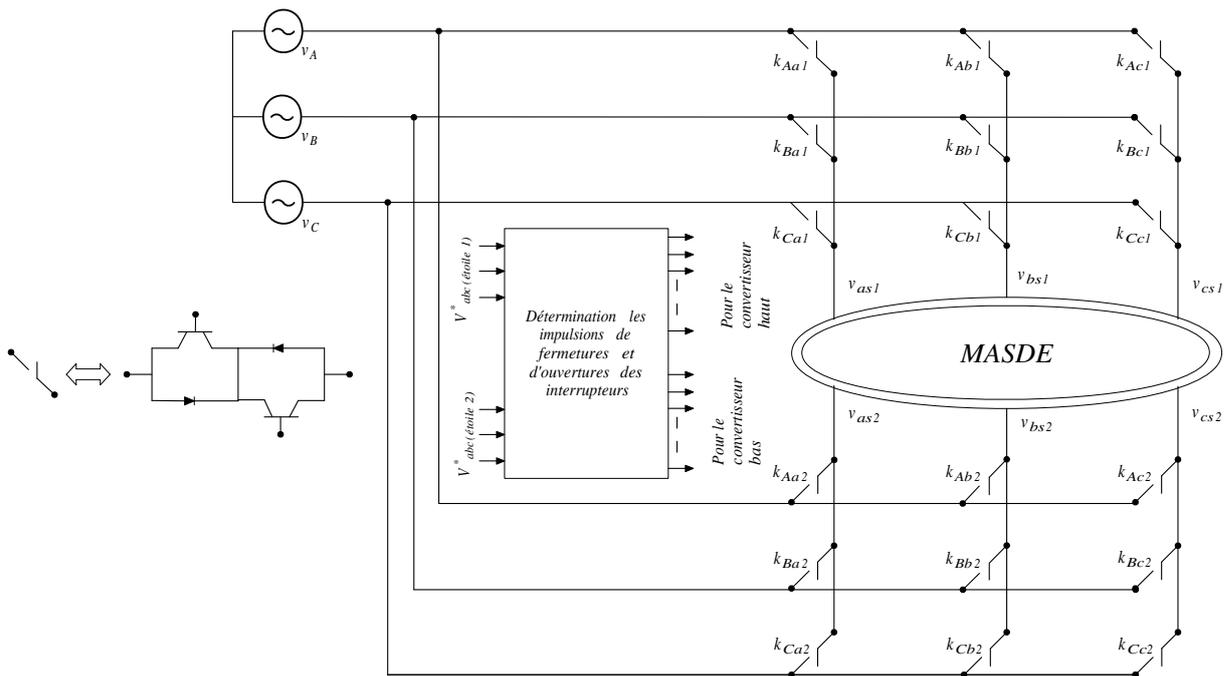


FIGURE 2.25 – Schéma bloc d'alimentation de la MASDE par deux convertisseurs matriciels.

### Réalisation des Interrupteurs Bidirectionnels

Le problème des convertisseurs matriciels réside dans l'existence des interrupteurs bidirectionnels et une technique de commutation entre eux. Par définition, un interrupteur bidirectionnel est capable de conduire le courant et de bloquer la tension des deux polarités. Malheureusement, ces interrupteurs ne sont pas disponibles actuellement dans le marché. Subséquemment, on réalise les interrupteurs bidirectionnels par la combinaison de semi-conducteurs conventionnels unidirectionnels. La FIG. 2.26 représente quelques configurations de ces interrupteurs.

La réalisation des interrupteurs bidirectionnels est faite généralement par des IGBT et des diodes en silicium ou en carbure de silicium (SiC), récemment d'autres composants sont utilisés dans la construction des convertisseurs matriciels tels que : Reverse Blocking (RB-IGBT) [Sun07][Bla04].

L'interrupteur à pont de diodes comprend un IGBT placé au centre d'un pont de diodes, FIG. 2.26(a). L'avantage principal de cette structure est que le courant ne traverse qu'un seul semi-conducteur commandé en deux directions; donc seulement une gâchette par interrupteur (un seul signal de commande). Les pertes par conduction et les chutes des tensions sont relativement importantes, elles sont dûes au courant qui traverse les trois semi-conducteurs. La deuxième configuration est réalisée par deux diodes et deux IGBT à émetteur commun, FIG. 2.26(c) ou à collecteur commun, FIG. 2.26(d). Ces deux montages

permettent de diminuer les pertes par conduction et les chutes des tensions (une diode et un IGBT). L’interrupteur à émetteur commun est généralement le plus utilisé, FIG. 2.26(c) ; cependant la présence de l’inductance parasite entre les cellules de commutation dans le montage, FIG. 2.26(d) crée des problèmes gênants. La dernière configuration possible est de réaliser les interrupteurs par deux RB-IGBT en antiparallèle, FIG. 2.26(b). Un seul composant conduit le courant ; donc les pertes par conduction et les chutes des tensions sont inférieures à celle d’un IGBT mis en série avec une diode. Un convertisseur constitué par RB-IGBT va réduire les pertes de 30% par rapport à un convertisseur réalisé par des diodes et d’IGBT [Ito05][Mor07].

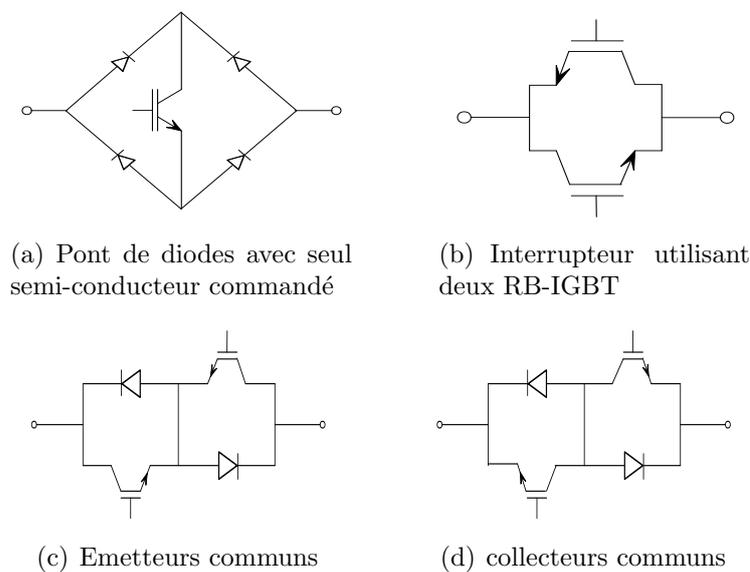


FIGURE 2.26 – Quelques interrupteurs bidirectionnels utilisés pour les convertisseurs matriciels.

### Protection du Convertisseur Matriciel

Des surtensions potentielles peuvent apparaître aux bornes du convertisseur matriciel. Elles sont déféctueuses pour les semi-conducteurs. Un dispositif de protection est nécessaire.

Plusieurs solutions sont proposées pour protéger le convertisseur contre les surtensions. La première est présentée par la FIG. 2.27. Un circuit constitué de 12 diodes permet de protéger le convertisseur des surtensions provenant du réseau ou de la charge (moteur). En cas de coupure de l’alimentation, l’énergie stockée dans les inductances du moteur (charge) est transférée dans ce circuit de protection, alors le condensateur doit être dimensionné pour absorber cette énergie. La deuxième solution consiste à utiliser des varistances en parallèle des phases de la charge et du réseau, FIG. 2.28. Cette solution est économique et moins encombrante [Emp06][Mah01].

Un filtre entre la source et le convertisseur matriciel est nécessaire pour réduire les harmoniques des courants vers le réseau électrique qui sont dus à la commutation entre les interrupteurs constituant le convertisseur. La conception du filtre d'entrée est basée sur la fréquence de coupure, celle-ci doit être inférieure à celle de commutation, de faibles chutes de tension, d'un volume et d'un poids réduit, une faible absorption de puissance réactive. Dans la littérature, on trouve plusieurs structures proposées telles que : le filtre par condensateurs connectés en parallèle, FIG. 2.27, le filtre L-C les inductances sont connectées en série et les condensateurs en parallèle, FIG. 2.28, le filtre L-C avec "damping resistor", ces résistances sont placées en parallèle avec les inductances.

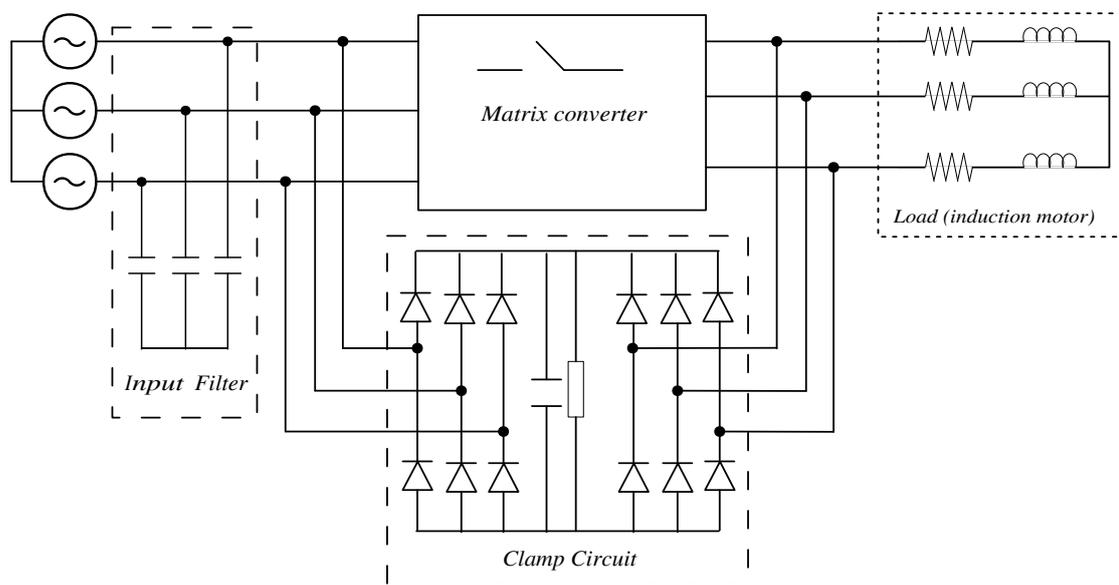


FIGURE 2.27 – Protection du convertisseur matriciel contre les surtensions par un pont de diodes.

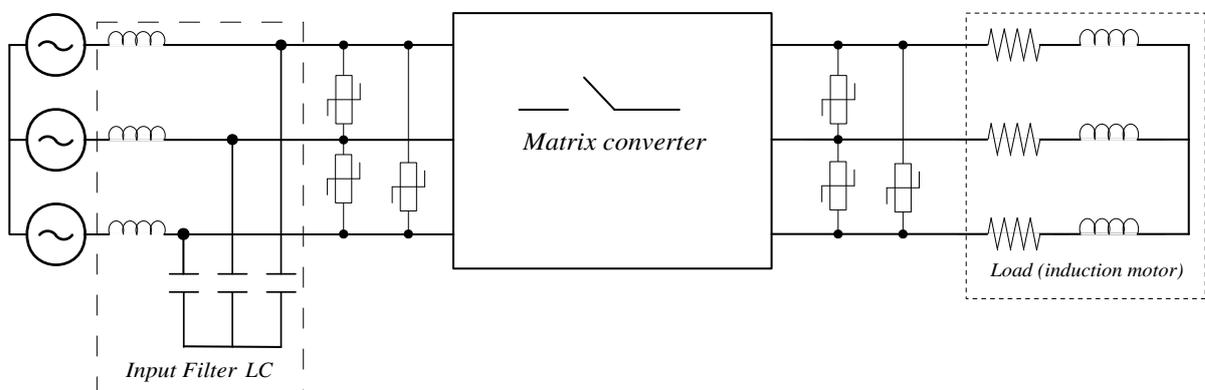


FIGURE 2.28 – Protection du convertisseur par les varistances.

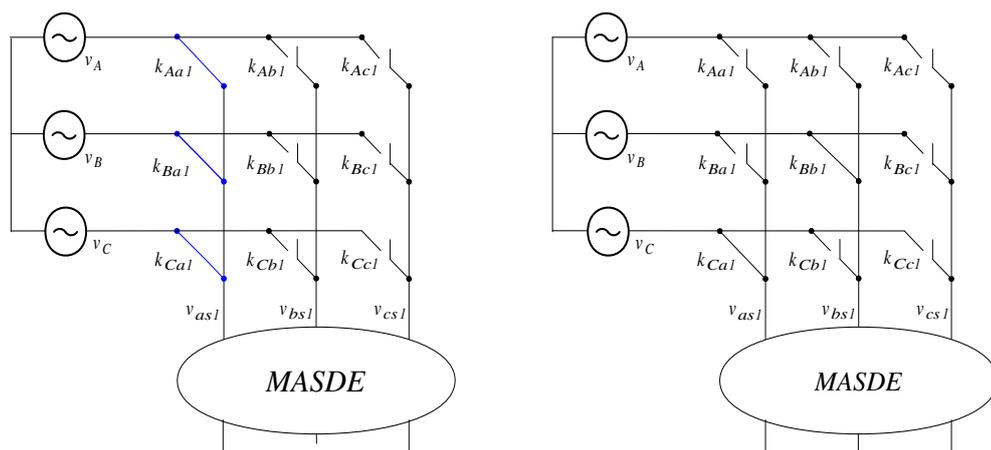
## Modélisation et Commande du Convertisseur Matriciel

La modélisation d'un convertisseur matriciel est basée sur les conditions suivantes [Gha99][Zuc96] :

- A chaque instant, seulement un interrupteur  $k_{ij}$  ( $i = A, B, C$ ) est fermé afin d'éviter le court-circuit entre les phases d'entrées FIG. 2.29(a) ;
- A n'importe quel instant, au moins deux interrupteurs  $k_{ij}$  ( $j = a1, b1, c1$ ) sont fermés cette condition garantit un chemin (circuit-fermé) pour le courant de la charge (habituellement c'est une charge inductive) FIG. 2.29(b) ;
- La fréquence de commutation  $f_{co}$  doit avoir une valeur plus de vingt fois le maximum de fréquence d'entrée et de sortie ( $f_{co} \gg \gg 20 \max(f_{en}, f_{so})$ ) ;
- On considère aussi que les interrupteurs sont idéaux ; c'est-à-dire qu'on néglige leurs courants de fuite à l'état bloqué et les chutes des tensions à l'état fermé.

Si on présente l'état de l'interrupteur  $k_{ij}$  ( $i = A, B, C$  et  $j = a1, b1, c1$ ) par un entier  $S_{ij}$  ( $S_{ij} = 0$  : implique que l'interrupteur est ouvert,  $S_{ij} = 1$  implique que l'interrupteur est fermé). Les deux premières conditions doivent être vérifiées à chaque instant par la relation suivante :

$$\begin{aligned} S_{Aa1} + S_{Ba1} + S_{Ca1} &= 1 \\ S_{Ab1} + S_{Bb1} + S_{Cb1} &= 1 \\ S_{Ac1} + S_{Bc1} + S_{Cc1} &= 1 \end{aligned} \quad (2.62)$$



(a) Éviter les courts-circuits des lignes d'entrée.

(b) Éviter l'ouverture des circuits des lignes de sortie.

FIGURE 2.29 – Conditions de fonctionnement.

D'après la FIG. 2.25 et les suppositions de la modélisation citées précédemment, on déduit l'équation qui relie les tensions de sorties et celles d'entrées par (2.63).

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa1} & S_{Ba1} & S_{Ca1} \\ S_{Ab1} & S_{Bb1} & S_{Cb1} \\ S_{Ac1} & S_{Bc1} & S_{Cc1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

Ou par :

$$[V_{so}] = T[V_{en}] \quad (2.64)$$

Les courants d'entrée sont donnés par la relation suivante :

$$[I_{en}] = T^t[I_{so}] \quad (2.65)$$

Où

$$[I_{en}] = [i_A \quad i_B \quad i_C]^t \quad (2.66)$$

$$[I_{so}] = [i_{as1} \quad i_{bs1} \quad i_{cs1}]^t \quad (2.67)$$

$$[T] = \begin{bmatrix} S_{Aa1} & S_{Ba1} & S_{Ca1} \\ S_{Ab1} & S_{Bb1} & S_{Cb1} \\ S_{Ac1} & S_{Bc1} & S_{Cc1} \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

Par conséquent un convertisseur matriciel triphasé/triphasé possède 27 configurations possibles de commutation. La durée de conduction d'un interrupteur  $K_{ij}$  est notée par  $t_{ij}$  qui correspond à  $S_{ij} = 1$ , la somme des durées de commutation pour les interrupteurs situés dans une colonne présente la séquence ou la période de commutation " $T_{seq}$ " du convertisseur matriciel.

$$T_{seq} = t_{Aj} + t_{Bj} + t_{Cj} \quad (j = a \text{ ou } b \text{ ou } c) \quad (2.69)$$

La FIG. 2.30 représente les durées de commutations des neuf interrupteurs durant une séquence.

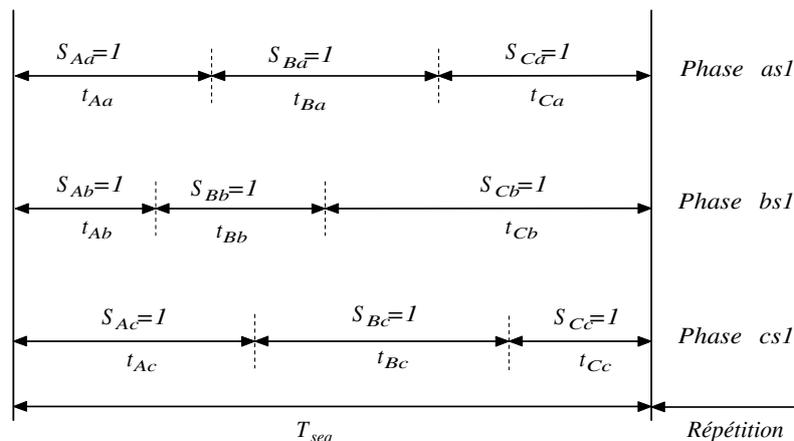


FIGURE 2.30 – Durées de conduction pendant une période de commutation.

## Techniques de Commande d'un Convertisseur Matriciel

On trouve dans la littérature plusieurs techniques de commande telles que : la commande scalaire ; la modulation de Venturini et la modulation vectorielle. Dans cette étude on applique la technique de modulation de Venturini.

**Modulation de Venturini** Dans la méthode de Venturini, les impulsions appropriées appliquées à chacun des neuf interrupteurs bidirectionnels doivent être calculées pour produire des tensions sinusoïdales de sortie variable en amplitude et/ou en fréquence à partir des tensions d'entrées d'amplitude et de fréquence fixes [Kar09]. Dans cette méthode, les tensions de sortie sont formées à partir des segments des tensions d'entrée ; algébriquement elles sont groupées dans la relation (2.63). Un courant d'entrée est formé de segments des courants de sortie. Mathématiquement, les courants d'entrée sont donnés par la relation (2.65). On s'arrête à la modélisation d'un seul convertisseur pour la machine double étoile.

Cette méthode est une approche mathématique permettant de déterminer les durées de commutation de chaque interrupteur. Les tensions d'entrée forment un système triphasé équilibré d'amplitude  $V_{en}$  et de pulsation  $\omega_{en}$ . On suppose que les tensions de sortie désirées sont des tensions équilibrées d'amplitude  $V_{so}$  et de pulsation  $\omega_{so}$ . L'inconvénient de cette méthode est que l'amplitude des tensions de sortie sont limitées par  $q = 0.5$  de l'amplitude des tensions d'entrée. Une solution pour augmenter le rapport de transformation entre l'amplitude des tensions d'entrée et de sortie à  $q = 0.86$ , consiste à ajouter des harmoniques de rang trois aux tensions de sortie désirées. Alors la durée de commutation d'un interrupteur connectant la phase d'entrée  $i$  et la phase de sortie  $j$  est donnée par l'équation suivante [Ale89] :

Pour le convertisseur de l'étoile N°1

$$t_{ij} = \frac{T_{seq}}{3} \left[ 1 + \frac{2v_{ej}v_{jdes}}{V_{em}^2} + \frac{2q}{3\sqrt{3}} \cdot \sin(\omega_{ent}t - \theta_i) \sin(3\omega_{ent}t) \right] \quad (2.70)$$

Pour le convertisseur de l'étoile N°2

$$t_{ij} = \frac{T_{seq}}{3} \left[ 1 + \frac{2v_{ej}v_{jdes}}{V_{em}^2} + \frac{2q}{3\sqrt{3}} \cdot \sin(\omega_{ent}t - \theta_i - \alpha) \sin(3\omega_{ent}t) \right] \quad (2.71)$$

Avec :  $\theta_i = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$  correspondant aux phases d'entrée  $A, B, C$  respectivement ;  $v_{jdes}$  la tension désirée. Elle est donnée comme suit :

Pour le convertisseur de l'étoile N°1

$$v_{jdes} = \underbrace{qV_{em} \cos(\omega_{so} - \theta_j)}_{v_{ks1ref}} - \frac{q}{6}v_{em} \cos(3\omega_{so}t) + \frac{q}{4\sqrt{3}}V_{em} \cos(3\omega_{ent}t) \quad (2.72)$$

Pour le convertisseur de l'étoile N°2

$$v_{jdes} = \underbrace{qV_{em} \cos(\omega_{so} - \theta_j - \alpha)}_{v_{ks2ref}} - \frac{q}{6}v_{em} \cos(3\omega_{so}t) + \frac{q}{4\sqrt{3}}V_{em} \cos(3\omega_{ent}t) \quad (2.73)$$

Où  $V_{em}$  l'amplitude de la tension d'entrée;  $\theta_j = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$  correspond aux phases de sortie  $as1, bs1, cs1$  et  $as2, bs2, cs2$  et aux tensions de référence  $v_{askref} = v_{as1ref}, v_{bs1ref}, v_{cs1ref}$  et  $v_{as2ref}, v_{bs2ref}, v_{cs2ref}$  respectivement.

### Simulation Numérique

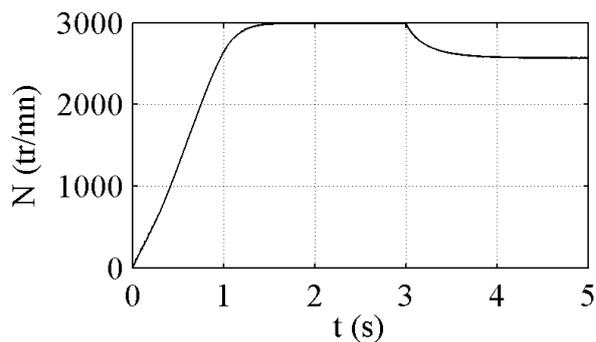
La simulation d'alimentation de la MASDE par deux convertisseurs matriciels est réalisée à l'aide des paramètres suivants : la fréquence de commutation est de  $10kHz$ , la pulsation des tensions de référence est de  $100\pi rad/s$ . Les résultats de simulation présentent un démarrage à vide suivi par l'introduction d'un couple résistant de  $14N.m$ .

Les résultats de simulation montrent que l'alimentation de la MASDE par deux convertisseurs matriciels donnent presque de mêmes résultats que ceux obtenus par deux onduleurs de tension avec un temps de réponse de la vitesse légèrement supérieur. Un tableau de comparaison entre les résultats de simulation obtenus de l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs et par deux convertisseurs matriciels est présenté au-dessous.

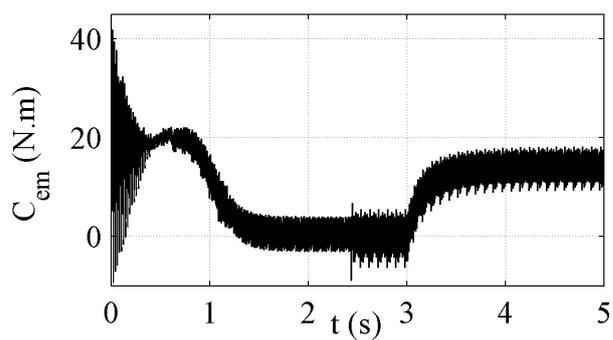
L'augmentation de temps de réponse en cas d'alimentation de cette machine par le convertisseur matriciel est due à la diminution de couple de démarrage celle-ci est due à la diminution des courants de démarrage qui sont liés au rapport du convertisseur matriciel  $q = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0.86$ .

TABLE 2.1 – Comparaison des résultats de simulation obtenus par l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs et deux convertisseurs matriciels.

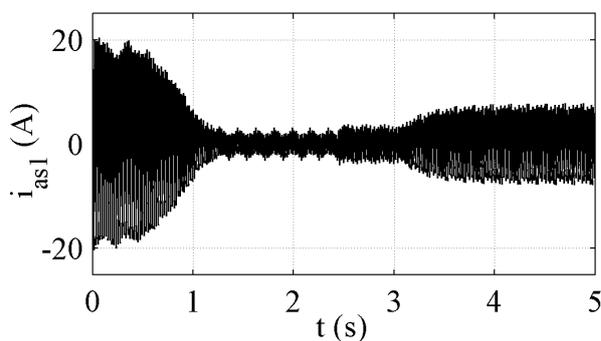
	Temps de réponse à vide (sec)	Couple de démarrage à vide (N.m)	Chut de vitesse en à ... (tr/min)	Amplitude de courant de charge (A)
MASDE-ONDULEURS	1.6	49.5	2688	6.7
MASDE-C. MATRICIEL	1.8	42	2570	7



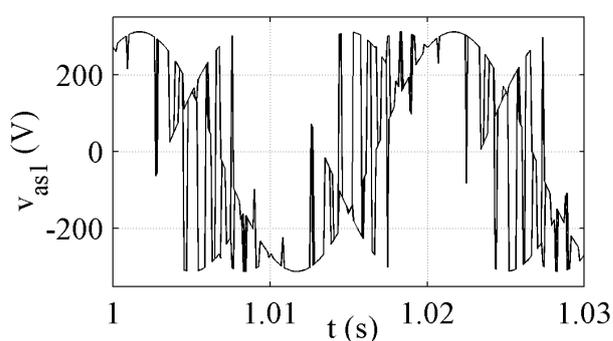
(a) Vitesse du rotor



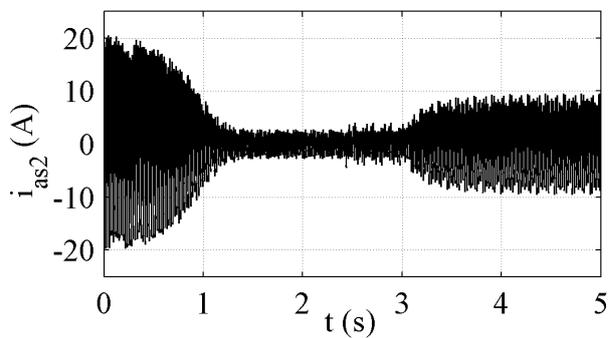
(b) Couple électromagnétique.



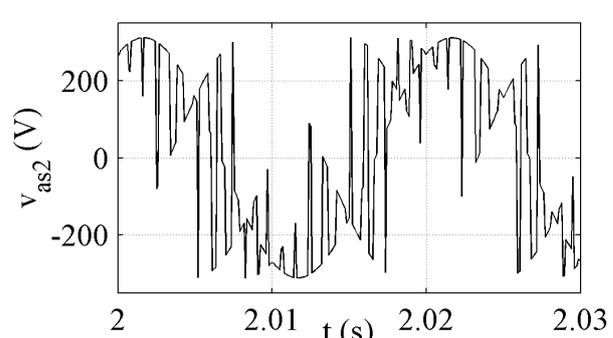
(c)  $i_{as1}$  (A)



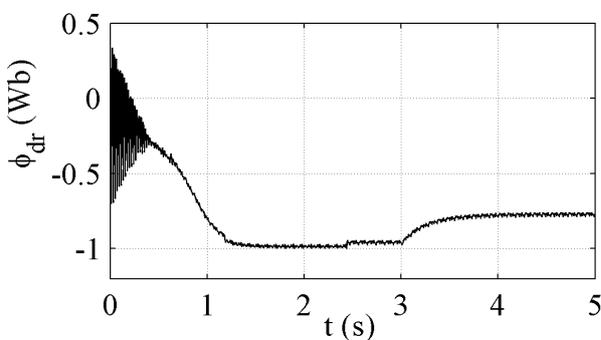
(d)  $v_{as1}$  (A)



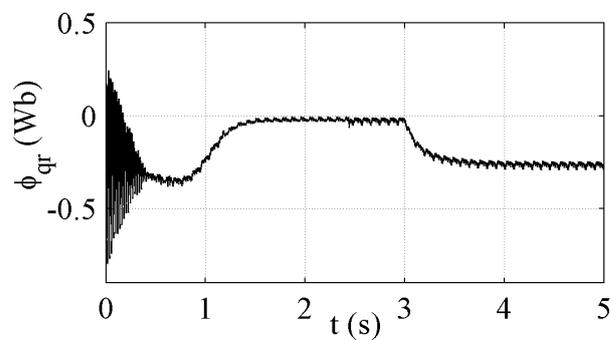
(e)  $i_{as2}$  (A)



(f)  $v_{as2}$  (A)



(g)  $\phi_{dr}$  (Wb).



(h)  $\phi_{qr}$  (Wb).

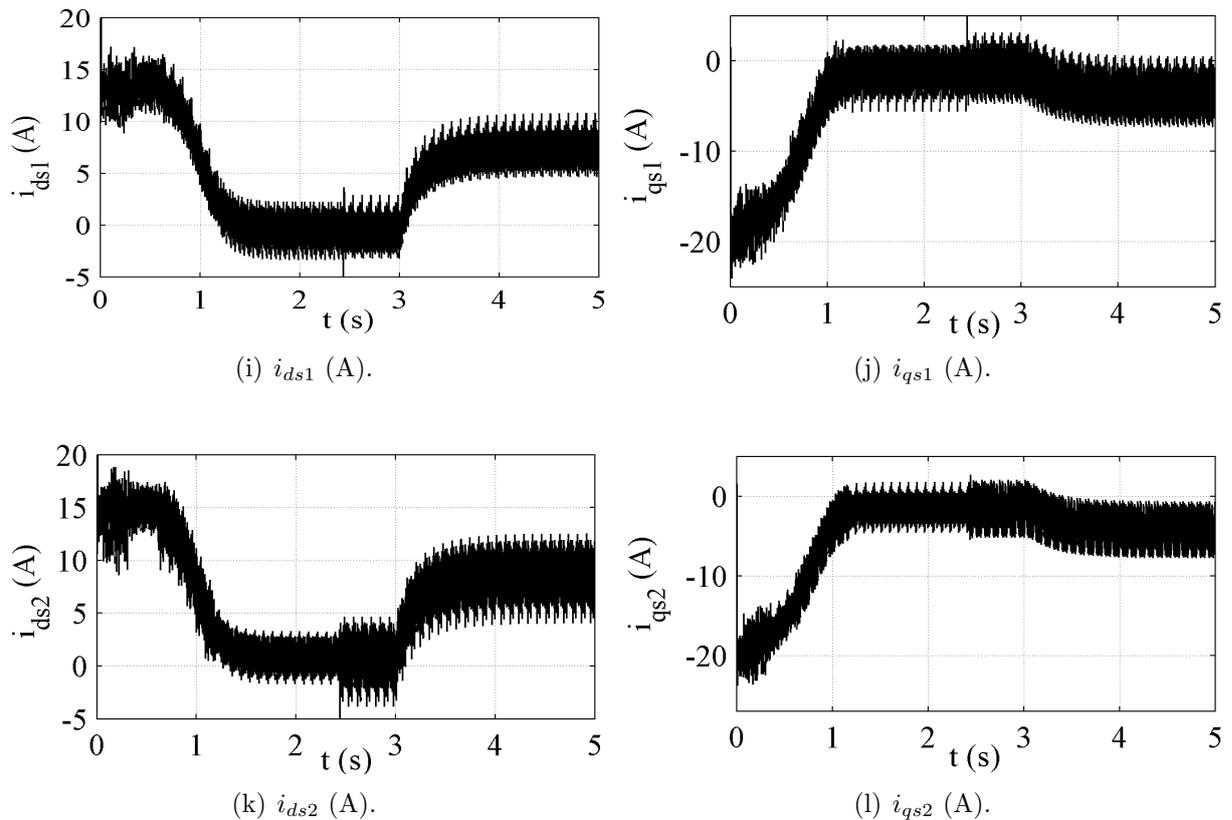


FIGURE 2.31 – Performances de la MASDE alimentée par deux convertisseurs matriciels.

## 2.9 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une brève 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. Des performances de trois modes d'alimentation l'un par des tensions purement sinusoïdales (le réseau électrique), le second par deux onduleurs de tension commandés par la technique MLI et le troisième par deux convertisseurs matriciels commandés par la méthode de Venturini ont été présentées.

Le chapitre suivant a pour objectif de maintenir la vitesse réglable quelque soient les conditions de fonctionnement de la machine.

---

# Commande Vectorielle de la MASDE

---

## 3.1 Introduction

L'AVANTAGE principal de machine à courant continu réside dans sa commande simple, mais elle présente plusieurs inconvénients : nécessite un entretien relativement lourd, possède une puissance massique inférieure et un prix supérieur par rapport aux autres technologies de machines. Les machines à courant alternatif ont remplacé progressivement les machines à courant continu, grâce à leurs simplicités de conception, d'entretien et de ses robustesses [Edw88].

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées et de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse. Les méthodes classiques de commande telle que, le contrôle du couple par le glissement fréquentiel et le flux par le rapport de la tension à la fréquence, ce type de commande ne peut assurer des performances dynamiques appréciables [Cap92].

De nos jours, le développement de semi-conducteurs, de 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 identique à celle de la MCC [Pie92].

## 3.2 Principe de la Commande Vectorielle

Le principe de la commande vectorielle dite commande par orientation de flux, consiste à régler le couple par une composante du courant et le flux par l'autre composante, c'est-à-dire qu'on oriente une des composantes de flux statoriques, rotoriques ou de l'entrefer sur un axe de référentiel tournant à la vitesse de champ tournant. La commande vectorielle conduit à de hautes performances industrielles des entraînements asynchrones (machine de papeterie, laminoirs, traction électrique etc.) supportant les perturbations de la charge [Mic01][Pie92].

## 3.3 Méthodes de la Commande Vectorielle

Selon la régulation de flux rotorique, on distingue deux méthodes de commande vectorielle.

### 3.3.1 Commande Vectorielle Directe

Dans cette méthode, le flux est réglé par contre-réaction. Il nécessite donc une bonne connaissance du module de flux et de sa phase [Bog04]. Pour cela deux procédés sont utilisés :

**La mesure du flux à l'aide d'un capteur.** Elle est rarement utilisée car ces capteurs mécaniquement sont fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.

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

### 3.3.2 Commande Vectorielle Indirecte

La régulation du flux se fait par réaction, le flux n'est ni mesuré ni estimé, il est fixé en boucle ouverte. Cette méthode exige la présence d'un capteur de position du rotor et on peut éliminer l'estimateur/capteur du flux. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [Pie92].

Les performances de la machine commandée par les deux méthodes sont fortement dégradées à cause de la variation des paramètres de la machine liée à la température et à la saturation. Cependant, la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée. Le choix entre les deux méthodes varie d'une application à une autre.

### 3.4 Commande Vectorielle Indirecte de la MASDE

Dans notre étude, on oriente le flux rotorique. Pour la machine asynchrone double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Dans l'expression du couple de la MASDE (3.1), si on fait coïncider le flux rotorique avec l'axe ( $d$ ) du référentiel lié au champ tournant.

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}] \quad (3.1)$$

Après l'orientation du flux rotorique :

$$\phi_{dr} = \phi_r; \quad \phi_{qr} = 0$$

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_r] = k\phi_r i_{qs} \quad (3.2)$$

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

Par l'assimilation de (3.2) et l'expression du couple de la MCC (3.3) 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 MASDE.

L'expression du couple électromagnétique de la MCC est donné par :

$$C_{em} = K\phi I_a = K' I_a I_f \quad (3.3)$$

Avec,  $\phi$  : le flux imposé par le courant d'excitation  $I_f$  ;  $I_a$  : le courant d'induit ;  $K, K'$  : constantes.

On applique l'orientation du flux rotorique au système d'équations de tension et du flux dans le repère lié au champ tournant obtenu dans le chapitre 2. L'objectif est de générer des tensions de références pour les convertisseurs statiques de tension alimentant la MASDE. On notera  $x^*$  pour les grandeurs de références (couple, flux, tensions et courants). L'application de l'orientation du flux rotorique sur le système d'équations (2.41) donne [Ber04][Mer07s] :

$$\begin{aligned} i_{dr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} &= \frac{-L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{aligned} \quad (3.4)$$

L'introduction de (3.4) dans (2.35) donne :

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds1} &= \lambda_1 i_{ds1} + L_l L_r i_{ds2} + L_l \phi_r^* \\
 \phi_{qs1} &= \lambda_1 i_{qs1} + L_l L_r i_{qs2} \\
 \phi_{ds2} &= \lambda_2 i_{ds2} + L_l L_r i_{ds1} + L_l \phi_r^* \\
 \phi_{qs2} &= \lambda_2 i_{qs2} + L_l L_r i_{qs1}
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

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

Et on a :

$$\phi_r^* = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \tag{3.6}$$

$$i_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \phi_r^*}{R_r} \tag{3.7}$$

L'évolution du flux rotorique est donnée par :

$$\frac{d}{dt} \phi_r + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \tag{3.8}$$

En remplaçant (3.5), (3.6) et la deuxième équation de (3.4) dans le système d'équations (2.32), on obtient :

$$\begin{aligned}
 v_{ds1}^* &= R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 v_{qs1}^* &= R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \\
 v_{ds2}^* &= R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 v_{qs2}^* &= R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*)
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

Avec les deux expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 i_{qs1}^* + i_{qs2}^* &= \frac{(L_m + L_r)}{p L_m \phi_r^*} C_{em}^* \\
 \omega_{gl}^* &= \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \phi_r^*} (i_{qs1}^* + i_{qs2}^*)
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

Le système (3.9) constitué de deux termes : le premier terme (3.11) où les tensions de références sont calculées en fonction de plusieurs grandeurs telles que, courants statoriques, la pulsation de synchronisme et de glissement, et le flux rotorique de référence ; le deuxième terme (3.12) 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 courants statoriques sont introduits afin de générer les tensions de références [Ami11][Beri04][Mer07s].

$$\begin{aligned}
 v_{ds1c}^* &= \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 v_{qs1c}^* &= \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \\
 v_{ds2c}^* &= \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 v_{qs2c}^* &= \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*)
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

$$\begin{aligned}
 v_{ds1l} &= R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} \\
 v_{qs1l} &= R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} \\
 v_{ds2l} &= R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} \\
 v_{qs2l} &= R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2}
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

### 3.4.1 Régulation du Flux

Le flux rotorique dans cette méthode est réglé par une réaction appelée bloc de défluxage, où le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale  $\phi_r^n$  pour les vitesses du rotor inférieures ou égale à la vitesse nominale de la machine  $\Omega_m^n$ , pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine.

Le flux de référence est défini comme suit :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_r^n & \text{si } \Omega_m \leq \Omega_m^n \\ \frac{\Omega_m^n}{\Omega_m} \phi_r^n & \text{si } \Omega_m > \Omega_m^n \end{cases} \tag{3.13}$$

### 3.4.2 Synthèse des Régulateurs PI

Les régulateurs de courants ont pour but d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. La FIG. 3.1 montre le schéma fonctionnel de régulation des courants selon les deux axes  $d$ .

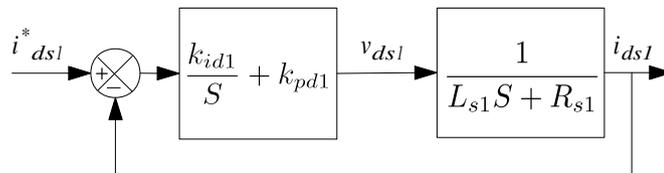


FIGURE 3.1 – Schéma de régulation de courant.



### 3.4.3 Commande en Boucle Ouverte de la MASDE

Les tensions de références générées sont comparées avec la porteuse pour donner les impulsions aux IGBT. Le flux de référence est calculé par l'équation (3.13). On fait varier le couple de référence pour avérer que le découplage est réalisé. Le schéma de simulation est montré dans la FIG. 3.3.

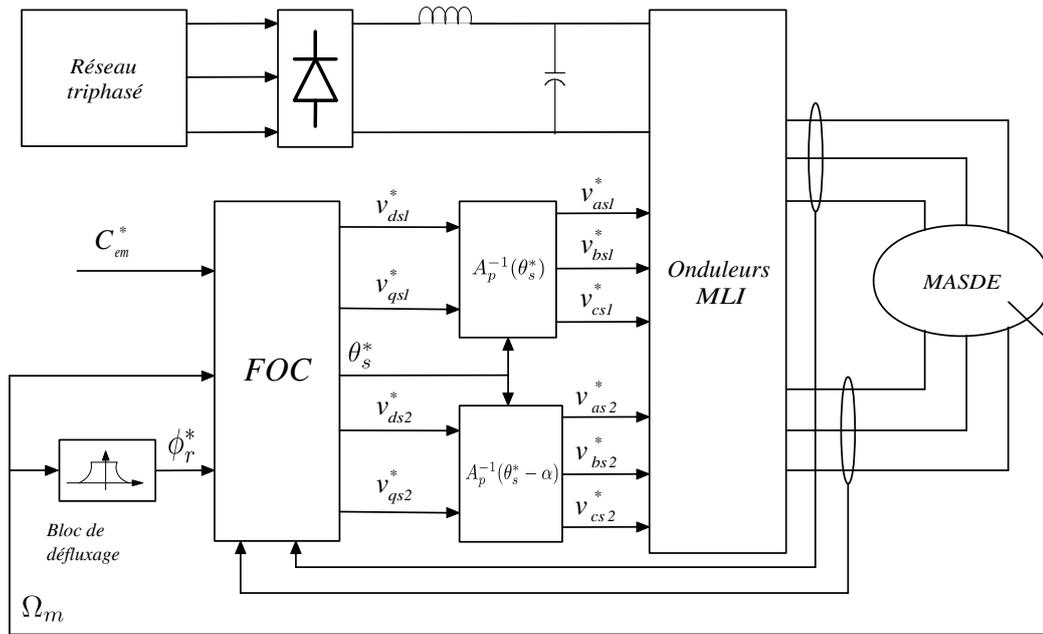


FIGURE 3.3 – Schéma de la commande découplée par orientation de flux appliquée pour la MASDE.

### Résultats de Simulation

La FIG. 3.4 représente la réponse de la MASDE lors d'une commande par orientation du flux rotorique. Nous avons imposé le couple de référence sous forme de créneaux  $[14, -14, 7N.m]$  dans les intervalles de temps respectifs  $[0, 1], [1, 2], [2, 3]sec$ .

En régime permanent, le couple électromagnétique suit sa référence imposée, FIG. 3.4(a). La composante directe du flux rotorique  $\phi_{dr}$  suit la valeur imposée ( $1Wb$ ), FIG. 3.4(b), la composante en quadrature du flux rotorique  $\phi_{qr}$  s'annule en régime permanent, FIG. 3.4(c).

Nous remarquons que la variation brusque du couple électromagnétique n'influe pas sur le flux rotorique représenté par ces composantes  $\phi_{dr}$  et  $\phi_{qr}$  ce qui montre le découplage entre le flux et le couple électromagnétique.

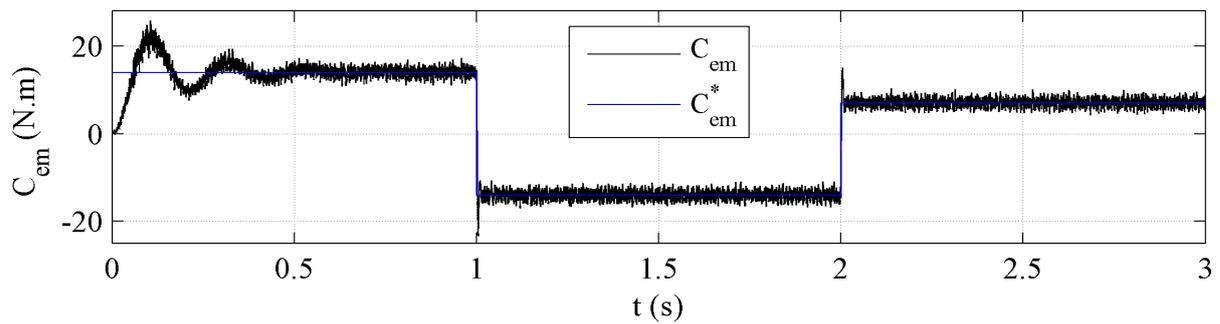
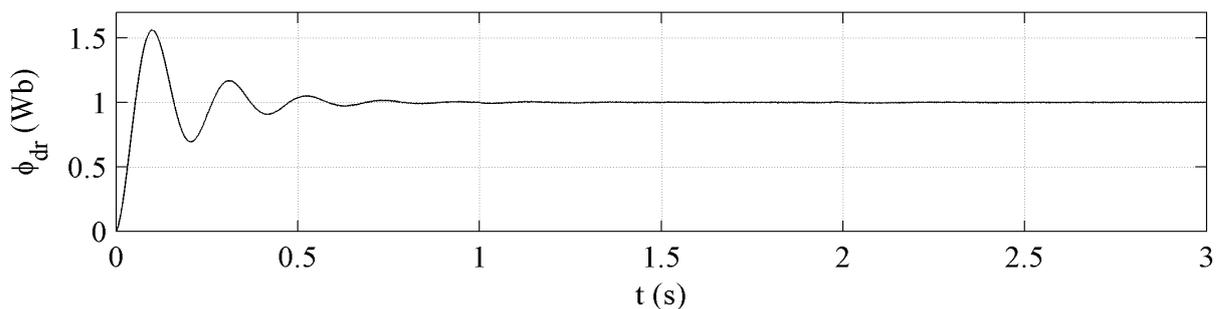
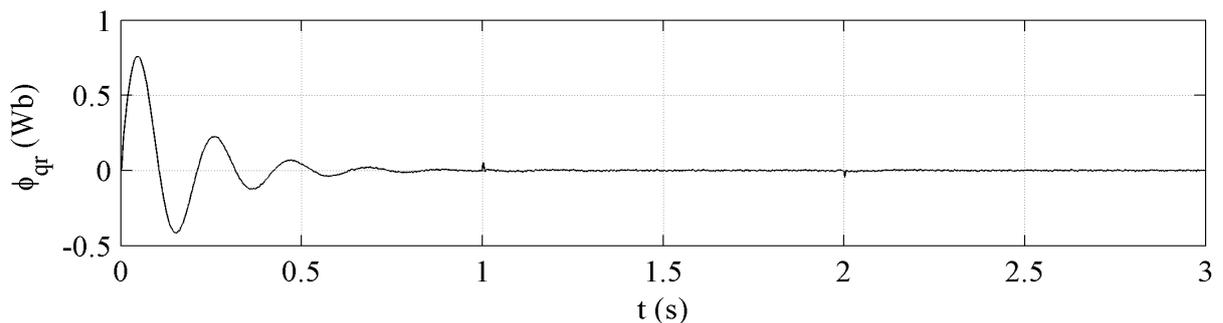
(a) Couple électromagnétique ( $N.m$ ).(b) Flux d'axe  $d$  ( $Wb$ ).(c) Flux d'axe  $q$  ( $Wb$ ).

FIGURE 3.4 – Performances de MASDE sous la commande vectorielle en boucle ouverte.

## 3.5 Régulation de Vitesse de la MASDE Alimentée par deux Onduleurs

### 3.5.1 Commande Vectorielle Indirecte

Pour régler la vitesse de la MASDE, on ajoute un régulateur de vitesse au schéma bloc de la FIG. 3.3 comme montré dans la FIG. 3.5. La synthèse de régulateur PI de vitesse est décrite dans la section suivante.

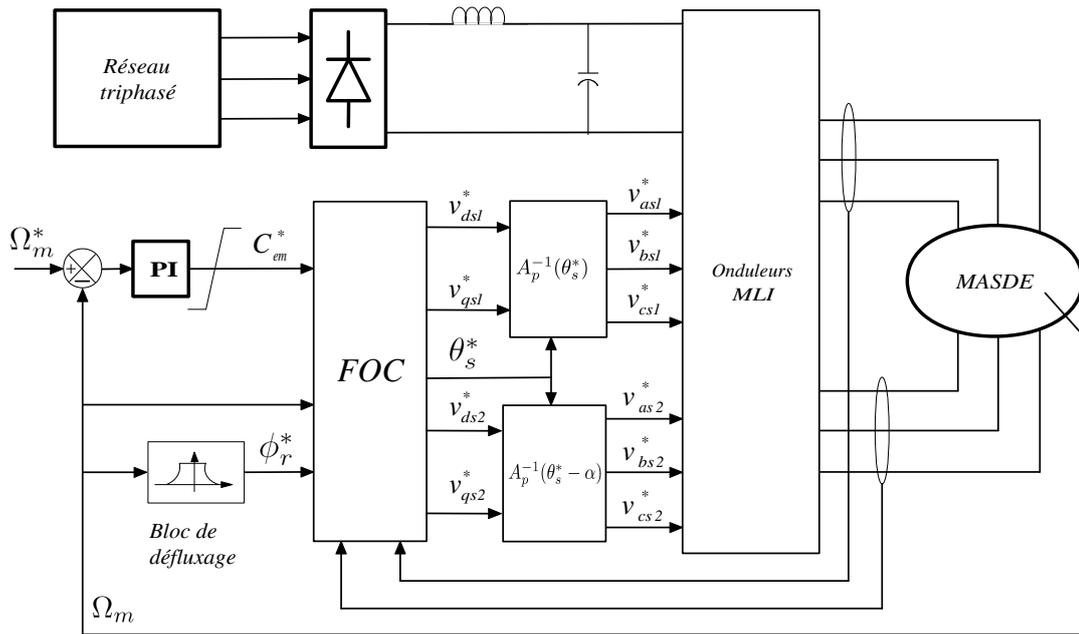


FIGURE 3.5 – Schéma bloc de régulation de vitesse de la MASDE par la méthode indirecte.

### Régulateur de Vitesse

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

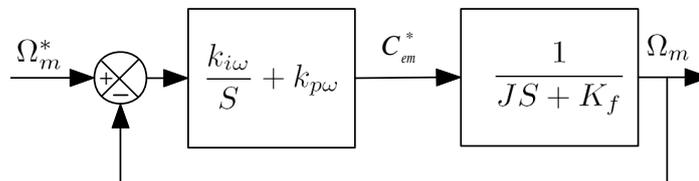


FIGURE 3.6 – Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.

### Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée de l'asservissement de vitesse FIG. 3.6 est donnée par :

$$\frac{\Omega_m}{\Omega_m^*} = \frac{k_{i\omega} + k_{p\omega}S}{JS^2 + (K_f + k_{p\omega})S + k_{i\omega}} \quad (3.17)$$

Les paramètres du régulateur de vitesse sont calculés par la même méthode utilisée pour déterminer les gains des régulateurs de courants. On aboutit aux paramètres suivants :

$$\begin{aligned} k_{p\omega} &= 2\rho_\omega J - K_f \\ k_{i\omega} &= 2\rho_\omega^2 J \end{aligned} \quad (3.18)$$

## Résultats de Simulation

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

1. Démarrage à vide puis l'application d'une charge nominale ( $C_r = 14N.m$ ) de  $t = 1.5$  à  $t = 2.5$  avec une vitesse de référence égale à  $2500tr/min$  ;
2. Démarrage en charge nominale  $C_r = 14N.m$  avec une vitesse de référence égale à  $2500tr/min$  ;
3. Fonctionnement à vide avec l'inversion de vitesse de référence de  $2500tr/min$  à  $-2500tr/min$  à l'instant  $t = 2s$ .

La FIG. 3.7 illustre les résultats de simulation obtenus lors des deux premiers tests ; test 1 en couleur noire, test 2 en couleur bleu.

Pour le fonctionnement en charge et à vide, on constate que :

La vitesse du rotor atteint la vitesse de référence au bout de  $t = 0.6s$  et présente un dépassement de 2.8% ; la perturbation du couple de charge a été rapidement rejetée par le régulateur de vitesse. En charge, le temps de réponse est d'environ 1.1s avec un dépassement de 2.19%, FIG. 3.7(a).

Le couple électromagnétique a une allure sinusoidale amortie dans le régime transitoire, avec une valeur au démarrage égale à  $65N.m$  ; en régime établi, le couple oscille autour de zéro. Après l'insertion de la charge, le couple électromagnétique compense le couple de charge et les frottements. Il compense le couple résistant et/ou les frottements en régime établi, FIG. 3.7(b).

Les courants statoriques de deux étoiles  $i_{as1}$  et  $i_{as2}$  ont la même forme et les mêmes valeurs (les deux étoiles sont identiques)  $15A$  valeur crête au démarrage ; en présence de la charge, les courants atteignent une valeur crête de  $5.6A$ . La valeur crête à vide est de  $2.6A$ . L'allure des courants est sinusoidale et présentent des harmoniques dus aux deux onduleurs de tension, FIG. 3.7(c) et FIG. 3.7(d).

Les deux courants d'axe  $q$   $i_{qs1}$  et  $i_{qs2}$  ont la même allure que le couple électromagnétique ; les deux courants ont les mêmes valeurs sous différentes conditions (à vide ou en charge) ; ils ont un pic au démarrage de  $42A$ . En régime transitoire, ils oscillent autour de  $18A$ . En charge, ils oscillent autour de  $7A$  et s'annulent en cas d'absence de charge, FIG. 3.7(e) et FIG. 3.7(f).

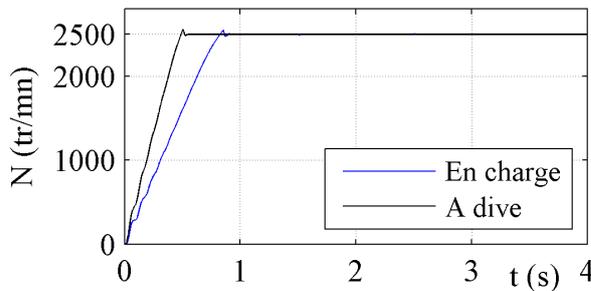
Les deux courants  $i_{ds1}$  et  $i_{ds2}$  ont la même forme. Ils oscillent autour de  $1.5A$  ; ils ont un pic de  $12.9A$  au démarrage, FIG. 3.7(g) et FIG. 3.7(h).

Les figures FIG. 3.7(i) et FIG. 3.7(j) montrent que les flux du rotor suivent l'orientation du flux à l'axe  $d$  après le régime transitoire. L'application de la charge nominale n'influe pas sur cette orientation, on dit que le découplage reste parfait.

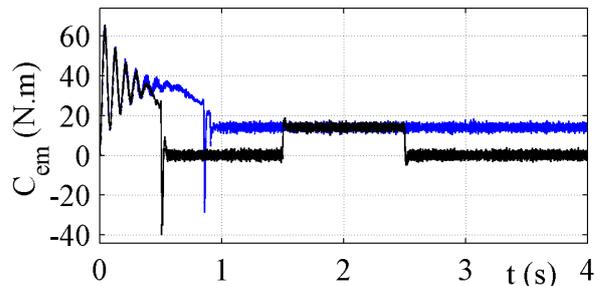
La similarité entre courants de phases  $i_{as1}$  et  $i_{as2}$ , courants d'axe  $d$   $i_{ds1}$  et  $i_{ds2}$  et d'axe  $q$   $i_{qs1}$  et  $i_{qs2}$  est due au fait que les deux étoiles de machine ont les mêmes paramètres ( $R_{s1} = R_{s2}$ ,  $L_{s1} = L_{s2}$  ...).

La FIG. 3.8 illustre les résultats de simulation d'une poursuite lors de l'inversion de vitesse à  $t = 2s$  en fonctionnement à vide.

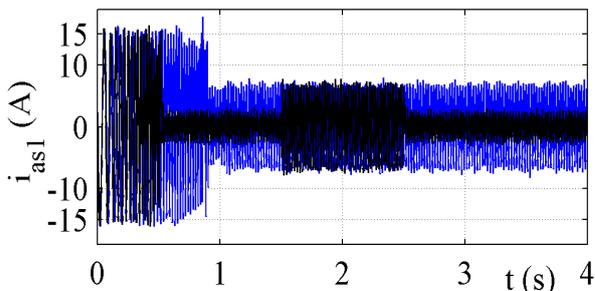
La vitesse suit sa référence et s'inverse (atteint la valeur  $-2500tr/min$ ) au bout de  $t = 3.1s$  avec un dépassement de 2.8%, 3.8(a). L'inversion du sens de rotation conduit à un couple négatif d'environ  $-35N.m$ , FIG. 3.8(b). Le courant  $i_{qs1}$  a une même allure que celle du couple électromagnétique; il a une valeur négative d'environ  $-19A$  lors du changement de sens de rotation, FIG. 3.8(e). Le courant d'axe  $d$   $i_{ds1}$  oscille autour de  $1.5A$ , FIG. 3.8(f). Les flux rotoriques suivent les valeurs imposées en régime établi;  $\phi_{dr}$  suit la valeur  $1Wb$ , FIG. 3.8(g),  $\phi_{qr}$  suit la valeur  $0Wb$ , FIG. 3.8(h), une faible atténuation de flux durant un court instant lors de la stabilisation de la vitesse à sa nouvelle consigne  $-2500tr/min$ .



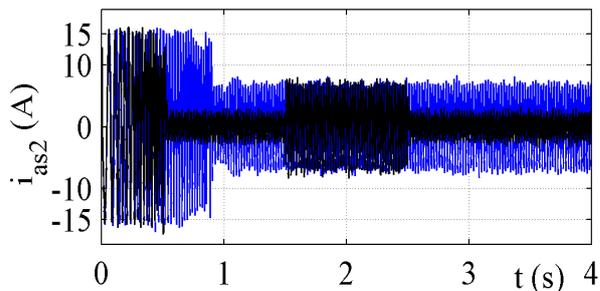
(a) La vitesse  $N$  ( $tr/min$ ).



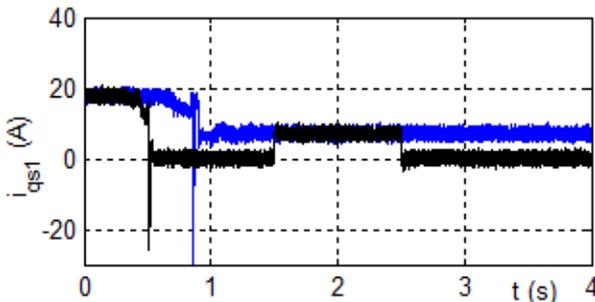
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  ( $N.m$ ).



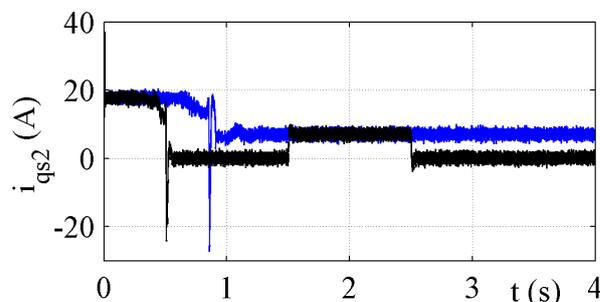
(c) Le courant  $i_{as1}$  ( $A$ ).



(d) Le courant  $i_{as2}$  ( $A$ ).



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



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

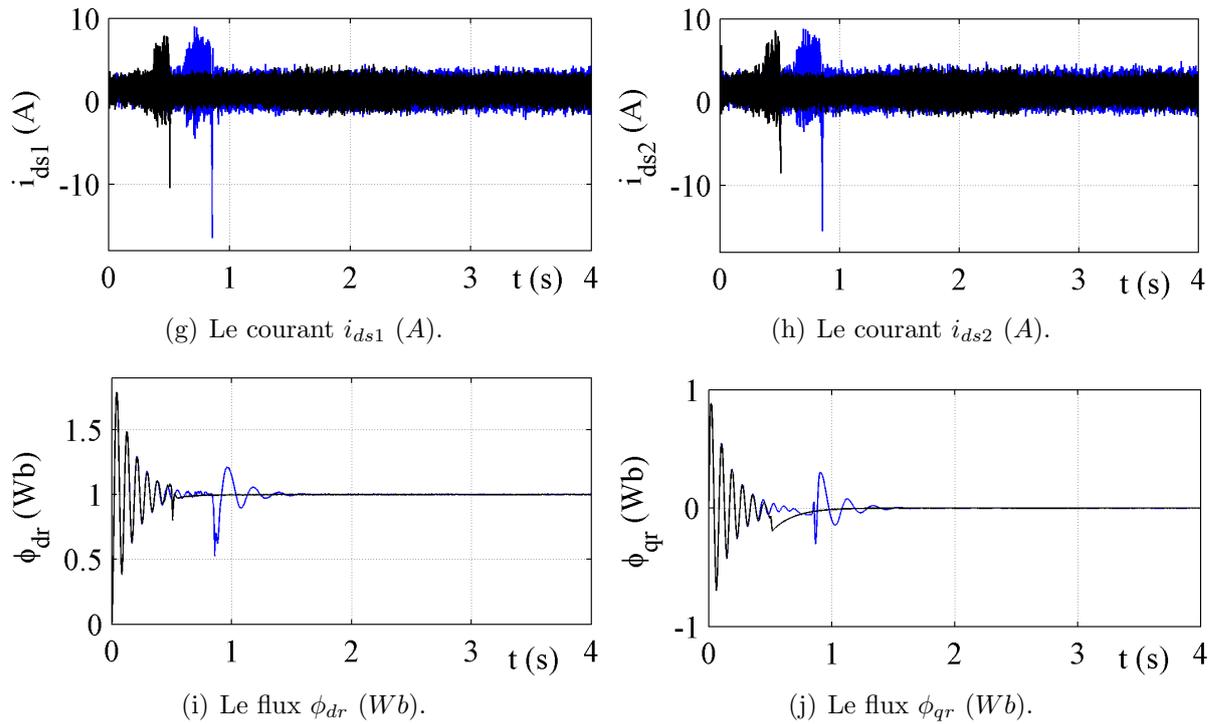
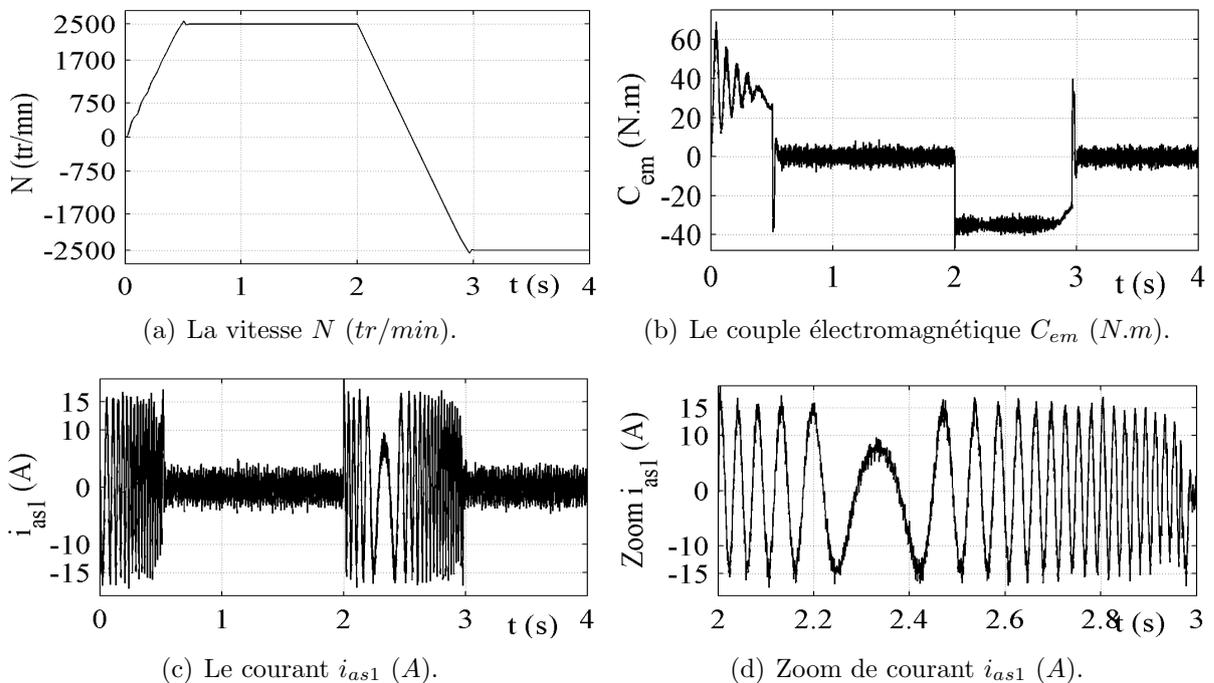


FIGURE 3.7 – Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, en fonctionnement en charge et à vide suivi de l'introduction d'une charge nominale.



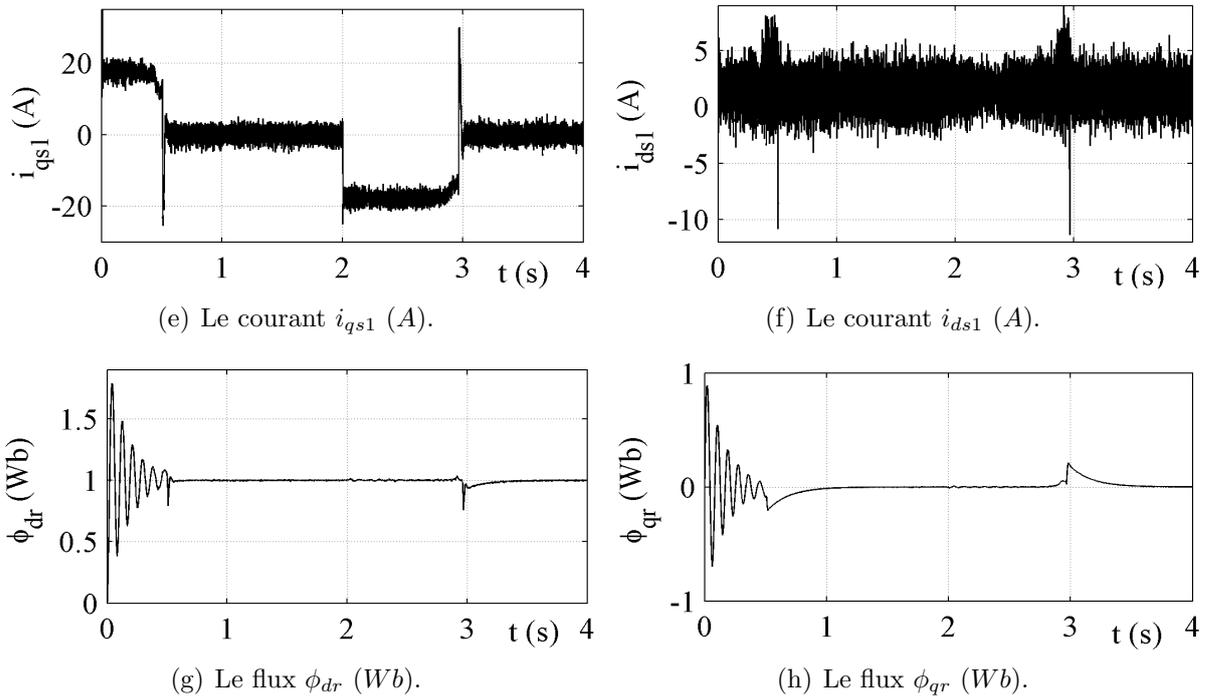


FIGURE 3.8 – Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, d'une poursuite d'inversion de vitesse en fonctionnement à vide.

### 3.5.2 Commande Vectorielle Directe

Cette méthode de commande vectorielle nécessite la connaissance du module et de la position du flux rotorique. A cet effet un estimateur du flux rotorique  $\phi_r$  est implanté à partir des mesures de courants statoriques et les transformés en  $i_{ds1}$ ,  $i_{qs1}$ ,  $i_{ds2}$  et  $i_{qs2}$  et de la pulsation du glissement [Cap92a].

#### Estimateur du Flux

Les flux rotoriques sont estimés par les deux équations suivantes :

$$\frac{d}{dt}\phi_{drest} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r}(i_{ds1} + i_{ds2}) + \omega_{gl}^* \phi_{qrest} - \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_{drest} \quad (3.19)$$

$$\frac{d}{dt}\phi_{qrest} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \omega_{gl}^* \phi_{drest} - \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_{qrest} \quad (3.20)$$

Le module du flux rotorique est calculé comme suit :

$$\phi_{rest} = \sqrt{\phi_{drest}^2 + \phi_{qrest}^2} \quad (3.21)$$

### Régulateur du Flux

La chaîne de régulation de flux est représentée par le schéma fonctionnel suivant, FIG. 3.9 :

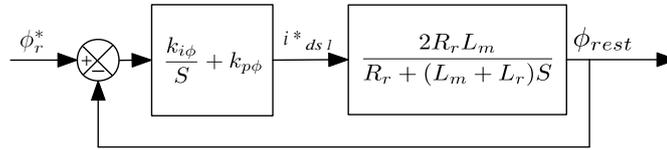


FIGURE 3.9 – Schéma fonctionnel de la régulation du flux rotorique.

### Détermination des Paramètres du Régulateur de Flux

D'après la fonction de transfert en boucle fermée (3.22) et de la même manière pour dimensionner le régulateur (imposition des pôles), on trouve :

$$\frac{\phi_{rest}}{\phi_r^*} = \frac{2R_r L_m (k_{i\phi} + k_{p\phi} S)}{(L_m + L_r) S^2 + (R_r + 2k_{p\phi} R_r L_m) S + 2k_{i\phi} R_r L_m} \quad (3.22)$$

$$k_{p\phi} = \frac{2(L_m + L_r) - R_r}{L_m + L_r} \quad (3.23)$$

$$k_{i\phi} = \rho_\phi^2 \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \quad (3.24)$$

Des modifications sont introduites au schéma bloc de découplage en tension (FOC). Un nouveau bloc de découplage en tension pour la méthode directe DFOC (Direct Field Oriented Control) est présenté par la FIG. 3.10.

### Simulation et Interprétation des Résultats

Le schéma bloc de régulation de vitesse de la MASDE par la méthode directe est donné par la FIG. 3.11. Les résultats de simulation numérique ont été effectués pour les trois tests suivants :

1. Fonctionnement en charge nominale avec une vitesse de référence égale à 2500tr/min ;
2. Démarrage à vide puis l'application d'une charge nominale entre  $t = 1.5s$  et  $t = 2.5s$  avec une vitesse de référence égale à 2500tr/min ;
3. Fonctionnement à vide avec l'inversion de vitesse de référence de 2500tr/min à -2500tr/min à l'instant  $t = 2s$ .

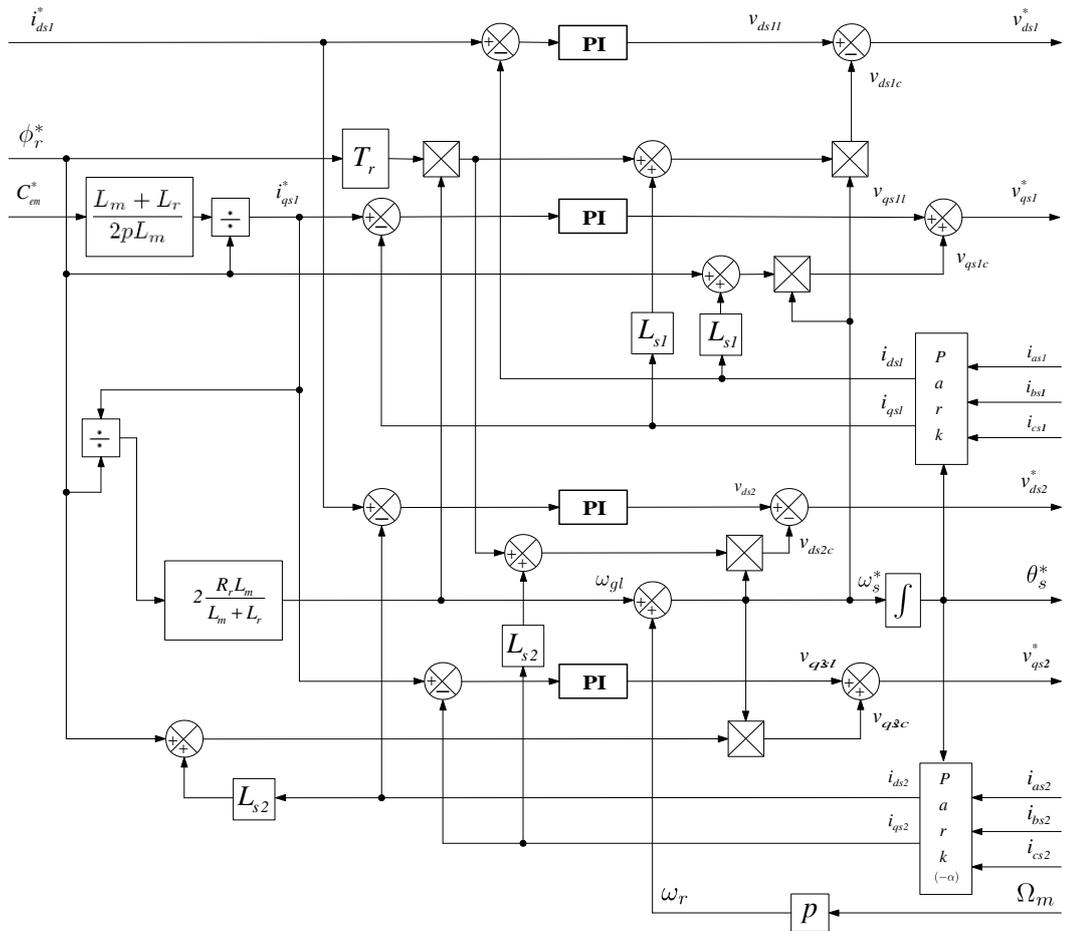


FIGURE 3.10 – Contrôle par l'orientation directe du flux rotorique (DFOC).

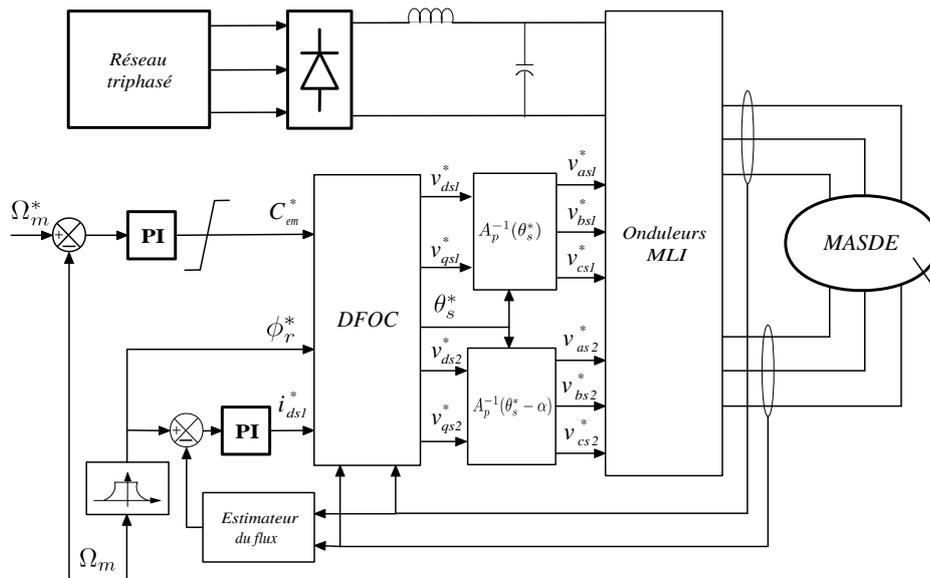


FIGURE 3.11 – Commande vectorielle directe de la MASDE.

Les résultats de simulation des tests 1 et 2 sont présentés sur la FIG. 3.12; le test 1 est représenté en couleur bleu, le deuxième test par la couleur noire. Les résultats du troisième test sont présentés dans la FIG. 3.13.

En démarrage à vide, la vitesse atteint la valeur de référence au bout de  $t = 0.58s$  et présente un dépassement de 2.4%; la perturbation du couple de charge est rapidement rejetée par le régulateur de vitesse. En charge, le temps de réponse est d'environ 1s avec un dépassement de 1.9%, FIG. 3.12(a).

Au démarrage, le couple électromagnétique a une valeur égale à  $64N.m$ . En régime établi, le couple oscille autour de zéro à vide. En présence de la charge, le couple électromagnétique compense le couple résistant et les frottements, FIG. 3.12(b).

Le courant de la première étoile  $i_{as1}$  a une valeur crête de  $15A$  en régime transitoire; en présence de la charge, le courant atteint une valeur crête de  $5.6A$ ; la valeur crête à vide est de  $2.6A$ , il présente des harmoniques, FIG. 3.12(c) et FIG. 3.12(d).

Le courant  $i_{qs1}$  a un pic au démarrage de  $43.5A$ ; en charge il oscille autour de  $7A$  et il s'annule (autour de zéro) en cas d'absence de couple résistant, FIG. 3.12(e). Au démarrage, le courant  $i_{ds1}$  a un pic de  $37A$ . En régime établi, il oscille autour de  $2A$ , FIG. 3.12(f).

Les FIG. 3.12(g) et FIG. 3.12(h) montrent que les flux  $\phi_{dr}$  et  $\phi_{qr}$  se stabilisent aux valeurs  $1Wb$  et  $0Wb$  depuis l'instant  $t = 1s$  quelque soit le fonctionnement à vide ou en charge. Les deux flux estimés se stabilisent aux valeurs  $1Wb$  et  $0Wb$  à partir de  $t = 1s$ . Ils présentent des pics en régime transitoire, FIG. 3.12(i) et FIG. 3.12(j).

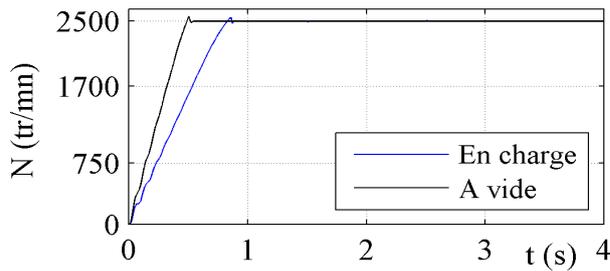
La FIG. 3.13 illustre les résultats de simulation d'une poursuite lors d'une inversion de vitesse à l'instant  $t = 2s$  en fonctionnement à vide.

La vitesse suit sa référence et s'inverse (atteint la valeur  $-2500tr/min$ ) au bout de  $t = 3.1s$  avec un dépassement de 2.3%, FIG. 3.13(a). L'inversion du sens de rotation conduit à un couple négatif d'environ  $-35N.m$ , FIG. 3.13(b).

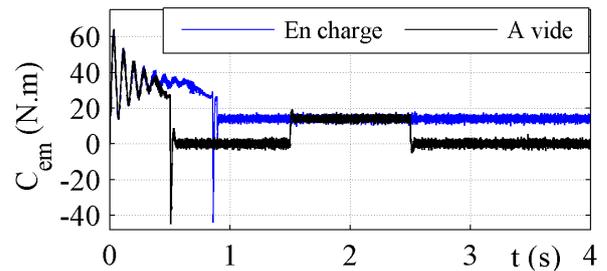
L'amplitude de courant statorique  $i_{as1}$  est similaire à celle du démarrage lors l'inversion de sens de rotation de  $t = 2s$  à  $t = 3.1s$ , FIG. 3.13(c) et FIG. 3.13(d).

Le courant  $i_{qs1}$  a une même allure que celle du couple électromagnétique; il a une valeur négative d'environ  $-19A$  pendant le changement de sens de rotation, FIG. 3.13(e). Le courant  $i_{ds1}$  oscille autour de  $1.5A$ , FIG. 3.13(f).

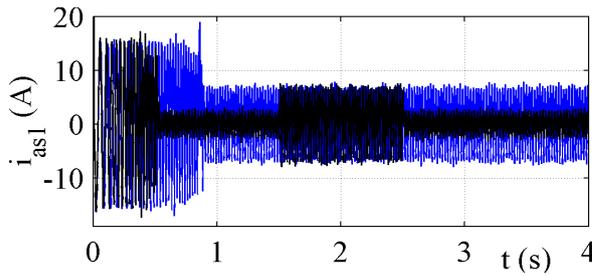
Les flux rotoriques suivent les valeurs imposées en régime établi;  $\phi_{dr}$  suit la valeur  $1Wb$ , FIG. 3.13(g),  $\phi_{qr}$  suit la valeur  $0Wb$ , FIG. 3.13(h). Les flux estimés se stabilisent aux valeurs désirées.



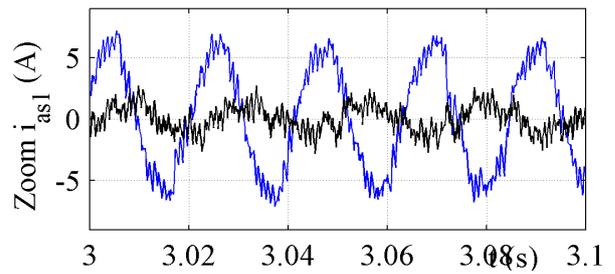
(a) La vitesse  $N$  ( $tr/min$ ).



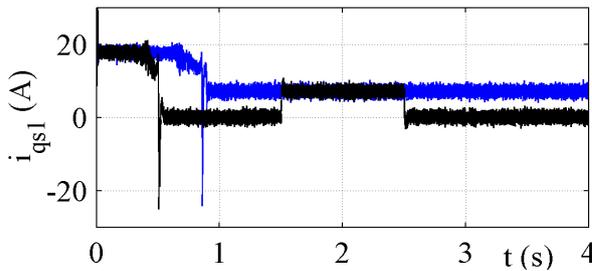
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  ( $N.m$ ).



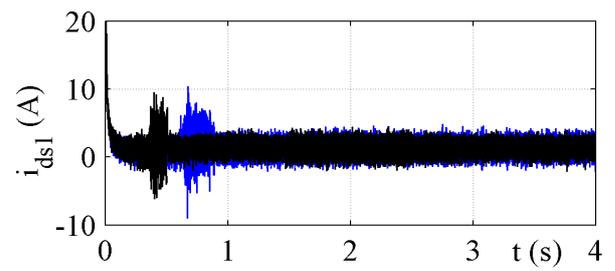
(c) Le courant  $i_{as1}$  (A).



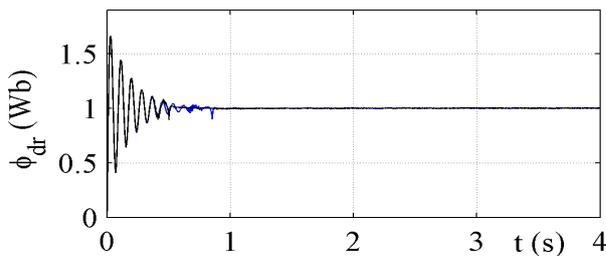
(d) Zoom  $i_{as1}$  (A).



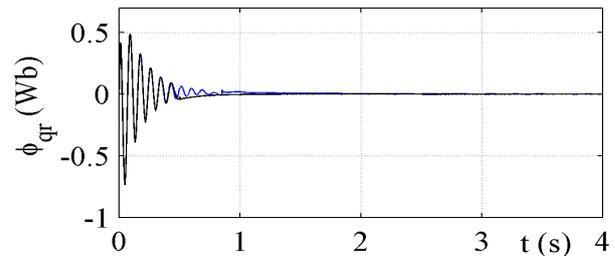
(e) Le courant  $i_{qs1}$  (A).



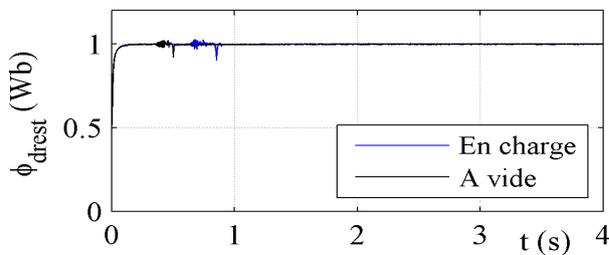
(f) Le courant  $i_{ds1}$  (A).



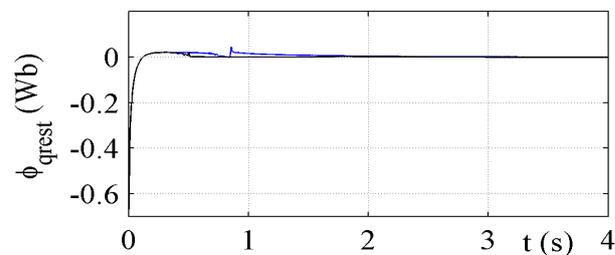
(g) Le flux  $\phi_{dr}$  (Wb).



(h) Le flux  $\phi_{qr}$  (Wb).

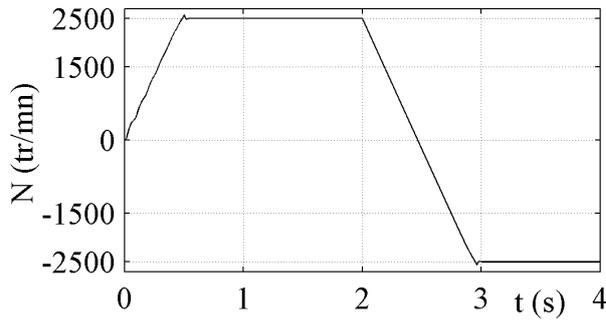


(i) Le flux  $\phi_{drest}$  (Wb).

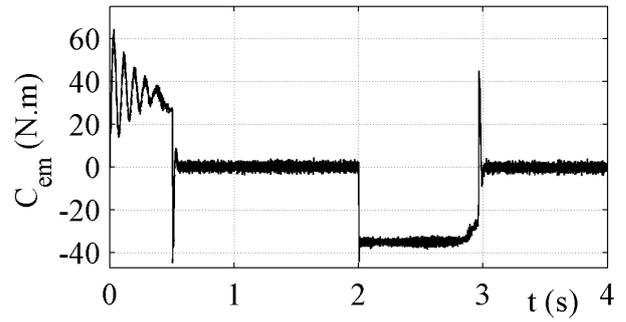


(j) Le flux  $\phi_{qrest}$  (Wb).

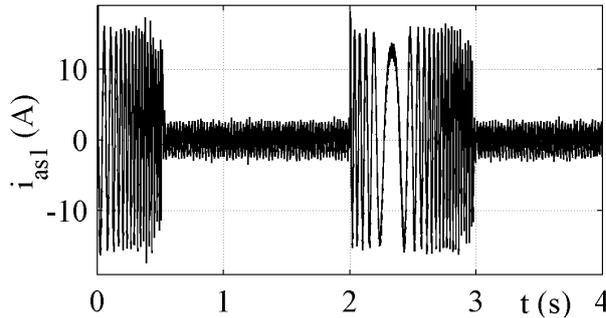
FIGURE 3.12 – Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle directe en charge et à vide suivi par l'introduction d'un couple résistant.



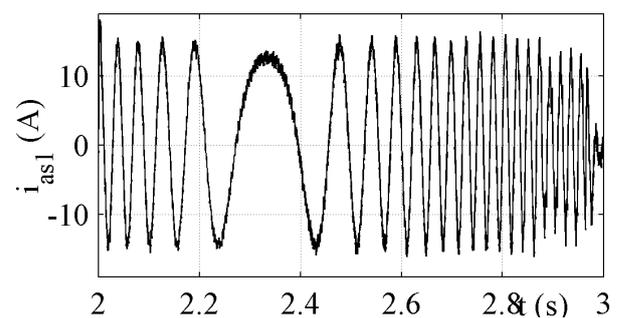
(a) La vitesse  $N$  ( $tr/min$ ).



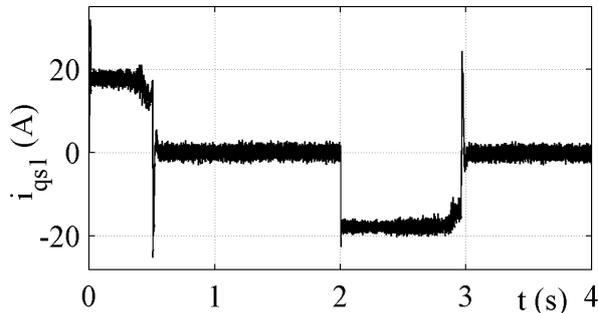
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  ( $N.m$ ).



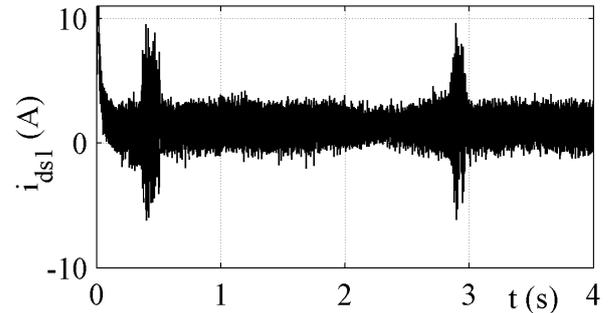
(c) Le courant  $i_{as1}$  ( $A$ ).



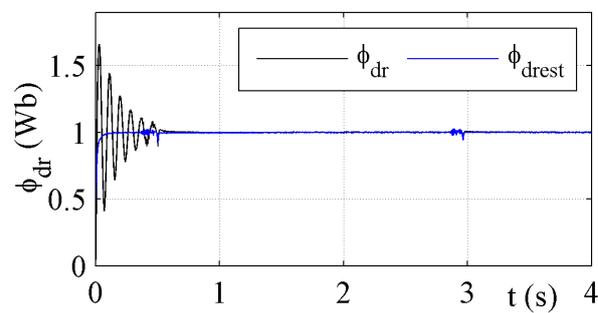
(d) Zoom de  $i_{as1}$  ( $A$ ).



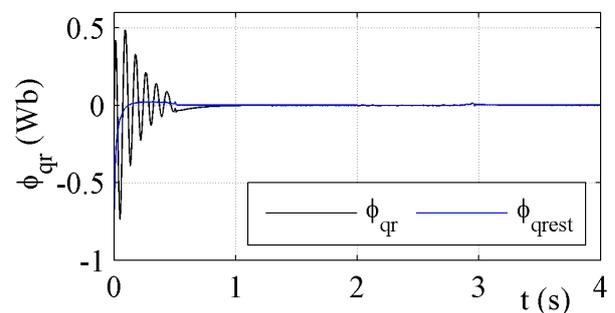
(e) Le courant  $i_{qs1}$  ( $A$ ).



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



(g) Le flux  $\phi_{dr}$  ( $Wb$ ).



(h) Le flux  $\phi_{qr}$  ( $Wb$ ).

FIGURE 3.13 – Performances de la MASDE commandée par la méthode directe lors d'une inversion de vitesse en fonctionnement à vide.

### 3.5.3 Test de Robustesse

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. L'essai de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres de la machine afin d'observer les performances de la MASDE sous la commande vectorielle (méthode directe et indirecte) face à ces variations au démarrage, à vide suivi d'une insertion d'un couple résistant et le changement de sens de rotation.

#### Performances vis-à-vis à la Variation de la Résistance Rotorique

La FIG. 3.14 représente la vitesse, le couple et les composantes de flux rotorique, obtenus sous les deux méthodes de commande vectorielle. D'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant 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  $2500tr/min$  (entre  $2477$  et  $2520tr/min$ ), FIG. 3.14(a) et FIG. 3.14(c). Le couple électromagnétique a des pics atteint de  $45N.m$ , FIG. 3.14(b) et FIG. 3.14(d). Les composantes du flux rotorique oscillent autour de leurs valeurs imposées  $1Wb$ , FIG. 3.14(e) et  $0Wb$ , FIG. 3.14(f).

#### Performances vis-à-vis à la Variation du Moment d'Inertie

Pour voir l'influence d'inertie, on inverse le sens de rotation à  $t = 2$ s et on varie le moment d'inertie  $J$  par rapport à sa valeur nominale à partir de l'instant  $t = 2.5$ s  $J$  devient  $1.5J$  pour les deux méthodes de commande vectorielle.

La FIG. 3.15 présente les performances des deux méthodes de commande vectorielle vis-à-vis de l'augmentation du moment d'inertie de 50% de sa valeur nominale après l'inversion de la vitesse de référence. A partir des résultats de simulation, on constate que la variation de l'inertie influe sur la réponse de la vitesse et entraîne une augmentation de temps d'inversion comparativement à la vitesse obtenue sans variation d'inertie, FIG. 3.15(a) et 3.15(c). On note que l'augmentation de l'inertie n'influe pas sur l'allure de couple électromagnétique, FIG. 3.15(b) et sur les allures des composantes du flux rotorique, FIG. 3.15(d) et FIG. 3.15(e).

#### Performances vis-à-vis de l'Application d'une Charge Supérieure à la Charge Nominale

Dans ce test, on appliquera une charge supérieure à la charge nominale de 50% à l'instant  $t = 1$ s pour les deux méthodes de la commande vectorielle de la MASDE. La FIG. 3.16, en couleur noire présente les résultats de la méthode indirecte et en couleur bleu les résultats de la méthode directe.

La régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte est totalement perdue lors de l'introduction d'une charge de  $1.5C_r^m$ , FIG. 3.16(a) et 3.16(c). Les perturbations de vitesse sont dues à l'allure du couple, FIG. 3.16(b). Le découplage est aussi perdu, les

perturbations du couple influent aussi sur les composantes du flux rotorique, FIG. 3.16(d) et FIG. 3.16(e). Ce test influe légèrement sur les performances de la commande vectorielle directe de la MASDE.

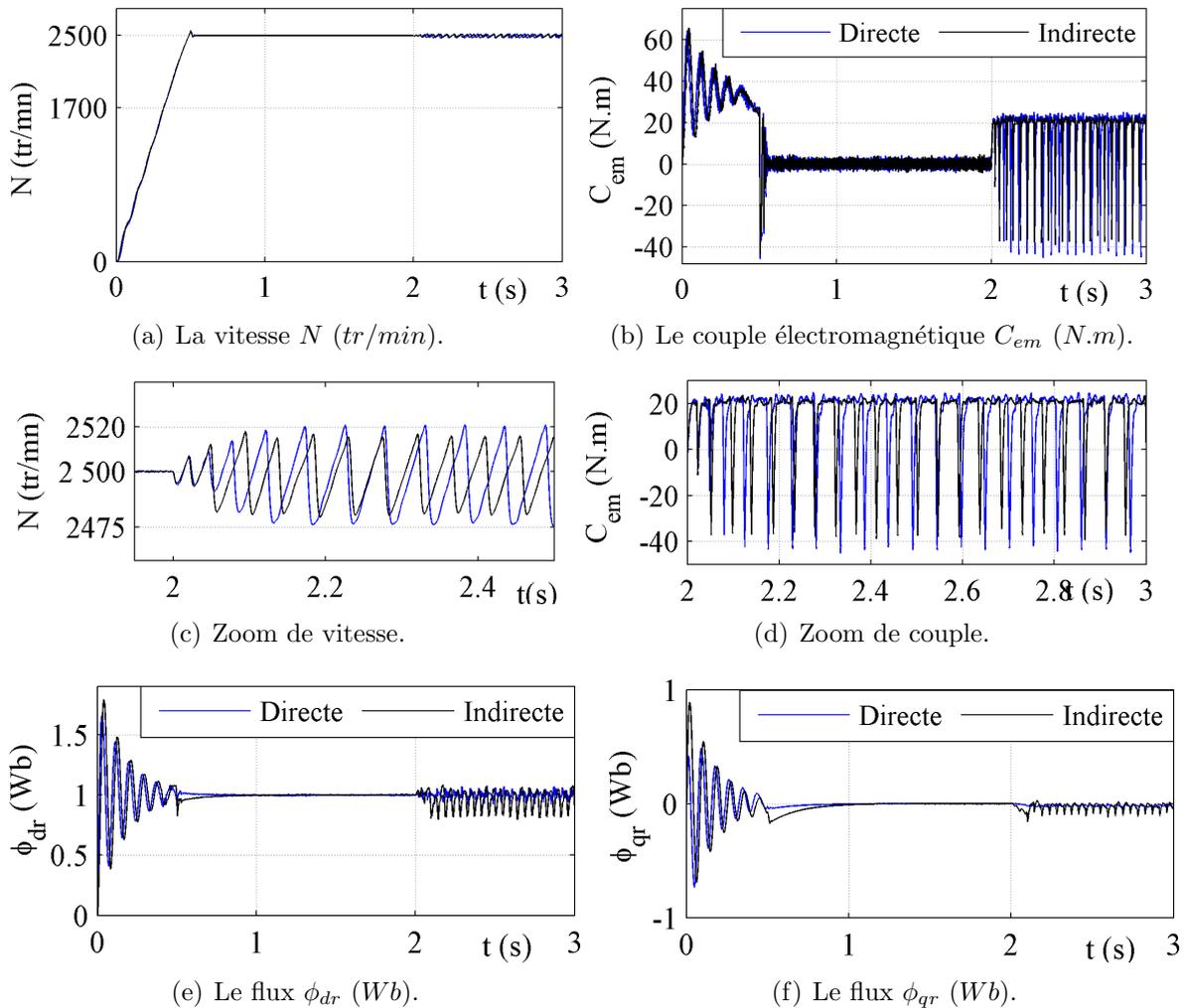
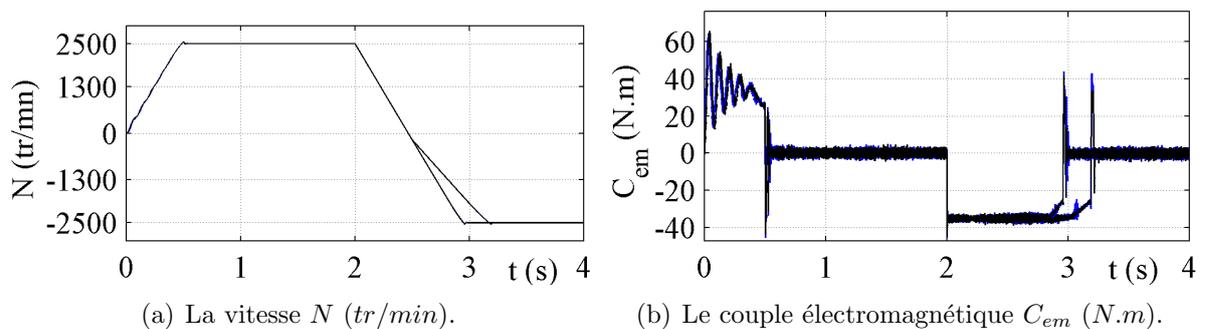
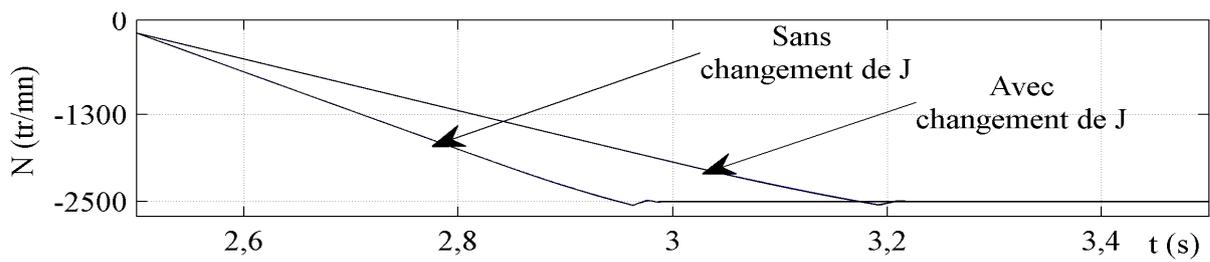
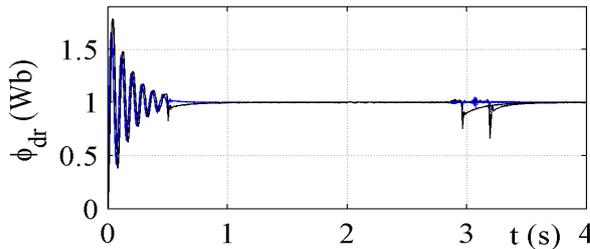


FIGURE 3.14 – Influence de la variation de la résistance rotorique ( $R = 1.5R_r^n$  à partir de  $t = 1s$ ), démarrage à vide suivi de l'application d'une charge ( $C_r = 14N.m$ ) à  $t = 2s$ .

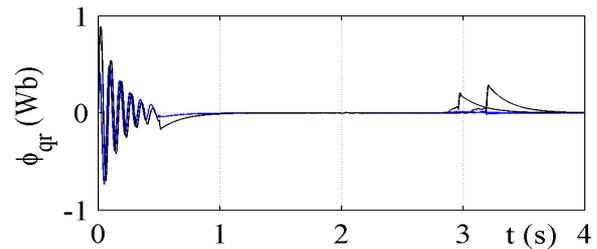




(c) Zoom de vitesse.

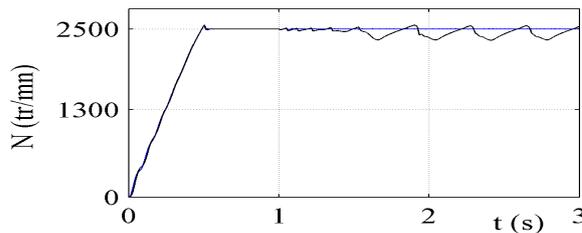


(d) Le flux  $\phi_{dr}$  (Wb).

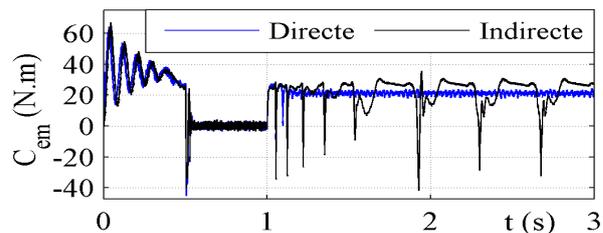


(e) Le flux  $\phi_{qr}$  (Wb).

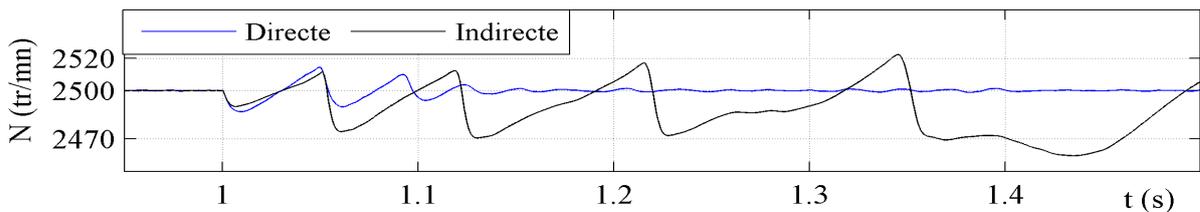
FIGURE 3.15 – Influence de la variation du moment d’inertie ( $J = 1.5J^n$  à partir de  $t = 2.5s$ ), lors d’une inversion de sens de rotation à  $t = 2s$  en fonctionnement à vide.



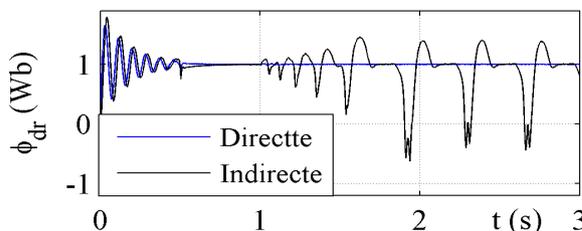
(a) La vitesse  $N$  (tr/min).



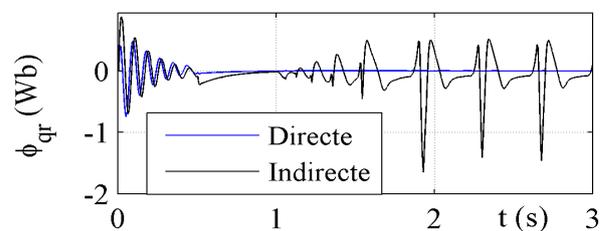
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  (N.m).



(c) Zoom de vitesse.



(d) Le flux  $\phi_{dr}$  (Wb).



(e) Le flux  $\phi_{qr}$  (Wb).

FIGURE 3.16 – Influence de l’application d’un couple résistant de (21N.m) à  $t = 1s$ .

## 3.6 Régulation de Vitesse de la MASDE Alimentée par deux Convertisseurs Matriciels

On remplace l'ensemble de redresseur-filtre-deux onduleurs de tension par deux convertisseurs matriciels dans les deux figures FIG. 3.5 et FIG. 3.11 pour réaliser le schéma bloc de la commande vectorielle indirecte et directe de la MASDE.

Pour pouvoir procéder à une étude comparative, de mêmes tests ont été menés.

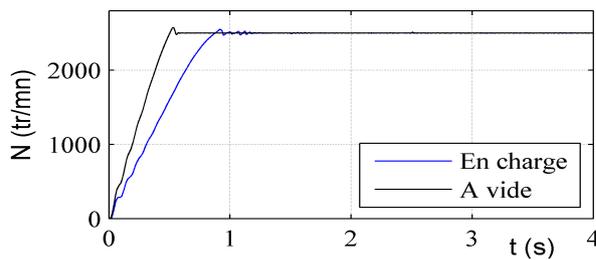
### 3.6.1 Résultats de Simulation et Comparaison

La TAB. 3.1 représente une comparaison des performances de la commande vectorielle de la MASDE alimentée par les deux types de convertisseurs.

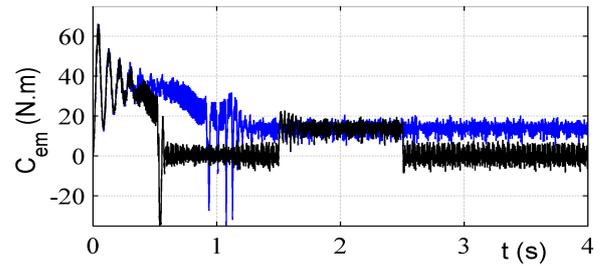
On remarque que les performances de la commande vectorielle indirecte de la MASDE alimentée par les deux onduleurs sont légèrement supérieures par rapport à celles du cas de convertisseurs matriciels en terme de temps de réponse en charge, de dépassement et de rejet des perturbations, ainsi que de l'absorption de courant statorique. Aussi, les performances de la commande de la MASDE par la méthode directe alimentée par deux convertisseurs matriciels sont légèrement inférieures à celles obtenus par les onduleurs de tensions, principalement le pic du couple au démarrage.

TABLE 3.1 – Comparaison des performances de la commande vectorielle de la MASDE.

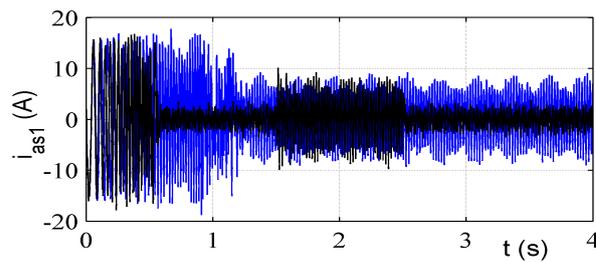
		Commande vectorielle indirecte		Commande vectorielle directe	
		Onduleur	C. M	Onduleur	C. M
Temps de réponse (s)	A vide	0.6	0.6	0.57	0.6
	En charge	1.1	1.3	0.95	1.2
Pic de couple au démarrage (N.m)	A vide	65	66	64	85
	En charge	65	66	63	84
Amplitude de courant (A)	A vide	2.6	2.7	2.6	2.9
	En charge	7.2	7.5	5.6	4.6
Dépassement de vitesse (%)	A vide	2.8	3	2.4	3.2
	En charge	2.2	2	1.9	2.4
Temps de rejet de perturbation (s)	En charge	0.04	0.1	0.04	0.06
Temps pour l'inversion de vitesse (s)	A vide	1.1	1.02	1.1	1.1



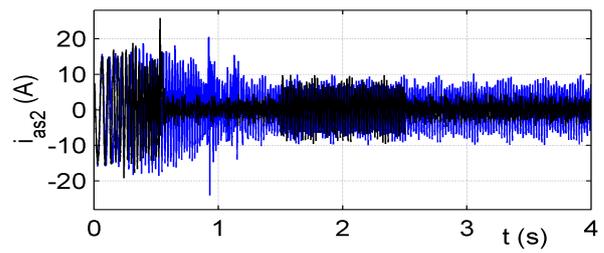
(a) La vitesse  $N$  ( $tr/min$ ).



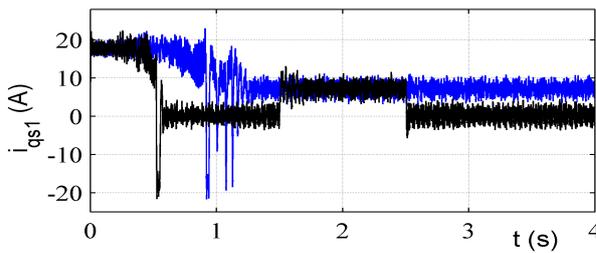
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  ( $N.m$ ).



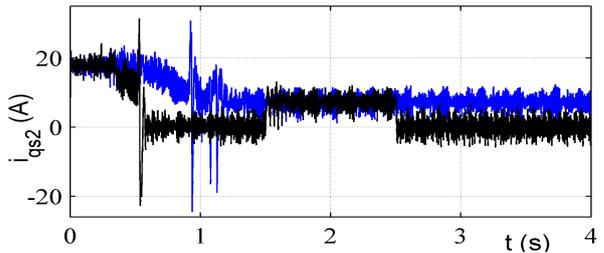
(c) Le courant  $i_{as1}$  ( $A$ ).



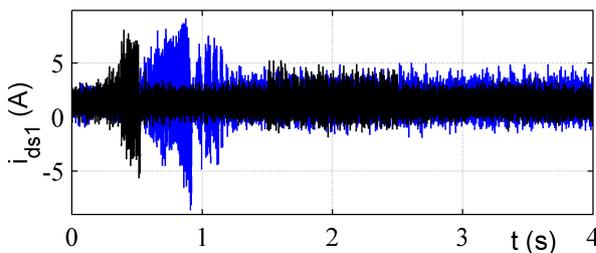
(d) Le courant  $i_{as2}$  ( $A$ ).



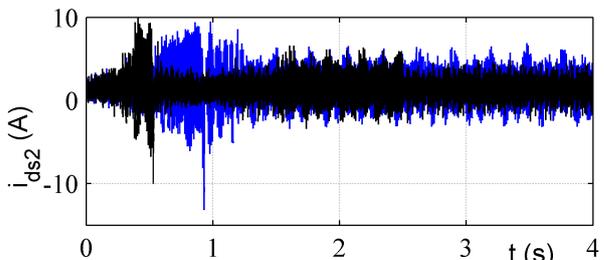
(e) Le courant  $i_{qs1}$  ( $A$ ).



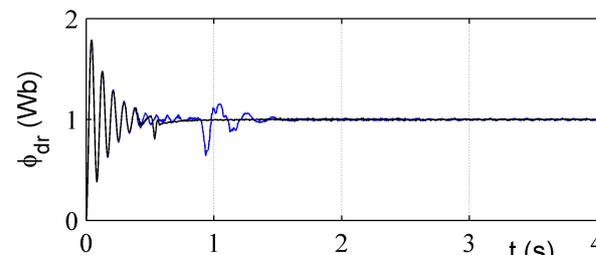
(f) Le courant  $i_{qs2}$  ( $A$ ).



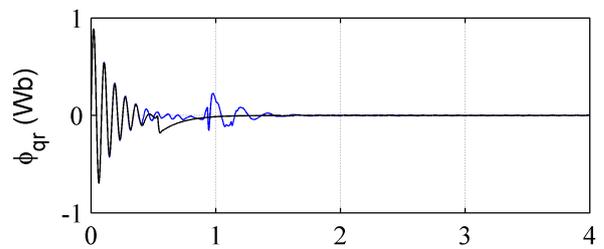
(g) Le courant  $i_{ds1}$  ( $A$ ).



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



(i) Le flux  $\phi_{dr}$  ( $Wb$ ).



(j) Le flux  $\phi_{qr}$  ( $Wb$ ).

FIGURE 3.17 – Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, en charge et à vide suivi de l'application d'une charge nominale.

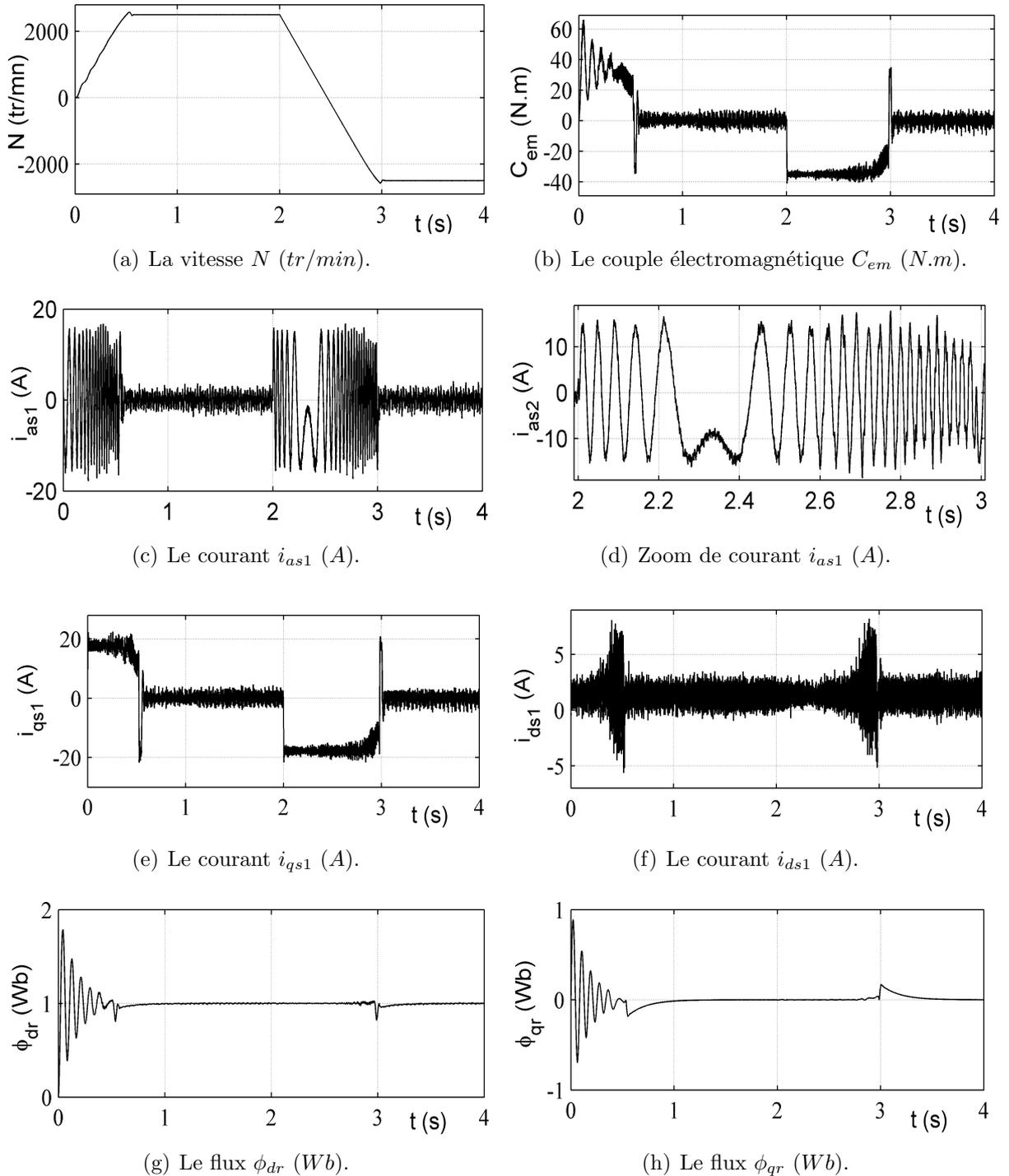
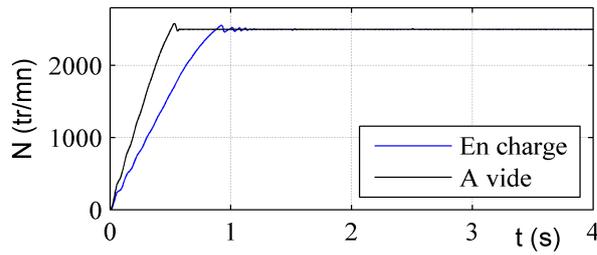
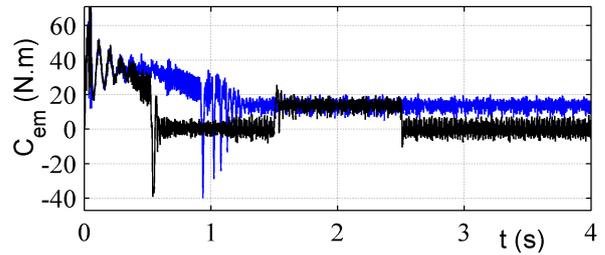


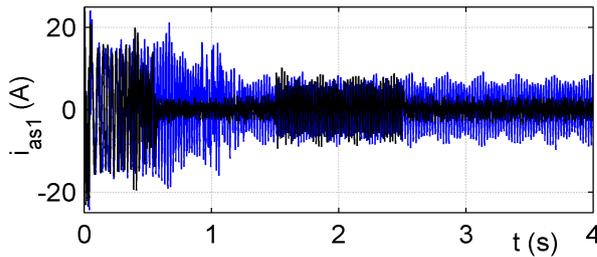
FIGURE 3.18 – Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, d'une poursuite d'inversion de sens de la vitesse en fonctionnement à vide.



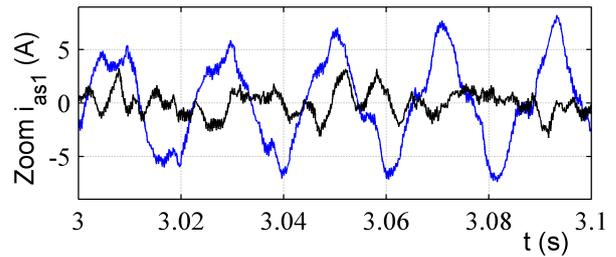
(a) La vitesse  $N$  ( $tr/min$ ).



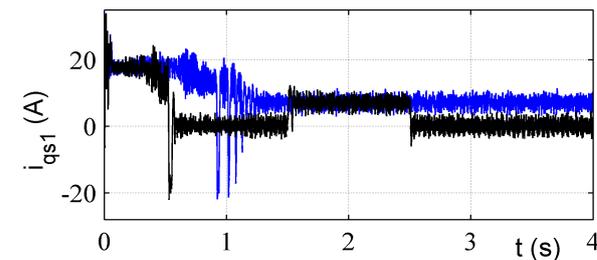
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  ( $N.m$ ).



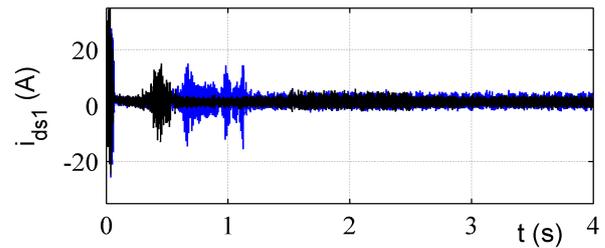
(c) Le courant  $i_{as1}$  ( $A$ ).



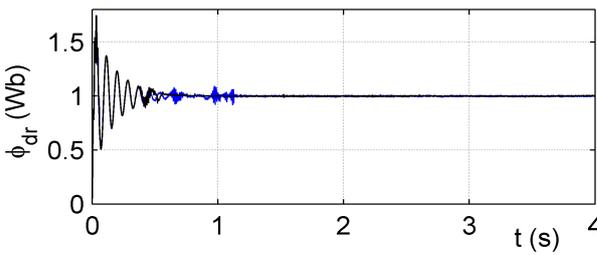
(d) Zoom  $i_{as1}$  ( $A$ ).



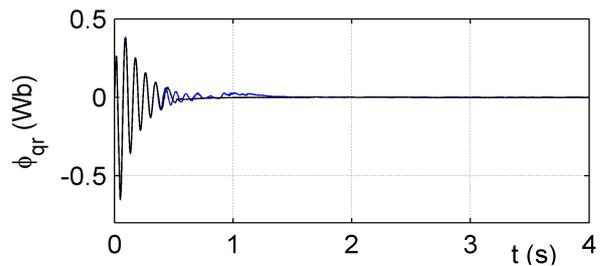
(e) Le courant  $i_{qs1}$  ( $A$ ).



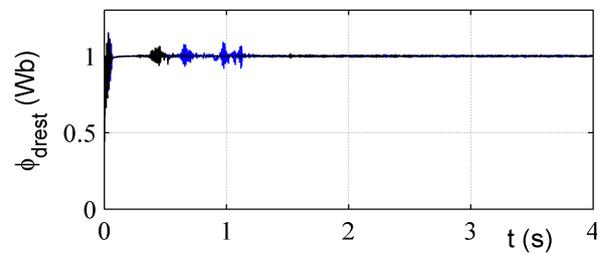
(f) Le courant  $i_{ds1}$  ( $A$ ).



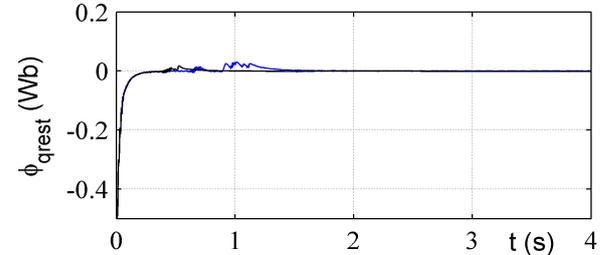
(g) Le flux  $\phi_{dr}$  ( $Wb$ ).



(h) Le flux  $\phi_{qr}$  ( $Wb$ ).



(i) Le flux  $\phi_{drest}$  ( $Wb$ ).



(j) Le flux  $\phi_{qrest}$  ( $Wb$ ).

FIGURE 3.19 – Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle directe en charge et à vide suivi par l'application d'un couple résistant.

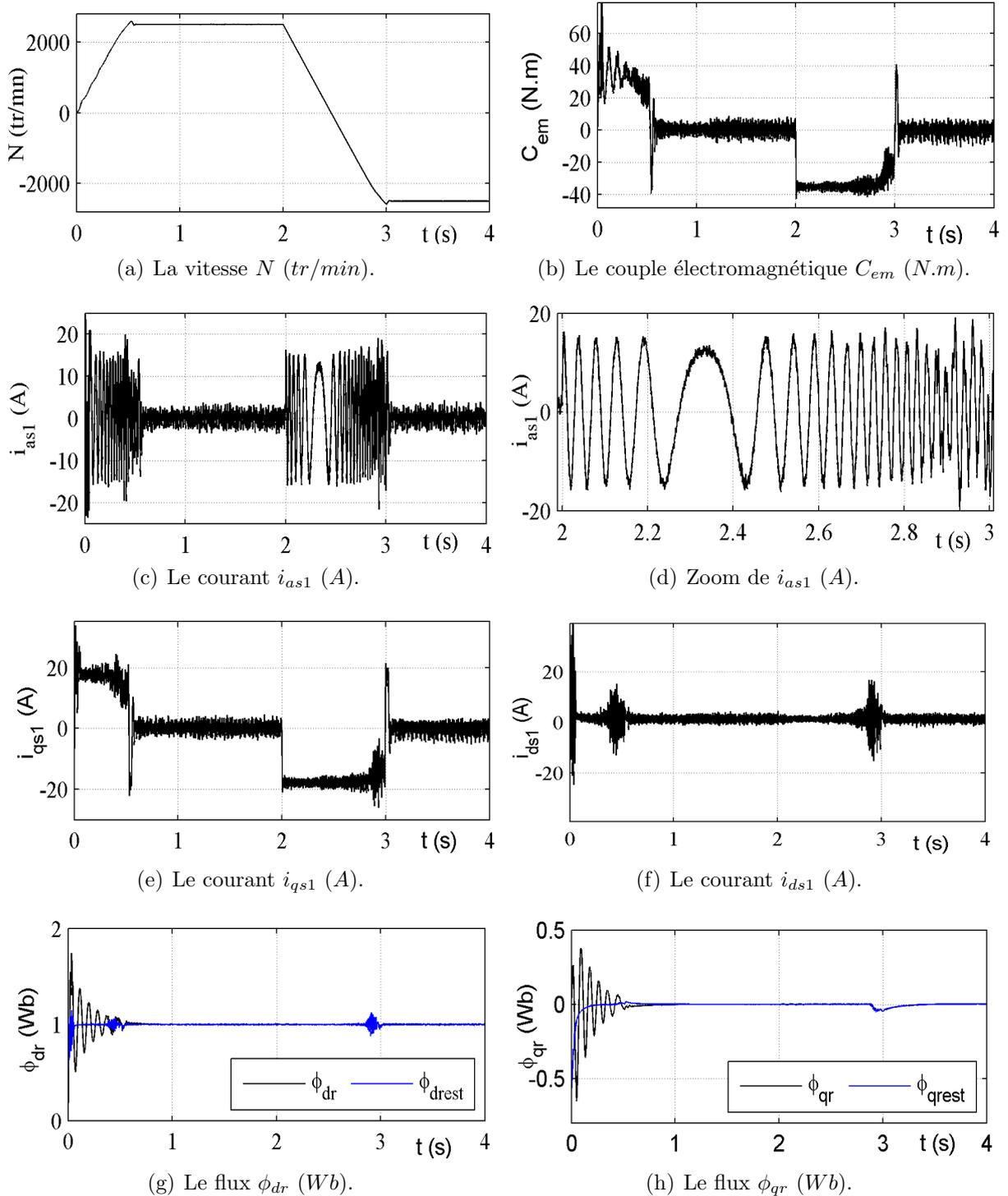


FIGURE 3.20 – Performances de la MASDE commandée par la méthode directe lors d'une inversion du sens de rotation en fonctionnement à vide.

### 3.6.2 Résultats de Simulation des Tests de Robustesse

Les tests de robustesse appliqués à la commande vectorielle de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension et par deux convertisseurs matriciels sont : les variations de la résistance rotorique, du moment d'inertie et l'introduction d'une charge non nominale.

Les résultats de simulation (FIG. 3.21, FIG. 3.22, FIG. 3.23 et la TAB. 3.2) montrent que les deux méthodes de commandes vectorielles appliquées pour régler la vitesse de la MASDE alimentée par les deux types de convertisseurs ne sont pas satisfaisantes surtout la méthode indirecte. La TAB. 3.2 présente une comparaison lors des tests de robustesse.

L'intervalle de la variation de vitesse (MASDE alimentée par deux convertisseurs matriciels) est supérieure à celui de la MASDE alimentée par deux onduleurs sous l'influence de la variation de la résistance rotorique et l'introduction d'une charge non nominale ; par contre les pics de couple électromagnétique sous l'alimentation des onduleurs sont plus importants à ceux obtenus en présence des convertisseurs matriciels. Le temps d'inversion du sens de rotation dans le cas des convertisseurs matriciels est légèrement inférieur à celui du cas où la machine est alimentée par deux onduleurs de tension. Le découplage est totalement perdu sous ces trois tests de robustesse pour les deux types d'alimentation et les deux types de commande vectorielle sauf dans le cas de l'application d'une charge non nominale où la machine est alimentée par deux onduleurs sous la commande vectorielle directe.

TABLE 3.2 – Comparaison des résultats de robustesse de la commande vectorielle.

	Méthode de commande	Commande vectorielle indirecte		Commande vectorielle directe	
	Type d'alimentation	Onduleur	Convertisseur matriciel	Onduleur	Convertisseur matriciel
Test vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique	Intervalle de la variation de vitesse (tr/min)	[2480, 2516]	[2474, 2524]	[2475, 2520]	[2467, 2528]
	Pics de couple (N.m)	-38	-30	-43	-35
Moment d'inertie	Temps pour l'inversion de vitesse (s)	1.4	1.35	1.4	1.35
L'application d'une charge non nominale	Intervalle de la variation de vitesse (tr/min)	[2336, 2547]	[2400, 2530]	[2499, 2501]	[2460, 2517]
	Pics de couple (N.m)	-40 et 35	-23 et 36	pas de pic	-31 et -35

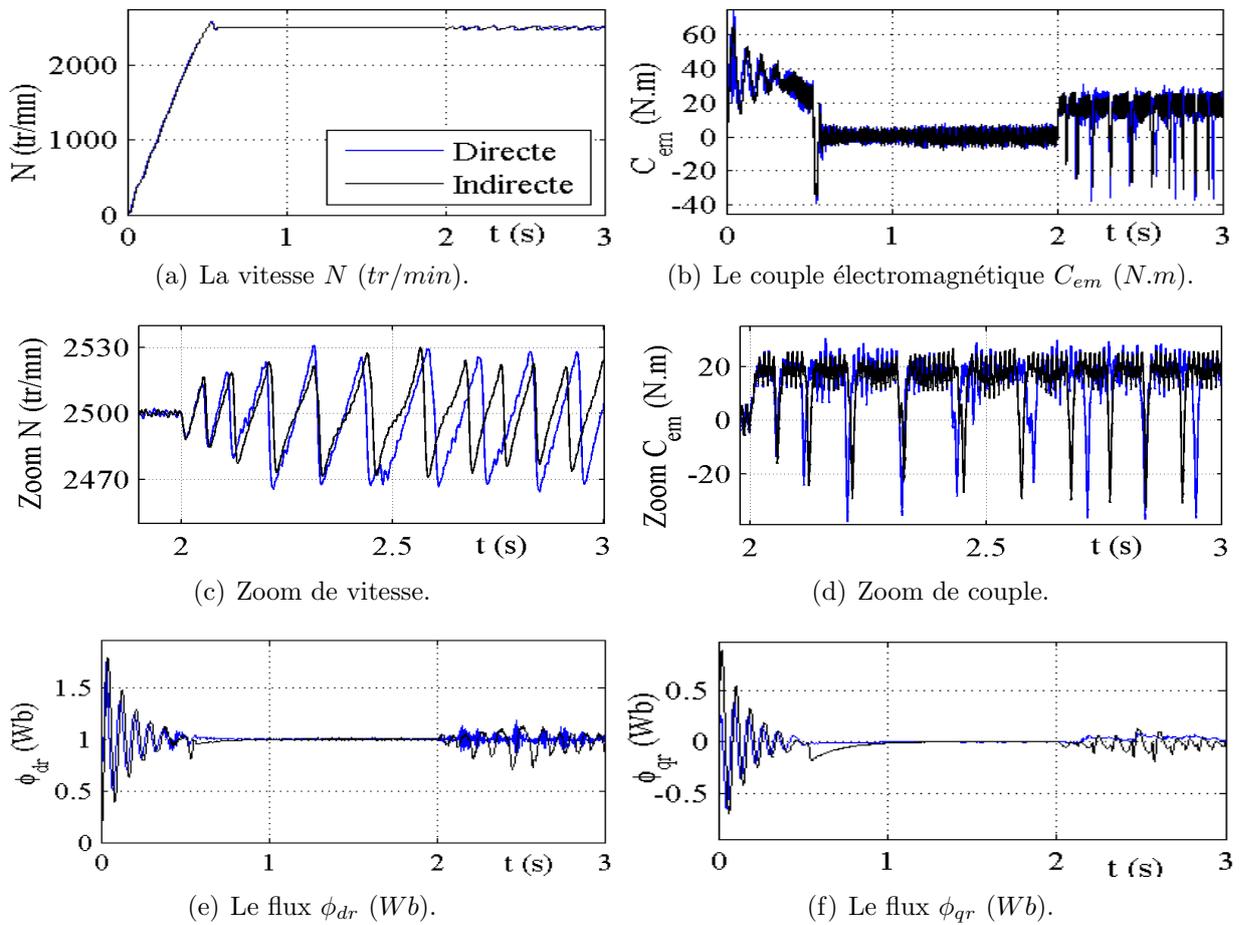
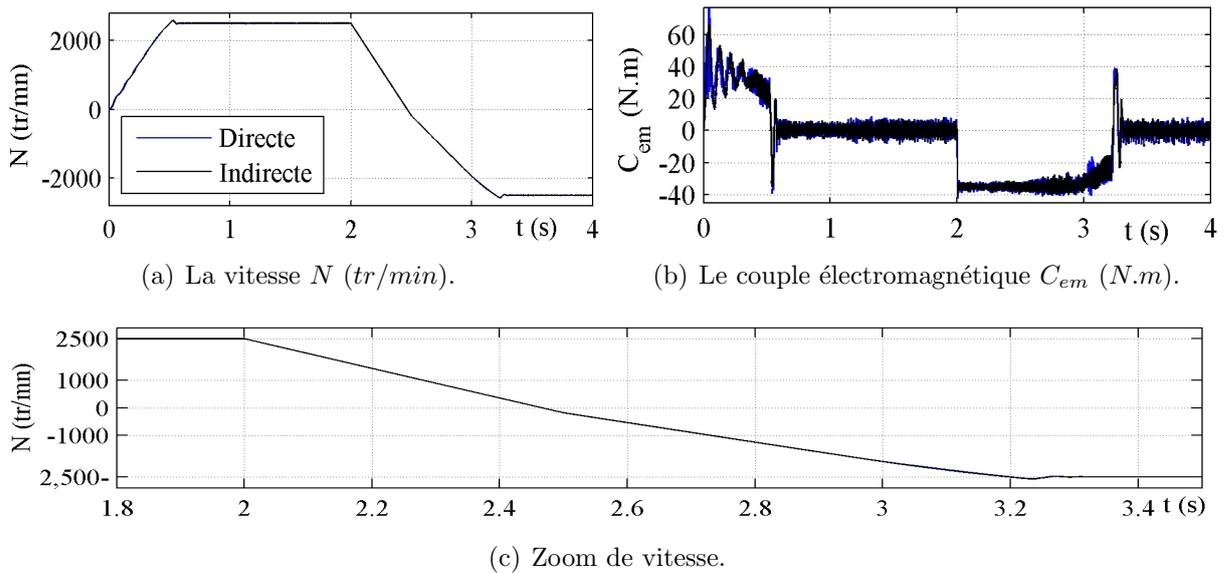


FIGURE 3.21 – Influence de la variation de la résistance rotorique ( $R = 1.5R_r^n$  à partir de  $t = 1s$ ), démarrage à vide suivi par l'application d'une charge ( $C_r = 14N.m$ ) à  $t = 2s$ .



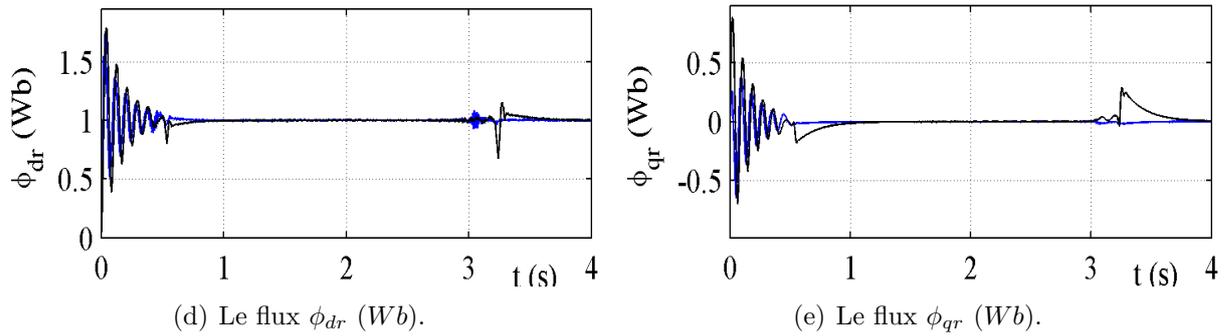


FIGURE 3.22 – Influence de la variation du moment d’inertie ( $J = 1.5J^n$  à partir de  $t = 2.5s$ ), lors d’une inversion du sens de rotation à  $t = 2s$  en fonctionnement à vide.

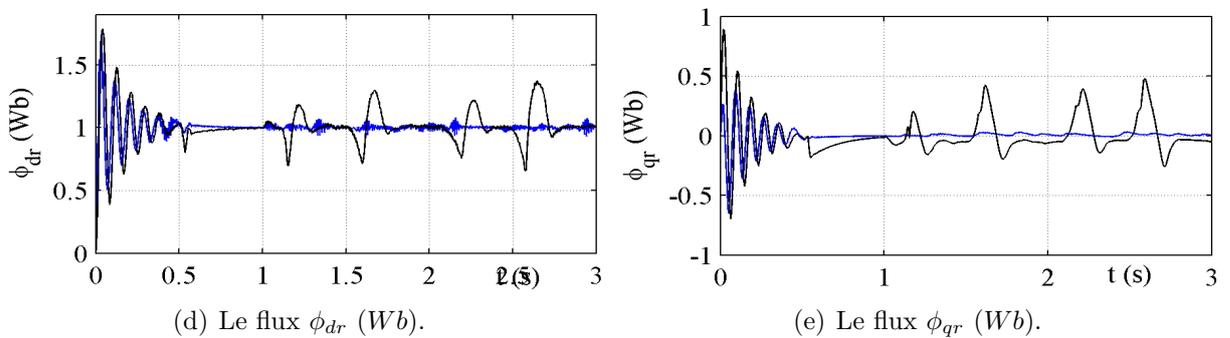
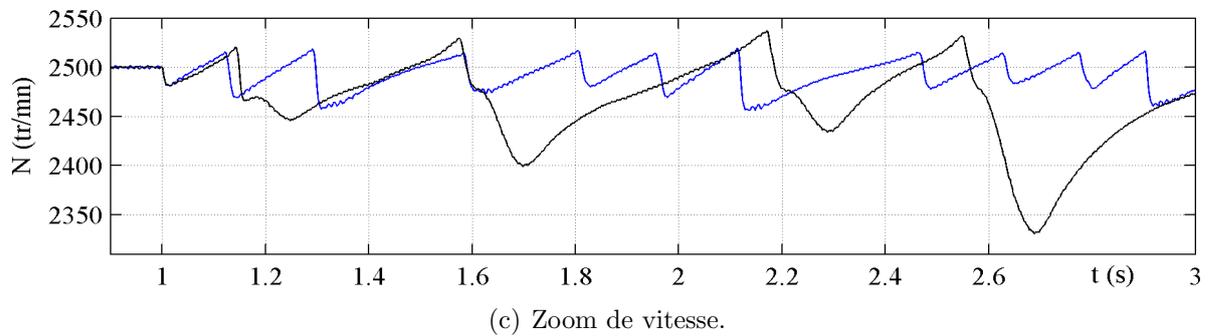
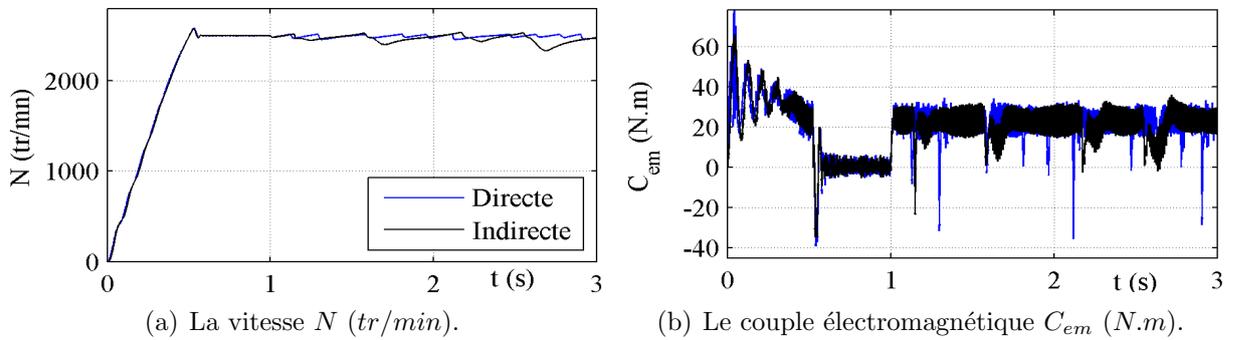


FIGURE 3.23 – Influence de l’application d’un couple résistant de ( $21N.m$ ) à  $t = 1s$ .

## 3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, la commande vectorielle de la MASDE a été appliquée avec ses deux méthodes directe et indirecte. La régulation de vitesse est faite par un régulateur classique PI. Les résultats de simulation des deux méthodes de commande sont convaincants. 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 performances des commandes de la MASDE alimentée par deux onduleurs sont légèrement supérieures par rapport au cas de l'utilisation de deux convertisseurs matriciels.

Les tests de robustesse montrent clairement la sensibilité du contrôle de la vitesse par le régulateur PI aux variations paramétriques de la machine (résistance rotorique et le moment d'inertie) et l'application d'une charge supérieure à la charge nominale quelque soit le type de convertisseur statique utilisé.

Dans le but de remédier à ce problème et d'améliorer les performances obtenues par le PI classique, une autre technique de commande sera utilisée ; à savoir la logique floue qui sera l'objet du chapitre suivant.

---

# Réglage de Vitesse de la MASDE par le Régulateur Flou Auto-Ajustable

---

## 4.1 Introduction

La publication de l'article "fuzzy sets" par Lotfi Zadeh en 1965 dans lequel il a développé la théorie des ensembles flous et introduit le terme fuzzy dans la littérature technique. C'est le début des tentatives de modélisation des systèmes par des relations floues. Les premières investigations de Zadeh étaient l'utilisation de la logique floue pour représenter une approche "système expert" au réglage automatique, où les règles de commande sont remplacées par des règles floues. Les premiers résultats en commande floue ont été publiés par Mamdani et Assilian en 1975 [Mam75][Zad65].

La logique floue est l'une des techniques de l'intelligence artificielle qu'on trouve dans plusieurs domaines : médicale, industriel, transport ferroviaire, etc. Les applications de la logique floue sont : la diagnostique des défauts, l'identification des paramètres, le traitement des images, le contrôle des systèmes, etc. L'utilisation de la logique floue à grande échelle vient de sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Elle a une capacité de traduire l'expérience d'un opérateur humain qualifié à une stratégie applicable selon nos besoins exigés dans les différents domaines [Udd02][Lac97].

Le régulateur flou tient compte du raisonnement d'un opérateur humain qualifié et le présente sous une stratégie de commande (ensembles des règles : **Si conditions Alors action**) capable de contrôler les systèmes non linéaires, l'autre avantage de la commande floue est que la conception de ce régulateur ne nécessite pas un modèle exact du système commandé et que la régulation floue donne une bonne performance [But04][Lia95].

Dans cette étude, on présente un rappel sur les bases de la logique floue et on s'intéresse à l'utilisation de la logique floue pour la commande (réglage de vitesse de la MASDE), on va remplacer les régulateurs PI par celui de la logique floue pour améliorer les performances de la commande de cette machine.

## 4.2 Bases de la Logique Floue

### 4.2.1 Ensembles Flous et Variables Linguistiques

La notion des ensembles flous a pour but de permettre des gradations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins à une classe prédéfinie. La description imprécise d'un certain phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables linguistiques. Ces variables linguistiques sont normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours.

La FIG. 4.1 montre un exemple de variable linguistique associée à la vitesse d'une voiture, représentée par les sous ensembles flous où les termes linguistiques sont définis par : petite, moyenne, grande sur l'univers de discours représenté par l'intervalle  $[0, 240]$ .

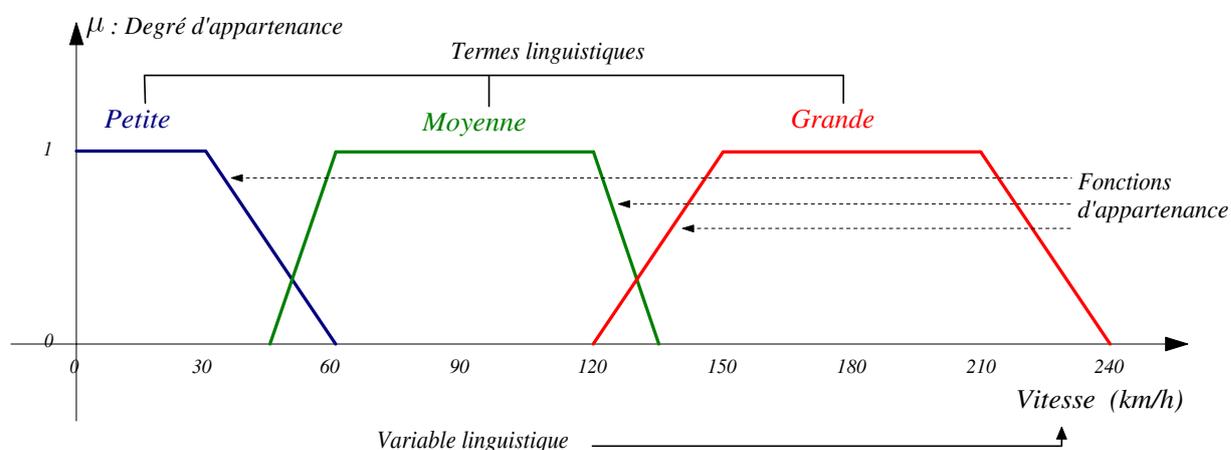


FIGURE 4.1 – Exemple d'ensembles flous pour la variable : la vitesse d'une voiture.

### 4.2.2 Fonctions d'Appartenances

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance, qui correspond à la notion de la fonction caractéristique en logique classique. Une fonction d'appartenance d'un ensemble flou  $A$  définie sur l'univers de discours  $X$ , notée  $\mu_A(x)$  tel que  $x \in X$ , est une courbe qui définit comment chaque point dans l'univers de discours est tracé avec une

valeur d'appartenance comprise dans l'intervalle  $[0, 1]$ . Il y a plusieurs formes de fonctions d'appartenance qui peuvent être symétriques, régulièrement distribuées ou avoir une distribution non uniforme FIG. 4.2. Il n'y a pas de règle précise pour choisir les fonctions d'appartenance.

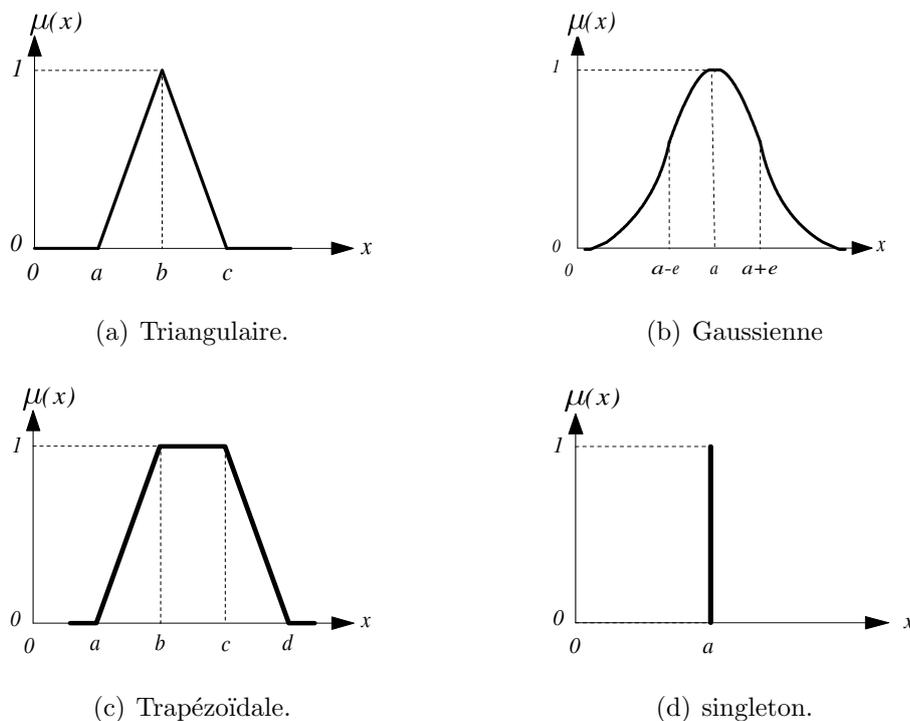


FIGURE 4.2 – Les différentes formes des fonctions d'appartenances.

### 4.2.3 Opérations sur les Ensembles Flous

Les opérations de base sur les sous-ensembles flous sont données dans [Kli95] [God99]

On suppose que  $A$  et  $B$  sont deux ensembles flous définis dans un univers de discours  $X$  par les fonctions d'appartenance  $\mu_A$  et  $\mu_B$ .

#### Egalité

On dit  $A$  égal  $B$  si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur en tout point de  $X$  :

$$\forall x \in X \quad \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (4.1)$$

**Inclusion**

A est inclus dans B ( $A \subseteq B$ ), si tout élément  $x$  de  $X$  qui appartient à  $A$  appartient aussi à  $B$  :

$$\forall x \in X \quad \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (4.2)$$

**Intersection**

L'intersection de deux sous-ensembles flous  $A$  et  $B$  donne  $C$ .

$$\forall x \in X \quad \mu_c(x) = \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (4.3)$$

L'intersection de deux sous-ensembles flous correspond à l'opération "et".

**Union**

On note  $C$  l'union de deux sous-ensembles flous  $A$  et  $B$ .

$$\forall x \in X \quad \mu_c(x) = \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (4.4)$$

**Complément**

$\bar{A}$  est le complément d'un sous-ensemble flou  $A$  si :

$$\forall x \in X \quad \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (4.5)$$

**4.2.4 Les Règles Floues**

La forme générale d'une règle est :

Si  $x$  est  $A$  et  $y$  est  $B$  Alors  $z$  est  $C$ .

Une règle floue présente une relation entre deux sous-ensembles flous ayant chacune un rôle particulier. La première ( $x$  est  $A$  et  $y$  est  $B$ ) est appelée prémisse (condition) de la règle alors que la seconde ( $z$  est  $C$ ) est la conclusion (conséquence).

Le degré de vérité de la fonction d'appartenance de la conséquence dépend du degré de vérité  $\mu_A$  et  $\mu_B$  de chacune des deux propositions élémentaires. Les implications floues les plus courantes sont [Cir02] :

Zadeh	$\mu_C(z) = \max\{\text{Min}(\mu_A(x), \mu_B(y)), 1 - \mu_A(x)\}$
Mamdani	$\mu_C(z) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y))$
Larsen	$\mu_C(z) = \mu_A(x) * \mu_B(y)$

### 4.3 Structure Générale d'un Contrôleur Flou

La commande floue a les mêmes objectifs de régulation et de poursuite qu'une commande réalisée en automatique classique. Cependant, il est possible de se passer d'un modèle explicite du procédé à commander. C'est le plus souvent, le savoir-faire d'un expert ou d'un opérateur qualifié manipulant le procédé qui est pris en compte pour l'élaboration de la loi de commande.

Un régulateur flou peut être présenté de différentes façons, mais en générale la présentation adoptée se scinde en quatre parties : la fuzzification qui permet de passer de variables réelles à des variables floues, le cœur du régulateur représenté par les règles reliant les entrées et sorties la défuzzification qui permettent à partir des ensembles flous d'entrée de déterminer la valeur réelle de sortie et en fin le bloc de connaissances qui fournit les différentes paramètres de trois bloc cités précédemment FIG. 4.3 [Pas98][Ros10].

- Bases de connaissances ;
- Fuzzification ;
- Inférence flou ;
- Défuzzification.

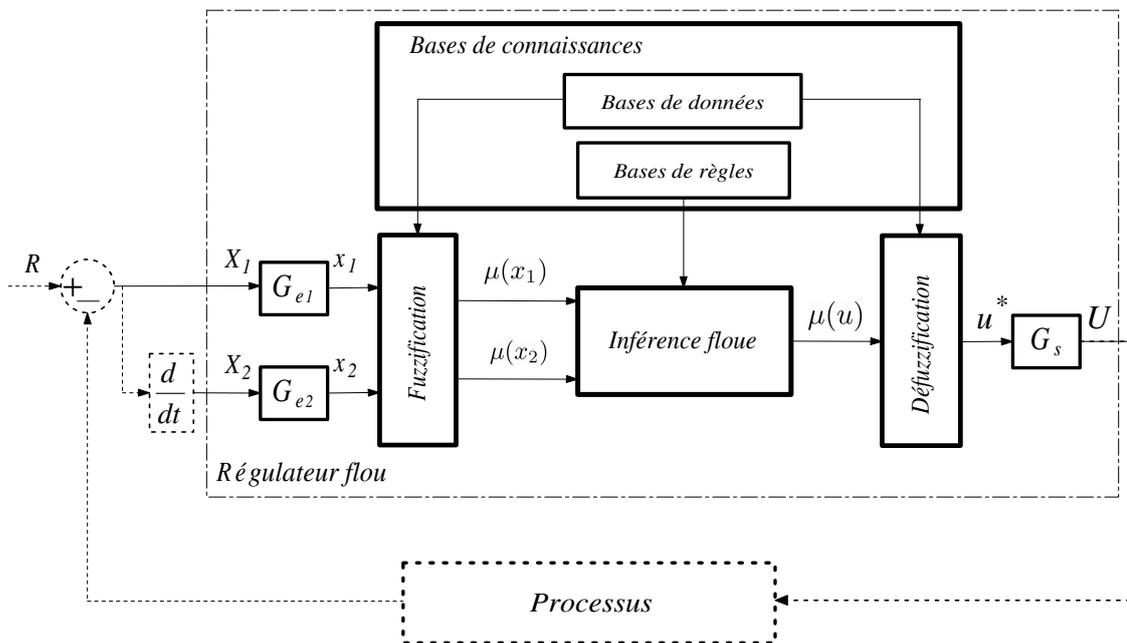


FIGURE 4.3 – Schéma de principe de la régulation floue (FLC).

#### 4.3.1 Gains d'Entrée et de Sortie

Les grandeurs physiques d'entrée telles que l'erreur et sa variation sont réduites à des grandeurs normalisées dans une plage de variation souvent  $[-1, 1]$ , appelée univers de

discours. Cet univers de discours est borné, en appliquant une limitation sur la valeur numérique de  $|X_1| \leq 1$ ,  $|X_2| \leq 1$  pour pallier le problème des grandes variations de  $X_1$  et  $X_2$ . Les gains de normalisation caractérisent des facteurs d'échelles d'entrée  $x_1$  et  $x_2$ .

Par conséquent la valeur de variation de la commande à la sortie du bloc de défuzzification sera bornée en l'intervalle de  $[-1, 1]$ . Un gain à la sortie de régulateur est indispensable pour donner une commande non bornée. Ce gain joue un rôle important de la stabilisation de la commande [Mil04][Mud99].

#### 4.3.2 Base des Connaissances

Ce bloc ayant la base des données pour les fonctions d'appartenance des variables d'entrée et celui de sortie, ainsi que la base des règles qui correspond à l'expertise ou au savoir faire de l'opérateur sur le comportement du système. Elle permet de déterminer le signal de sortie du contrôleur flou et exprime la relation qui existe entre les variables d'entrées transformées en variables linguistiques et les variables de sortie converties également en variables linguistiques.

#### 4.3.3 Fuzzification

L'objectif de la fuzzification est de transformer les variables d'entrée normalisées en variables floues, c'est-à-dire en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour ces différentes variables d'entrée. Un exemple de fuzzification continue est illustré par la FIG. 4.4 pour une seule variable de  $x$ , avec les fonctions d'appartenance triangulaire; les variables linguistiques correspondantes sont caractérisées par des symboles tel que :

NG : Négative Grande;

NM : Négative Moyenne;

NP : Négative Petite;

ZE : Zéro Environ;

PP : Positive Petite;

PM : Positive Moyenne;

PG : Positive Grande.

#### Les Variables Linguistiques

Une variable linguistique représente un état dans le système à régler ou une variable de réglage dans un contrôleur flou. Sa valeur est définie dans des termes linguistiques qui peuvent être des mots ou des phrases d'un langage naturel ou artificiel.

Où  $\mu_x$  présente le degré d'appartenance d'une variable linguistique compris entre 0 et 1.

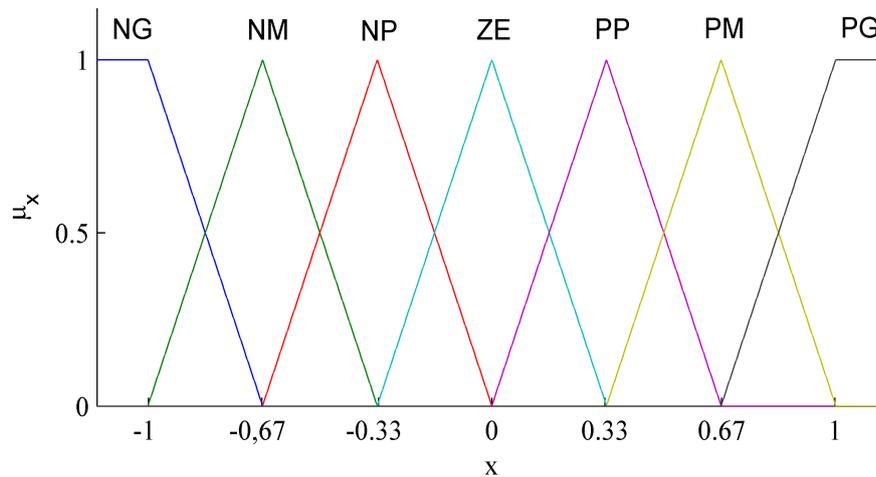


FIGURE 4.4 – Fuzzification continue avec sept fonctions d'appartenance.

#### 4.3.4 Inférence Floue

Les règles floues représentent le cœur du régulateur et permettent d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée du régulateur aux variables de commande du système.

Deux types de règles peuvent être exprimées comme suit :

**Règle de Mamdani** : Si  $x_1$  est “positif grand” et  $x_2$  est “zéro environ” alors  $u$  est “négatif grand”.

**Règle de Takagi-Sugeno** : Si  $x_1$  est “positif grand” et  $x_2$  est “zéro environ” alors  $u = f(x_1, x_2)$

Où  $x_1$  et  $x_2$  représentent deux variables d'entrée du régulateur telles que : l'écart de grandeur à régler et sa variation,  $u$  la commande. L'expérience dans l'élaboration de ces règles joue un rôle très important.

On obtient le nombre des règles par la multiplication entre les nombres des variables linguistique de deux entrées du régulateur. Une représentation graphique de l'ensemble des règles, appelée matrice d'inférence ou table des règles, permet de synthétiser le cœur du régulateur flou.

La TAB. 4.1 représente toutes les règles (49=sept fonctions d'appartenance de  $x_1 \times$  sept fonctions d'appartenance de  $x_2$ ) pour donner les variations de commande  $\Delta u$ .

Le calcul de la variation de commande floue  $u$  est basé sur des opérations floues appliquées aux fonctions d'appartenance des variables d'entrée. Ces opérations sont appelées inférence floue. Il existe plusieurs méthodes pour déterminer numériquement la valeur de la commande de sortie du régulateur dans chaque règle, les quelles [Buh94] sont :

- Méthode d'inférence Somme-Prod ;
- Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani) ;
- Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de Larsen).

TABLE 4.1 – Tableau de calcul de la variation de la commande

		$x_1$						
		NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
$x_2$	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
	NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
	NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
	ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
	PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
	PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Selon la variation des  $x_1$  et  $x_2$ , la commande  $\Delta u$  peut avoir deux variables linguistiques FIG. 4.5. La procédure pour déterminer la commande appliquer s'appelle défuzzification.

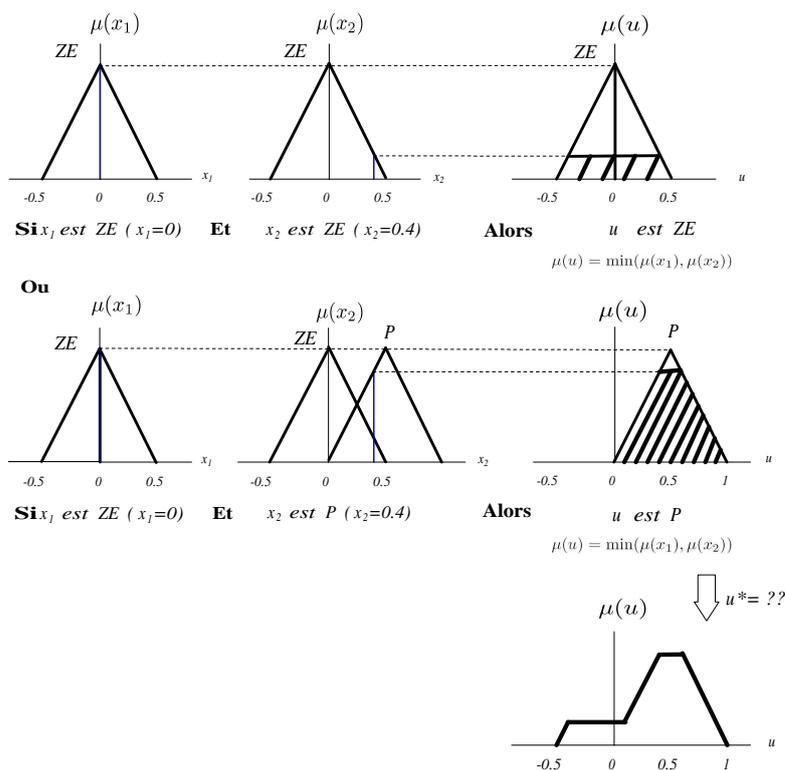


FIGURE 4.5 – Exemple de deux règles et l'implication.

### 4.3.5 Défuzzification

La défuzzification consiste à prendre une décision, c'est-à-dire, obtenir une commande réelle à partir de la commande obtenue sous forme d'ensemble flou. Dans le cas d'un raisonnement basé sur l'inférence de règles floues, plusieurs méthodes existent. Les plus couramment utilisées sont groupées dans La TAB. 4.2 :

TABLE 4.2 – Méthodes de défuzzification

Méthode	Formule	Illustration
Centre de gravite	$u^* = \frac{\int \mu_C(u) * u du}{\int \mu_C(u) du}$	
Moyenne de maximum	$u^* = \frac{u_1 + u_2}{2}$	
Moyenne pondérée (Sugeno) (conclusion de type Sugeno)	$u^* = \frac{\sum_{i=1}^n u_i \mu_i}{\sum_{i=1}^n \mu_i}$	

## 4.4 Commande de Vitesse de la MASDE par Régulateur Flou Auto-Ajustable

On obtient le schéma bloc de régulation floue de vitesse de la MASDE par le remplacement des régulateurs PI classiques dans le bloc de la commande vectorielle indirecte du chapitre précédent FIG. 3.5 par des régulateurs flou auto-ajustable, avec un changement au niveau de schéma bloc, FOC FIG. 3.2.

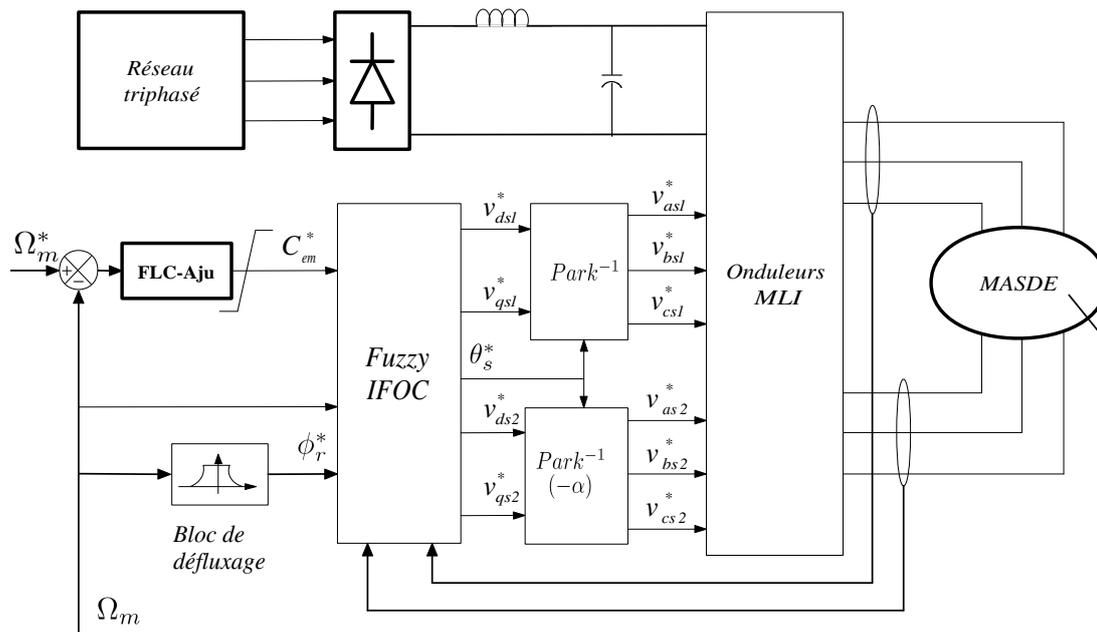


FIGURE 4.6 – Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte à base des régulateurs flous auto-ajustables de la MASDE alimentée par deux onduleurs.

A cause de l'utilisation des régulateurs flous pour les courants statoriques, on va modifier le schéma bloc de IFOC FIG. 3.2 comme montre sur la FIG. 4.7 et le nommer Fuzzy IFOC, puisque les régulateurs flous sont des régulateurs non linéaires. On élimine les parties non linéaires présentées dans le système d'équation (3.9).

Le schéma du régulateur flou auto-ajustable proposé est noté par **FLC-Aju** dans les deux figures (FIG. 4.6 et FIG. 4.7) est montré sur la FIG. 4.8 [Mer11] :

#### 4.4.1 Structure du Régulateur Flou à Gain Ajuste en Ligne

##### Facteurs d'Echelle

Pour régler la vitesse de la machine, l'erreur de vitesse et sa variation sont choisis comme deux entrées ( $E_\omega$ ,  $\dot{E}_\omega$ ). Ces deux variables sont multipliées par deux gains fixés  $G_{e1}$  et  $G_{e2}$  pour les normaliser dans l'intervalle  $[-1, 1]$  (univers de discours), on les note par  $e_\omega$ ,  $\dot{e}_\omega$ .

##### Fuzzification

L'erreur de vitesse et sa variation  $e_\omega$ ,  $\dot{e}_\omega$  sont transformées en sept termes linguistiques (NG (Négatif Grand), NM (Négatif Moyen), NP (Négatif Petit), ZE (Zéro Environ), PP (Positif Petit), PM (Positif Moyen), PG (Positif Grand)), dont les fonctions d'appartenance de type triangulaire comme montré sur la FIG. 4.4.

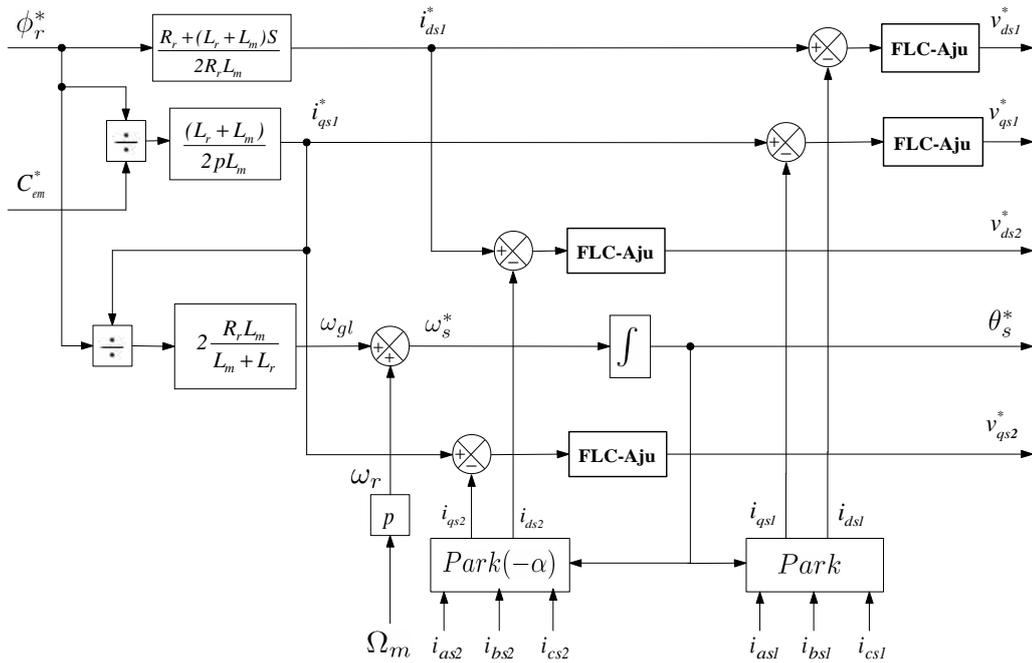


FIGURE 4.7 – Fuzzy IFOC.

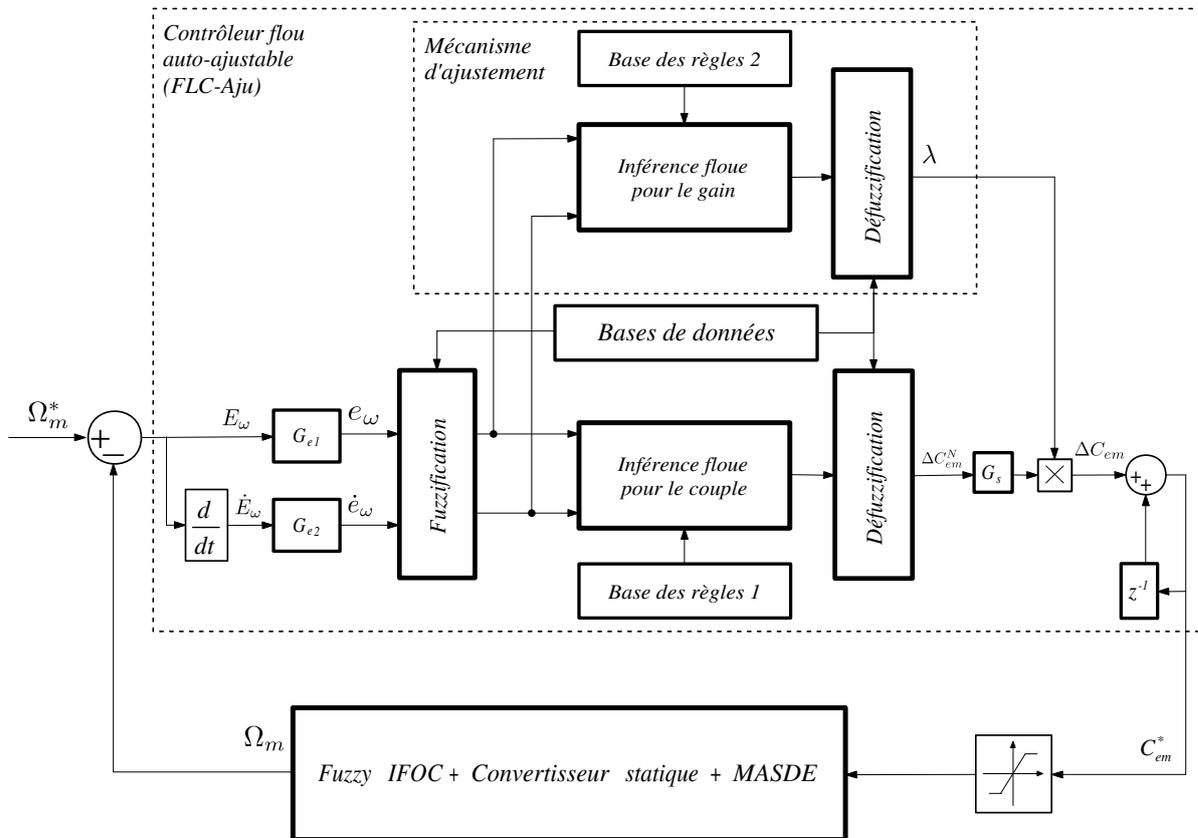


FIGURE 4.8 – Régulateur flou à gain de sortie auto-ajusté pour commander la MASDE.

### Inférence Floue pour le Couple

La variation de la commande  $\Delta C_{em}$  du couple électromagnétique est présentée par 49 règles groupées dans La TAB. 4.1 [Kal02], avec  $\dot{e}_\omega = x_1$ ,  $e_\omega = x_2$  et  $\Delta C_{em} = \Delta u$ . Les fonctions d'appartenance du couple sont montrées sur la FIG. 4.9.

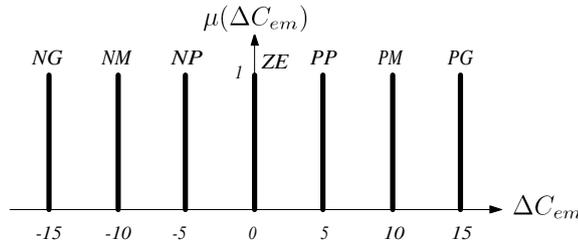


FIGURE 4.9 – Fonctions d'appartenance du couple électromagnétique.

### Défuzzification

On utilise la méthode de moyenne pondérée (4.6), pour déterminer la valeur exacte du commande  $\Delta C_{em}^N$  à partir de la table d'inférence présenté dans la TAB. 4.1.

$$\Delta C_{em}^N = \frac{\sum_{i=1}^{49} \Delta C_{emi} \mu(\Delta C_{emi})}{\sum_{i=1}^{49} \mu(\Delta C_{emi})} \quad (4.6)$$

### Mécanisme d'Ajustement

Le gain de sortie est modifié dans chaque instant par un facteur  $\lambda$  dépendant de l'état de la machine double étoile, où ce facteur est calculé par une base des règles floues indépendantes défini par l'erreur de vitesse et sa variation. Une fonction non linéaire qui liée le facteur  $\lambda$  et  $e_\omega$   $\dot{e}_\omega$  est présenté par La TAB. 4.3.

Les mêmes opérations (inférence, et même méthode de défuzzification) pour déterminer  $\Delta C_{em}^N$  sont utilisées pour calculer le facteur  $\lambda$ , avec les fonctions d'appartenance différentes qui sont présentées dans la FIG. 4.10.

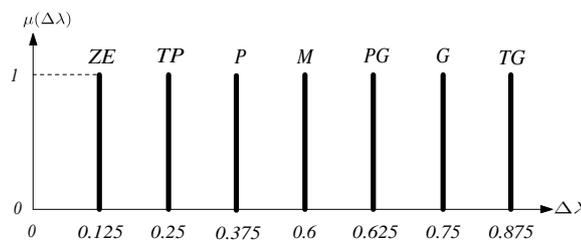


FIGURE 4.10 – Fonctions d'appartenance du facteur d'adaptation du gain de sortie.

TABLE 4.3 – Table d'inférence du facteur de sortie  $\lambda$ .

		$\dot{e}_\omega$						
		NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
$e_\omega$	$\Delta G_s$							
	NG	TG	TG	TG	G	PG	P	ZE
	NM	TG	TG	G	G	M	P	TP
	NP	TG	M	G	TG	TP	P	TP
	ZE	P	PG	M	ZE	M	PG	P
	PP	TP	P	TP	TG	G	PG	TG
	PM	TP	p	M	G	G	TG	TG
	PG	ZE	P	PG	G	TG	TG	TG

Avec. ZE : Zéro Environ ; TP : Très Petit ; P : Petit ; M : Moyen ; PG : Petit Grand ; G : Grand ; TG : Très grand

### Loi de Commande

Après la détermination du gain de sortie et la variation de la commande, le couple électromagnétique de référence appliqué au bloc **Fuzzy IFOC** est calculé par la relation suivante [Lee93] [Mud99] :

$$C_{em}^*(k) = C_{em}^*(k-1) + (\lambda G_s) \times \Delta C_{em}^N \quad (4.7)$$

L'étape finale est d'appliquer une limitation au couple  $C_{em}^*(k)$ .

$$C_{em}^*(k) = \begin{cases} C_{em}^*(k) & \text{si } -35 \leq C_{em}^*(k) \leq 35 \\ 35 & \text{si } C_{em}^*(k) > 35 \\ -35 & \text{si } C_{em}^*(k) < -35 \end{cases} \quad (4.8)$$

## 4.5 Résultats de Simulation Numérique

### 4.5.1 MASDE Alimentée par deux Onduleurs de Tension

Les figures FIG. 4.11, FIG. 4.12 représentent les performances de la commande floue à gain auto-ajustable lorsque la machine est alimentée par deux onduleurs de tension via un redresseur et un filtre.

La FIG. 4.11 présente un démarrage à vide suivi d'introduction d'une charge de  $C_r = 14N.m$  (en noir) et un fonctionnement en charge (en bleu).

Pour le fonctionnement en charge nominale et à vide suivi de l'application d'un couple résistant nominal de  $C_r = 14N.m$  dans l'intervalle de temps  $[1.5, 2.5]s$ , on constate ce qui suit :

La vitesse du rotor atteint la vitesse de référence au bout de  $t = 0.5s$  sans dépassement, la perturbation du couple de charge est rapidement rejetée par le régulateur de vitesse. En charge, le temps de réponse est d'environ  $1s$  avec un dépassement de  $3.3\%$ , FIG. 4.11(a).

Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie dans le régime transitoire, avec une valeur au démarrage égale à  $68N.m$ , sans pic de couple à l'instant d'insertion et du retrait de la charge. En charge, le couple électromagnétique compense le couple de charge et les frottements, FIG. 4.11(b).

Les courants statoriques de deux étoiles  $i_{as1}$  et  $i_{as2}$  ont la même forme et les mêmes valeurs (les deux étoiles sont identiques). Au démarrage la valeur crête est de  $15A$ ; en présence de la charge, les courants atteignent une valeur crête de  $6.5A$ , la valeur crête à vide est de  $2.6A$ , FIG. 4.11(c) et FIG. 4.11(d).

Les deux courants d'axe  $q$   $i_{qs1}$  et  $i_{qs2}$  ont les mêmes valeurs sous différentes conditions (à vide ou en charge). Ils présentent un pic au démarrage de  $42A$ . En régime transitoire, ils oscillent autour de  $18A$ . En charge, ils oscillent autour de  $7A$  et oscillent autour de zéro en cas d'absence de charge, FIG. 4.11(e) et FIG. 4.11(f).

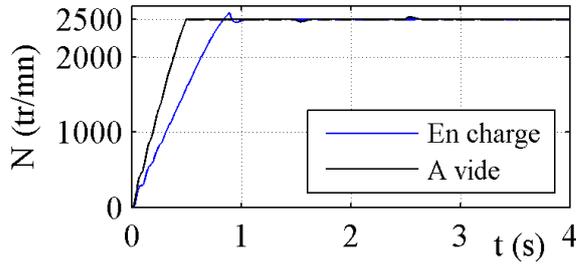
Les deux courants d'axe  $d$  ont la même forme. Ils oscillent autour de  $1.5A$  et possèdent un pic de  $9.5A$  au démarrage, FIG. 4.11(g) et FIG. 4.11(h).

Les figures 4.11(i) et 4.11(j) montrent que les flux du rotor suivent les valeurs de référence  $\phi_{dr}^* = 1$  et  $\phi_{qr}^* = 0$  après le régime transitoire. La variation du couple électromagnétique n'influe pas sur les flux rotoriques.

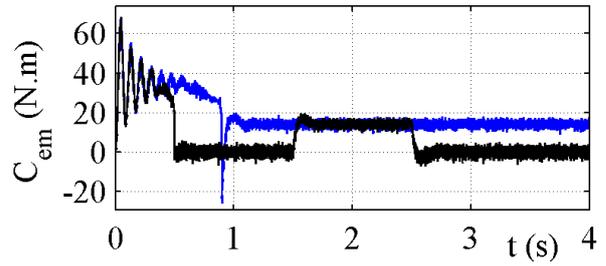
La FIG. 4.11(k) présente la variation du facteur d'adaptation  $\lambda$ , il a une grande variation en régime transitoire puis se stabilise autour  $0.13$  au bout de  $t = 0.5s$  à vide et de  $t = 1s$  en charge. Une variation de ce facteur aux instants d'insertion et du retrait de la charge.

La FIG. 4.12 présente les résultats de simulation d'une poursuite lors de l'inversion de vitesse à  $t = 2s$  en fonctionnement à vide.

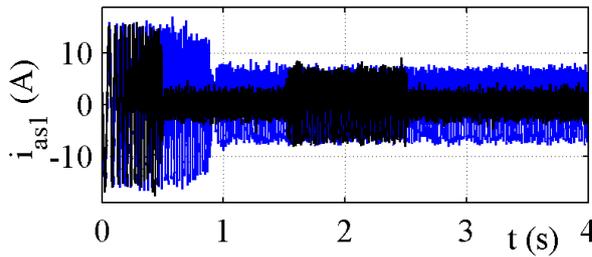
La vitesse suit sa référence et s'inverse (atteint la valeur  $-2500tr/min$ ) au bout de  $t = 3s$  sans dépassement, FIG. 4.12(a). L'inversion du sens de rotation conduit à un couple négatif d'environ  $-35N.m$ , FIG. 4.12(b). Les courants  $i_{qs1}$   $i_{qs2}$  ont la même allure que celle du couple électromagnétique; ils ont une valeur négative d'environ  $18A$  lors du changement de sens de rotation, FIG. 4.12(e) et FIG. 4.12(f). Les courants d'axe  $d$   $i_{ds1}$  et  $i_{ds2}$  oscillent autour de  $1.5A$ , FIG. 4.12(g) et FIG. 4.12(h). Les flux rotoriques suivent les valeurs imposées en régime établi;  $\phi_{dr}$  suit la valeur  $1Wb$ , FIG. 4.12(i),  $\phi_{qr}$  suit la valeur  $0Wb$ , FIG. 4.12(j). Le facteur  $\lambda$  a un pic de  $0.875$  à  $t = 2s$ , il se stabilise à  $0.335$  durant l'intervalle de temps  $[2, 2.46]s$ , puis reprend la même forme de démarrage jusqu'à la nouvelle stabilisation ( $\lambda = 0.13$ ) depuis  $t = 3s$ , FIG. 4.12(k).



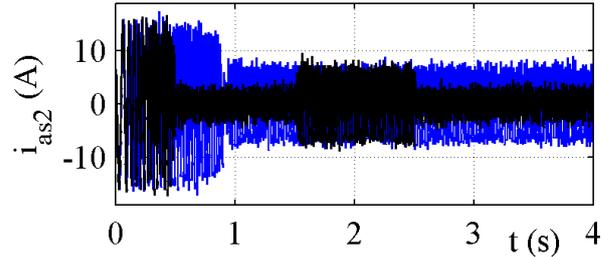
(a) La vitesse  $N$  ( $tr/min$ ).



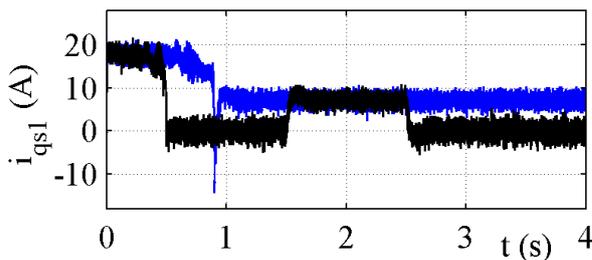
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  ( $N.m$ ).



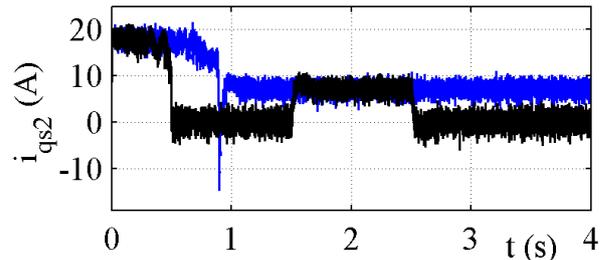
(c) Le courant  $i_{as1}$  (A).



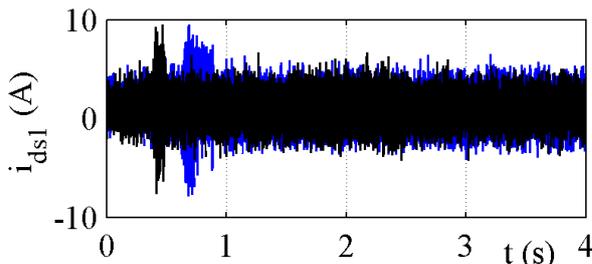
(d) Le courant  $i_{as2}$  (A).



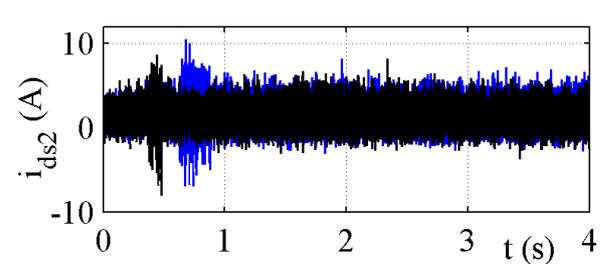
(e) Le courant  $i_{qs1}$  (A).



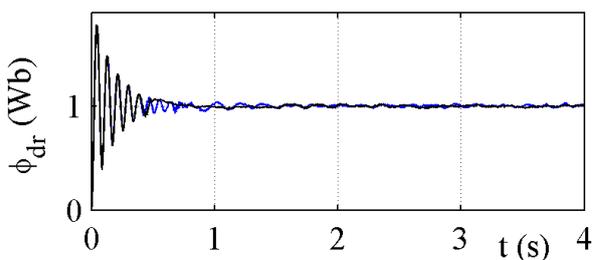
(f) Le courant  $i_{qs2}$  (A).



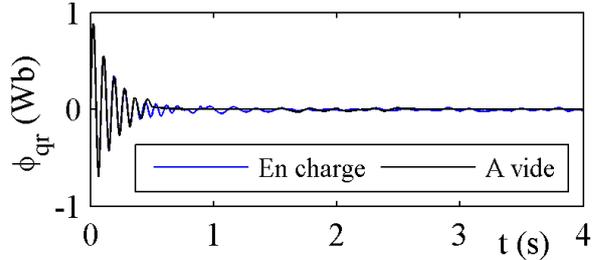
(g) Le courant  $i_{ds1}$  (A).



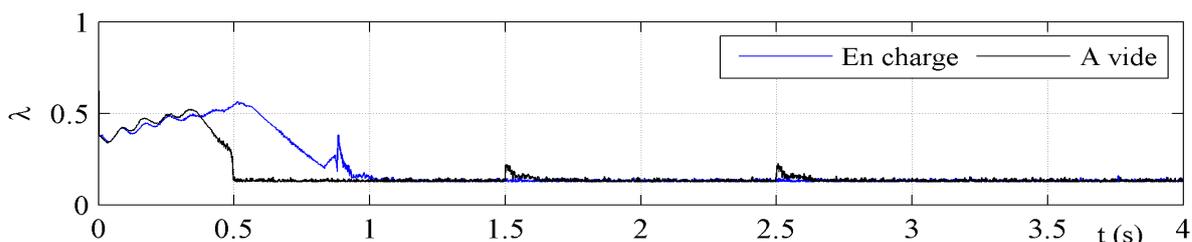
(h) Le courant  $i_{ds2}$  (A).



(i) Le flux  $\phi_{dr}$  (Wb).

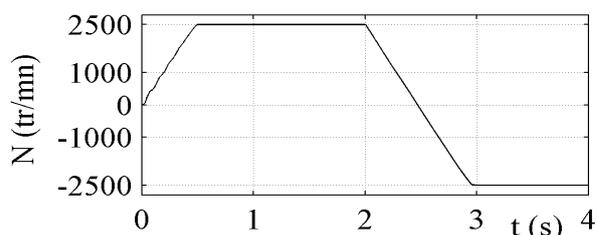


(j) Le flux  $\phi_{qr}$  (Wb).

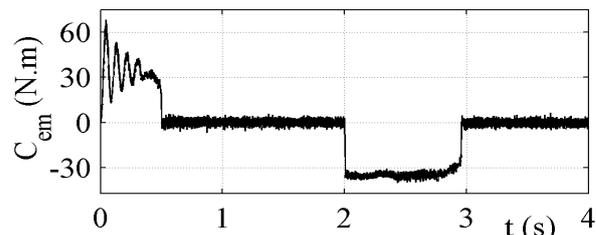


(k) Facteur d'adaptation du gain de sortie  $\lambda$ .

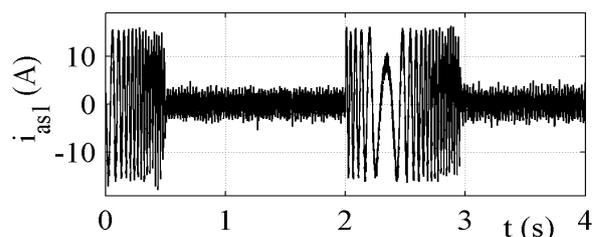
FIGURE 4.11 – Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, utilisant les régulateurs flous auto-ajustable, alimentée par deux onduleurs.



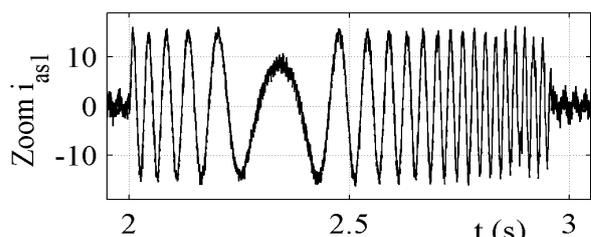
(a) La vitesse  $N$  ( $tr/min$ ).



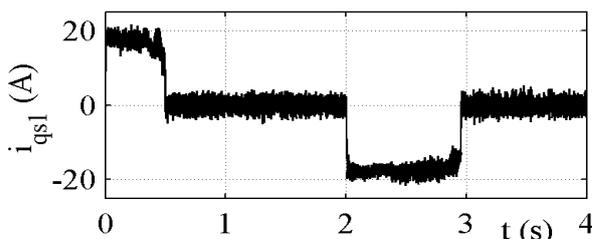
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  ( $N.m$ ).



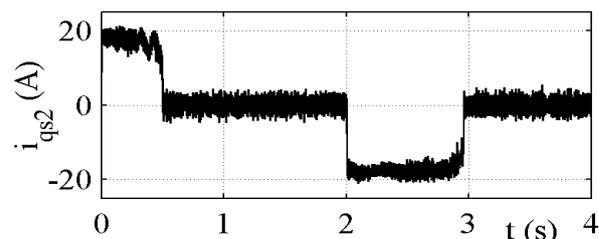
(c) Le courant  $i_{as1}$  (A).



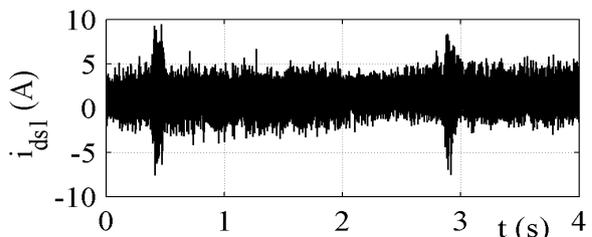
(d) Le courant  $i_{as2}$  (A).



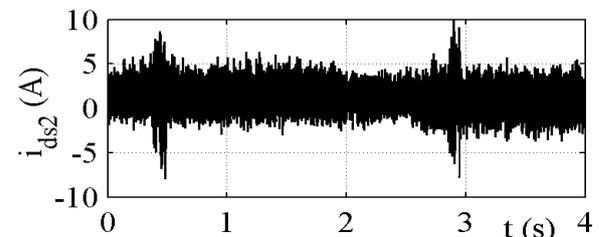
(e) Le courant  $i_{qs1}$  (A).



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



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



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

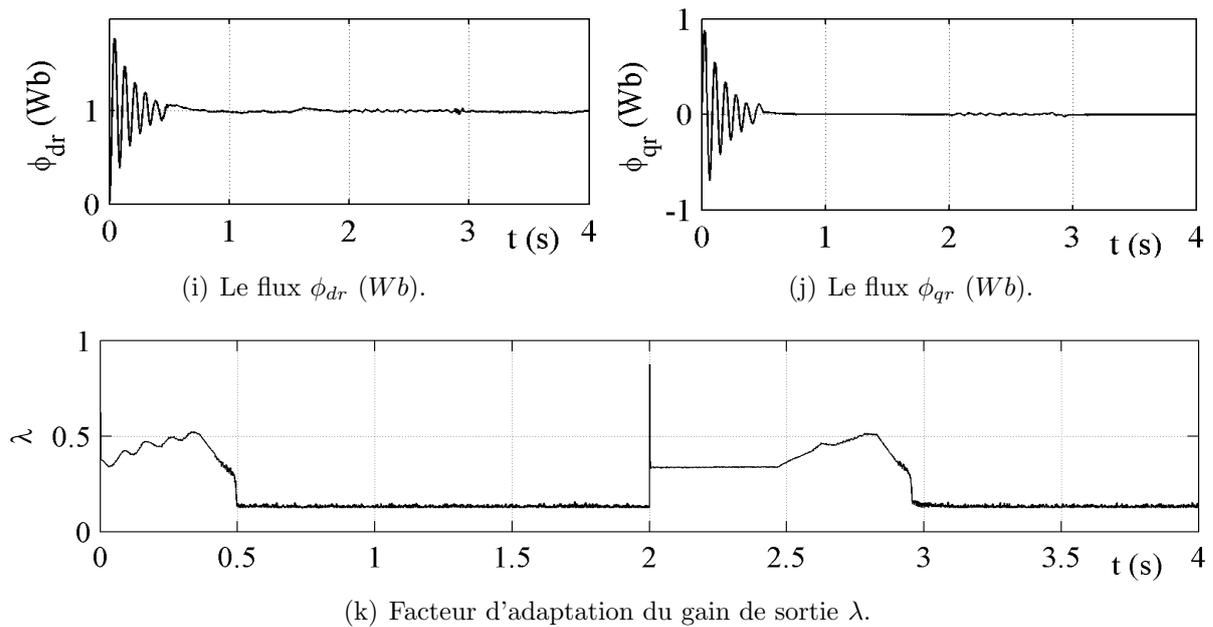


FIGURE 4.12 – Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, utilisant les régulateurs flous auto-ajustable, alimentée par deux onduleurs.

### Tests de Robustesse

Les performances de la commande floue à gain auto-ajustable de la MASDE vis-à-vis à la variation de la résistance rotorique sont présentées dans la FIG. 4.13, où la résistance rotorique est augmentée de 50% de sa valeur nominale à partir de  $t = 1s$ . Un couple résistant de  $14N.m$  est introduit à partir de  $t = 2s$ .

On constate de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique en fonctionnement à vide  $[1, 2]s$ , la vitesse chute à l'instant d'insertion de la charge  $t = 2s$  à  $2452tr/min$ , à  $t = 2.4s$  elle se stabilise à la valeur de vitesse de référence  $2500tr/min$ , FIG. 4.13(a) et FIG. 4.13(b). Le couple électromagnétique a une forme sinusoïdale amortie de  $t = 2s$  à  $t = 2.5s$  puis il compense le couple de charge appliqué et le frottement, FIG. 4.13(c) et FIG. 4.13(d). Les deux figures FIG. 4.13(e) et FIG. 4.13(f) présentent le courant  $i_{as1}$ . Il a une valeur crête de  $10A$  après l'insertion de la perturbation externe. Une augmentation de facteur d'adaptation  $\lambda$  au moment d'insérer la charge au moteur est observée, puis il se restabilise à la valeur précédente, FIG. 4.13(g).

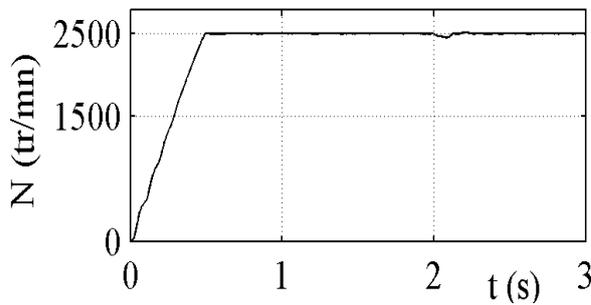
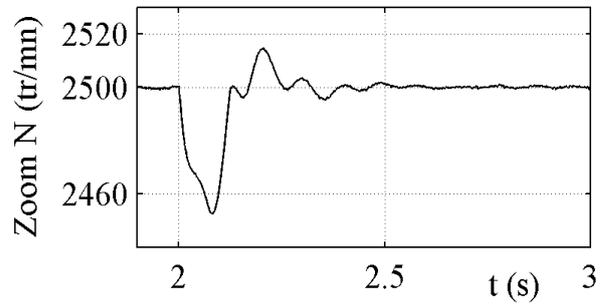
Les performances de la régulation floue à gain auto-ajusté de la machine vis-à-vis à l'augmentation du moment d'inertie de 50% de sa valeur nominale sont présentées par la FIG. 4.14.

D'après cette figure, on remarque que la variation du moment d'inertie n'a aucune influence sur la régulation de vitesse, celle-ci s'inverse au bout de  $t = 3s$  comme dans le cas normal, FIG. 4.14(a), l'inverse du sens de rotation conduit à un couple négatif d'environ

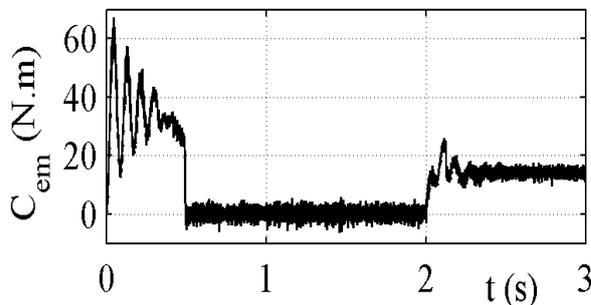
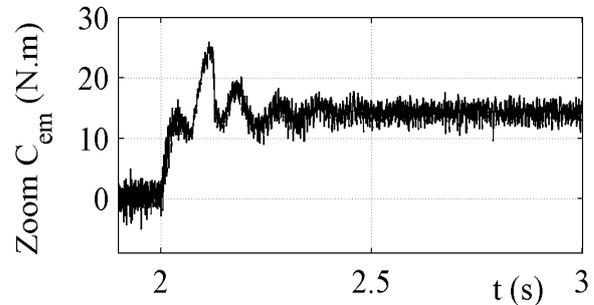
$-35N.m$ , FIG. 4.14(b) et de courant statorique de  $15A$ , FIG. 4.14(c) et conduit aussi à une grande variation de facteur d'adaptation du gain de sortie  $\lambda$ , FIG. 4.14(e).

La FIG. 4.15 illustre les résultats de simulation de la commande floue à gain auto-ajusté de la MASDE lors l'application d'un couple non nominal.

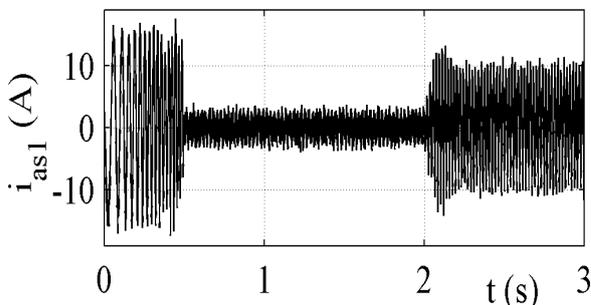
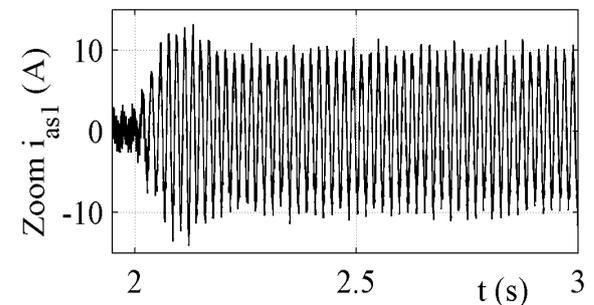
La vitesse du rotor revient vers la vitesse de référence au bout de  $t = 1.5$  après l'insertion de la charge, une atténuation de la vitesse à  $t = 1s$  de valeur  $2457tr/min$ , FIG. 4.15(a). La FIG. 4.15(b) présente l'allure de couple électromagnétique, où il compense le couple résistant. Un grand appel de courant statorique est observé qui atteint  $10.5A$  de valeur crête, FIG. 4.15(c) et FIG. 4.15(d). La FIG. 4.15(e) présente l'évolution du facteur d'adaptation  $\lambda$  où une variation est remarquée à  $t = 1$ .

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

(b) Zoom de vitesse.

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

(d) Zoom de couple.

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

(f) Zoom de courant.

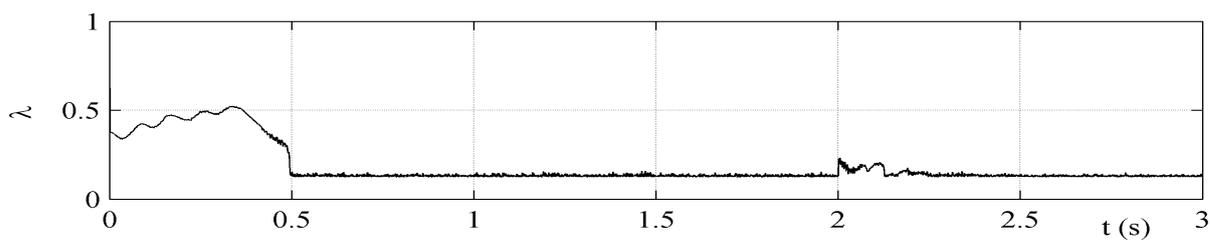
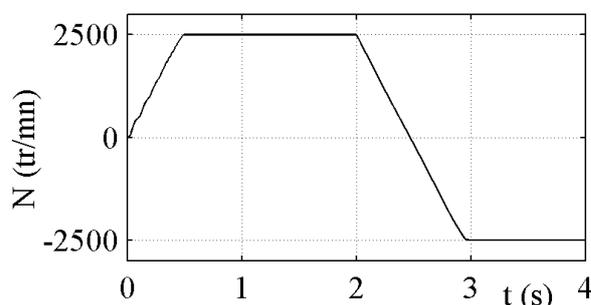
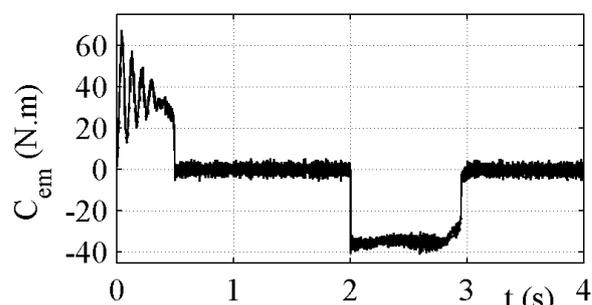
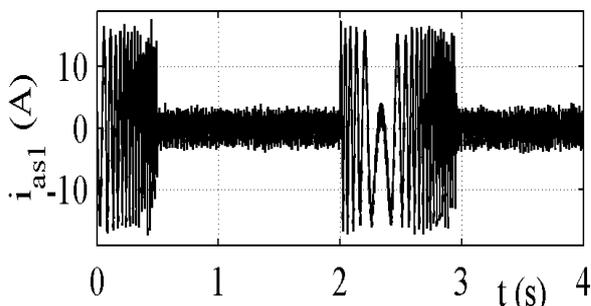
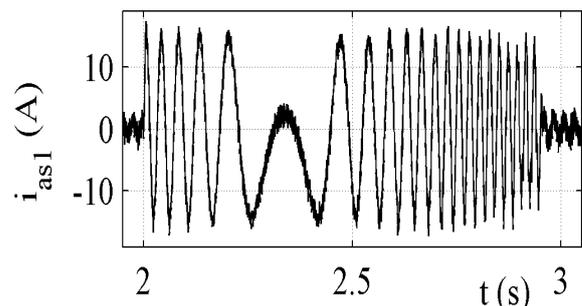
(g) Facteur d'adaptation du gain de sortie  $\lambda$ .

FIGURE 4.13 – Influence de la variation de la résistance rotorique ( $R = 1.5R_r^n$  à partir de  $t = 1s$ ), démarrage à vide suivi par l'application d'un couple de ( $C_r = 14N.m$ ) à  $t = 2s$ .

(a) La vitesse  $N$  ( $tr/min$ ).(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  ( $N.m$ ).(c) Le courant  $i_{as1}$  ( $A$ ).

(d) Zoom de courant.

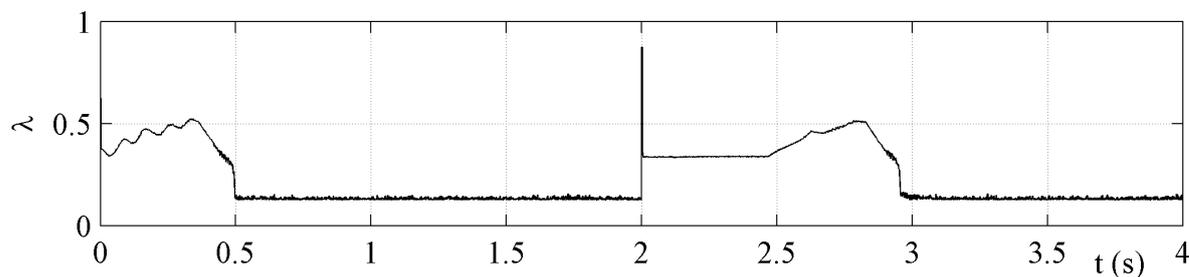
(e) Facteur d'adaptation du gain de sortie  $\lambda$ .

FIGURE 4.14 – Influence 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.

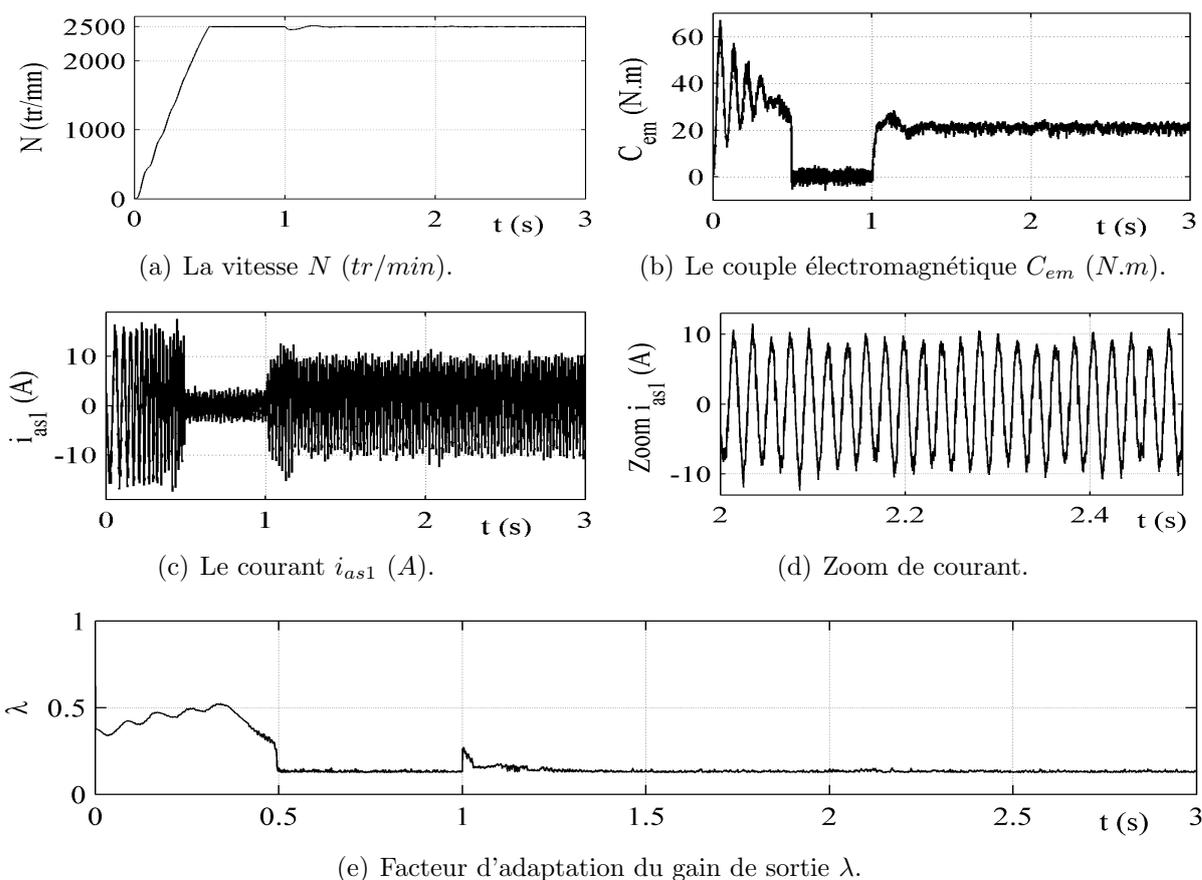


FIGURE 4.15 – Influence de l'application d'un couple résistant non nominal de  $(21N.m)$  à  $t = 1s$ .

## 4.5.2 MASDE Alimentée par deux Convertisseurs Matriciels

On obtient le schéma bloc de simulation de la commande floue à gain auto-ajusté de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux convertisseurs matriciels par la FIG. 4.16.

Les mêmes tests réalisés lors l'alimentation de la machine par deux onduleurs sont réalisés lorsqu'on alimente la machine par deux convertisseurs matriciels, ceci pour pouvoir faire une comparaison entre les résultats de simulation obtenus.

La FIG. 4.17 présente les résultats de simulation de commande de la machine par un régulateur flou auto-ajusté de MASDE alimentée par deux convertisseurs matriciels lors d'un démarrage à vide suivi d'introduction d'une charge de  $C_r = 14N.m$  (en noir) et un fonctionnement en charge (en bleu). La FIG. 4.18 présente les résultats de simulation lors de l'inversion du sens de rotation.

La TAB. 4.4 représente les résultats de simulation de la commande floue à gain auto-ajusté alimentée par les deux types de convertisseurs statiques : deux onduleurs et deux convertisseurs matriciels.

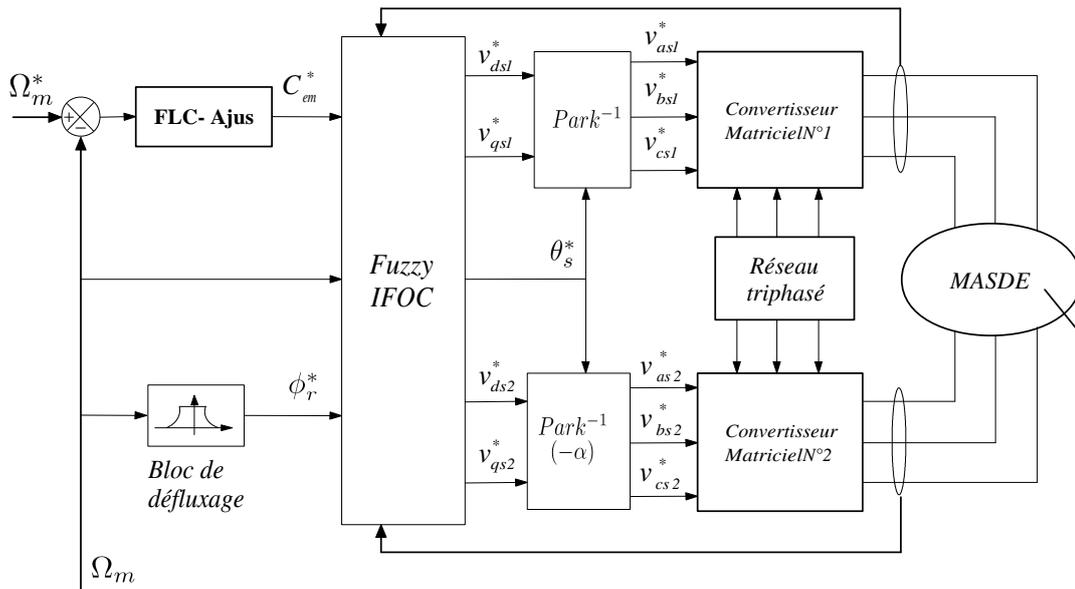
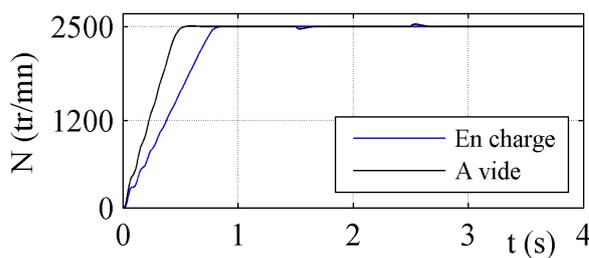
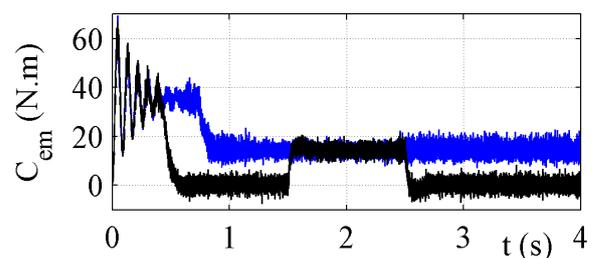


FIGURE 4.16 – Schéma bloc de simulation de la commande floue à gain auto-ajusté de la MASDE alimentée par deux convertisseurs matriciels.

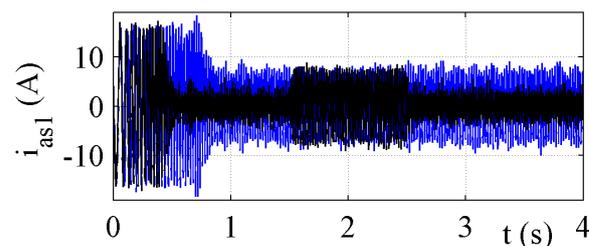
On constate que les résultats de la commande floue à gain auto-ajusté de la MASDE alimentée par les deux onduleurs et par les deux convertisseurs matriciels sont presque similaires en termes de temps de réponse, courant statorique à vide et en charge, temps de rejet de perturbation et le temps pour l'inversion de la vitesse. Il y a une différence de pic de couple au démarrage de l'ordre de  $2.7N.m$  soit à vide ou en charge. Pas de dépassement lors l'alimentation de la machine par deux convertisseurs matriciels, par contre un dépassement de 3.3% lors l'alimentation de la machine par deux onduleurs en fonctionnement en charge.



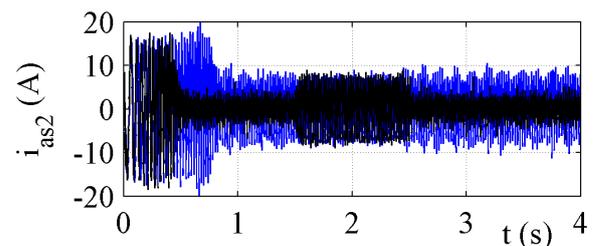
(a) La vitesse  $N$  (tr/min).



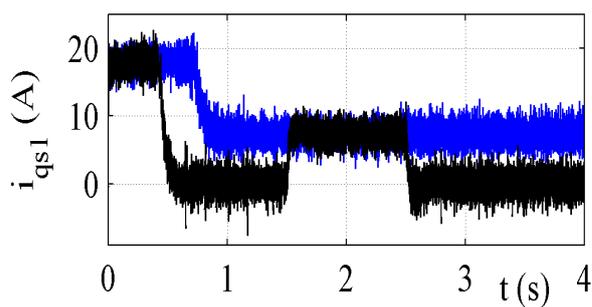
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  (N.m).



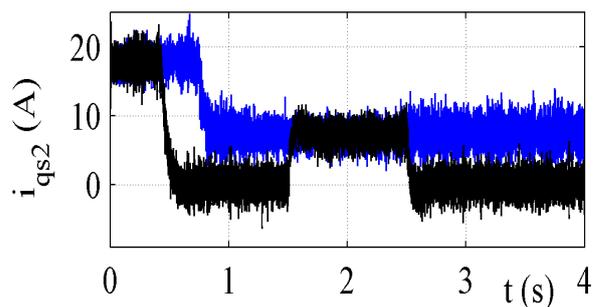
(c) Le courant  $i_{as1}$  (A).



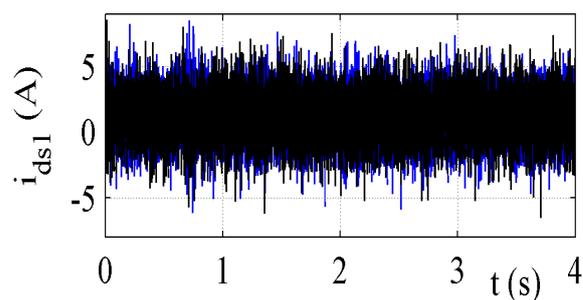
(d) Le courant  $i_{as2}$  (A).



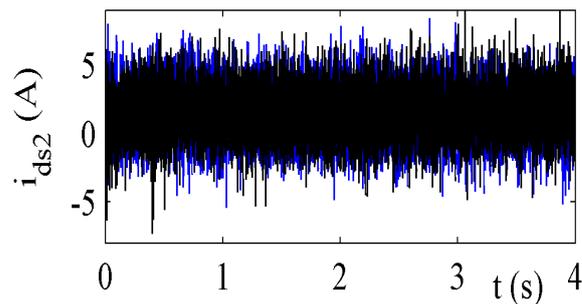
(e) Le courant  $i_{qs1}$  (A).



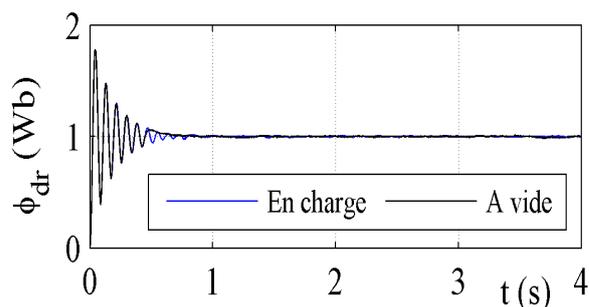
(f) Le courant  $i_{qs2}$  (A).



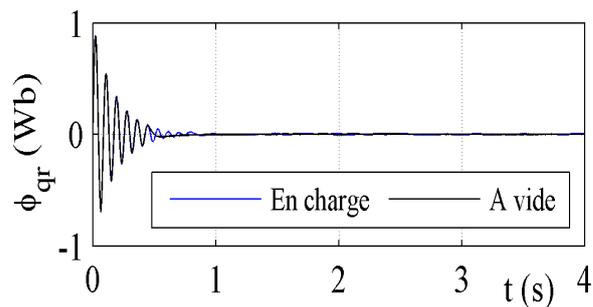
(g) Le courant  $i_{ds1}$  (A).



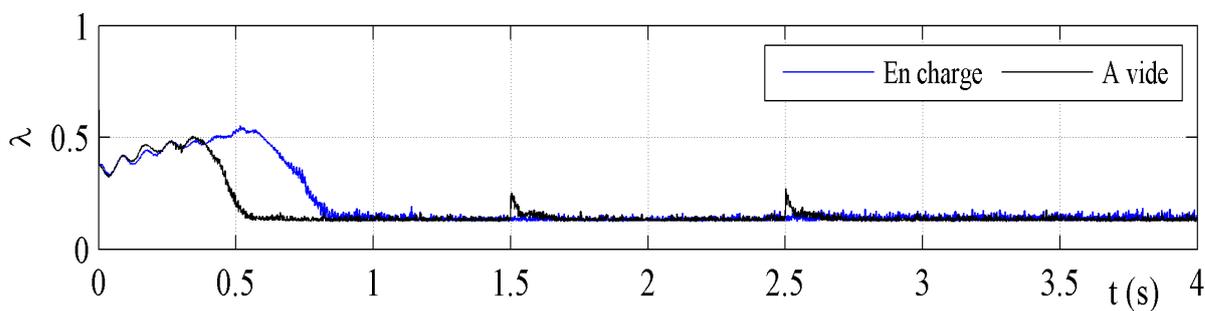
(h) Le courant  $i_{ds2}$  (A).



(i) Le flux  $\phi_{dr}$  (Wb).

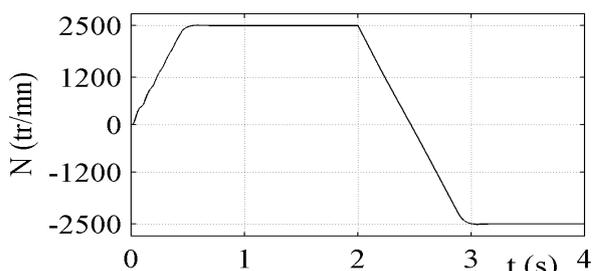


(j) Le flux  $\phi_{qr}$  (Wb).

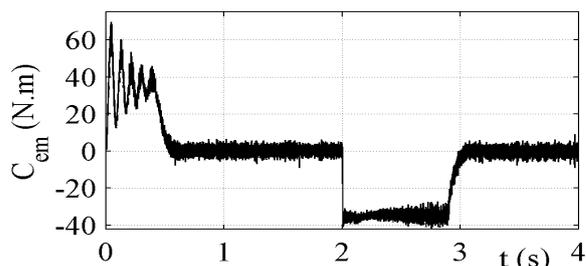


(k) Facteur d'adaptation du gain de sortie  $\lambda$ .

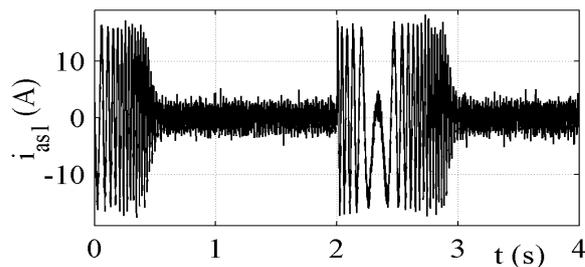
FIGURE 4.17 – Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, utilisant les régulateurs flous auto-ajustable, alimentée par deux convertisseurs matriciels.



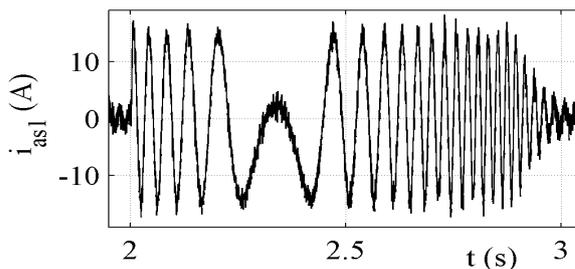
(a) La vitesse  $N$  ( $tr/min$ ).



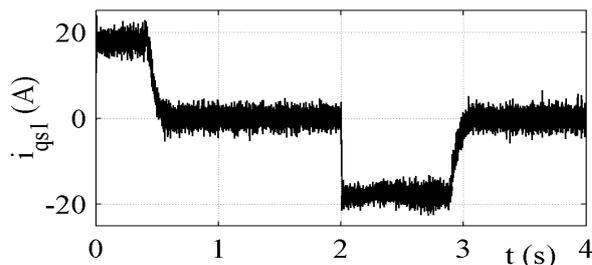
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  ( $N.m$ ).



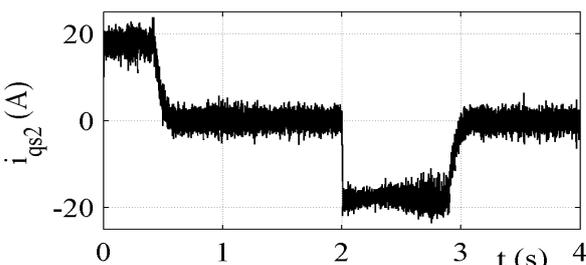
(c) Le courant  $i_{as1}$  ( $A$ ).



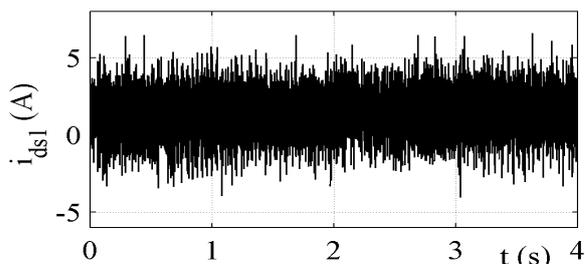
(d) Le courant  $i_{as2}$  ( $A$ ).



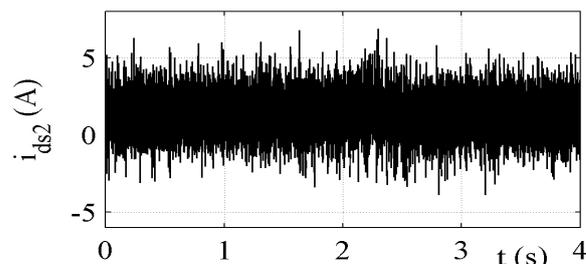
(e) Le courant  $i_{qs1}$  ( $A$ ).



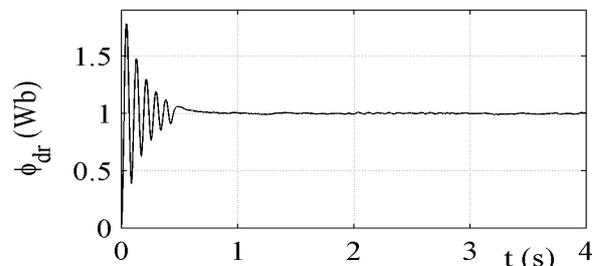
(f) Le courant  $i_{qs2}$  ( $A$ ).



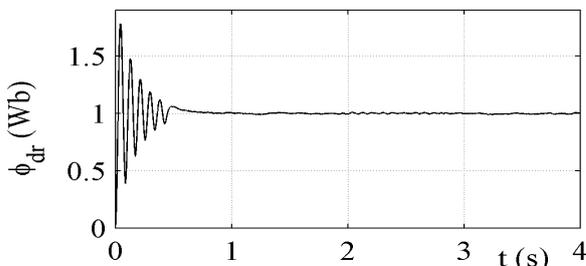
(g) Le courant  $i_{ds1}$  ( $A$ ).



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



(i) Le flux  $\phi_{dr}$  ( $Wb$ ).



(j) Le flux  $\phi_{gr}$  ( $Wb$ ).

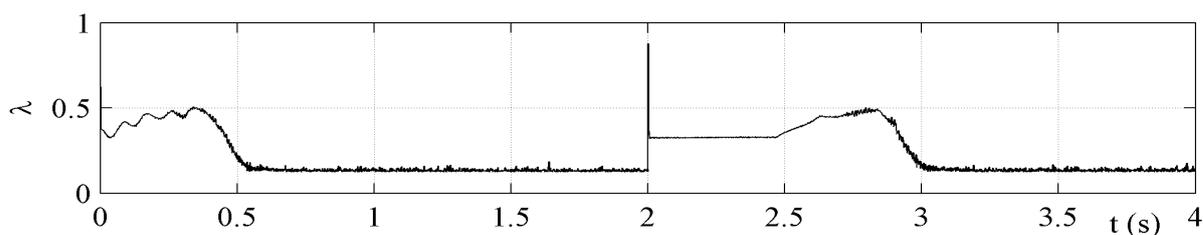
(k) Facteur d'adaptation du gain de sortie  $\lambda$ .

FIGURE 4.18 – Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte, utilisant les régulateurs flous auto-ajustable, alimentée par deux convertisseurs matriciels.

TABLE 4.4 – Comparaison des résultats de la commande floue à gain auto-ajusté de la MASDE obtenus lors de l'application de différents convertisseurs statiques.

		Type de convertisseurs d'alimentation	
		Deux onduleurs	Deux convertisseurs matriciels
Temps de réponse (s)	A vide	0.5	0.55
	En charge	1	0.9
Pic de couple au démarrage (Nm)	A vide	68	66.7
	En charge	67	69.7
Amplitude de courant (A)	A vide	2.2	2.2
	En charge	6.5	7
Dépassement de vitesse %	A vide	3.3	Pas de dépassement
	En charge	Pas de dépassement	Pas de dépassement
Temps de rejet de perturbation (s)	En charge	0.15	0.2
Temps pour l'inversion de vitesse (s)	A vide	0.96	1

## Tests de Robustesse

Les résultats de simulations des tests de robustesse (FIG. 4.19, FIG. 4.20 et FIG. 4.21) montrent que la régulation floue à gain auto-ajusté de la machine alimentée par deux convertisseurs matriciels sont plus performants. La variation de la résistance rotorique en présence d'une charge  $C_r = 14N.m$  a été rapidement régulée. La variation du moment d'inertie n'a aucune influence sur le temps d'inversion de vitesse. L'application d'un couple

résistant supérieur au couple nominal de valeur  $1.5 \times C_n$  ne perturbe pas le contrôle de la vitesse.

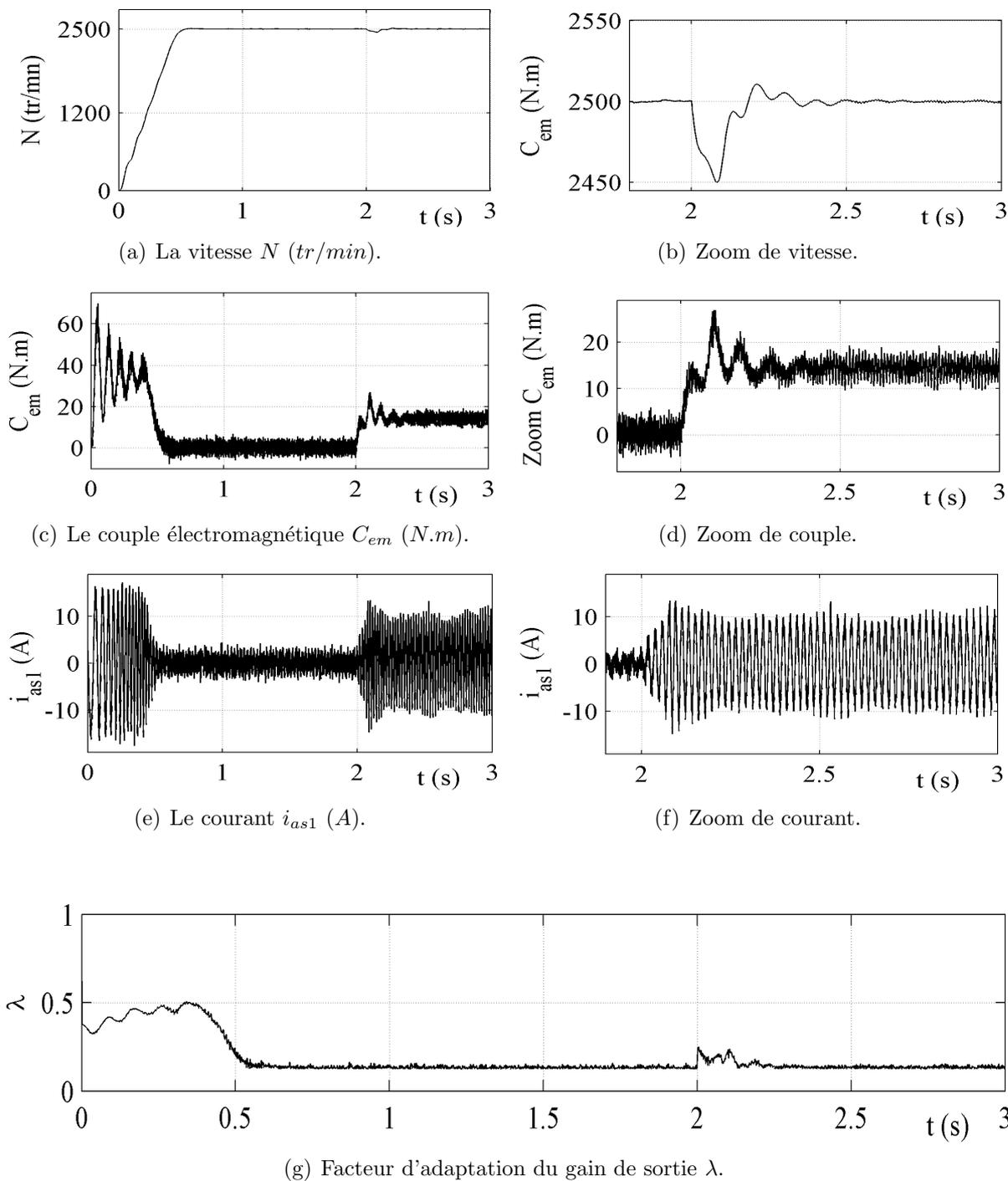


FIGURE 4.19 – Influence de la variation de la résistance rotorique ( $R = 1.5R_r^n$  à partir de  $t = 1$  s), démarrage à vide suivi par l'application d'un couple de ( $C_r = 14N.m$ ) à  $t = 2$  s.

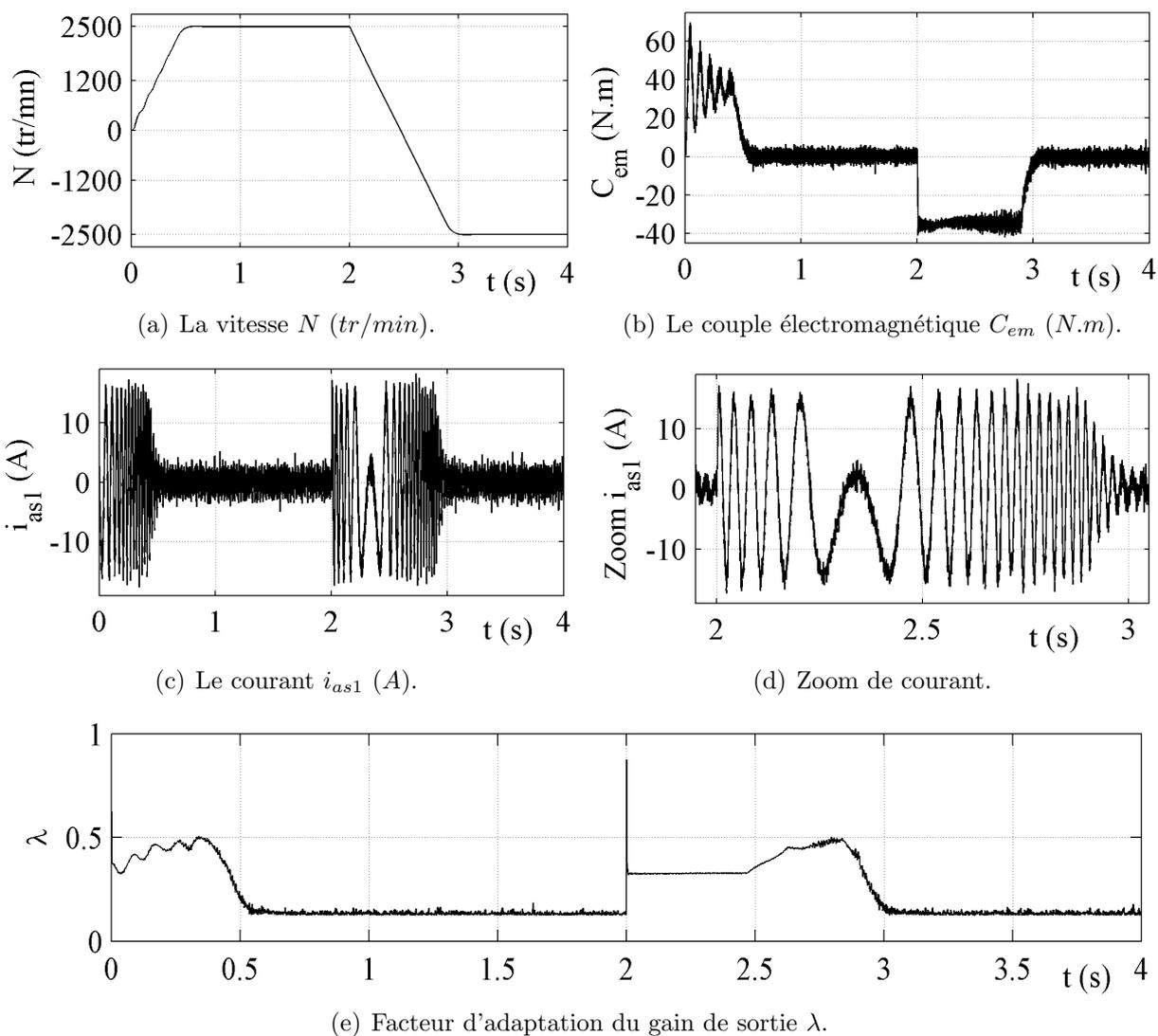
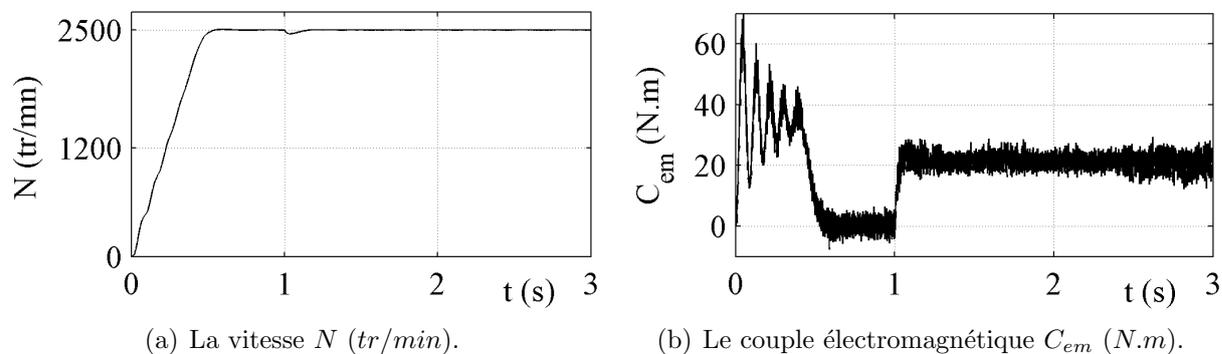


FIGURE 4.20 – Influence de la variation du moment d'inertie ( $J = 1.5J^n$  à partir de  $t = 2.5s$ ), lors d'une inversion de sens de rotation à  $t = 2s$  en fonctionnement à vide.



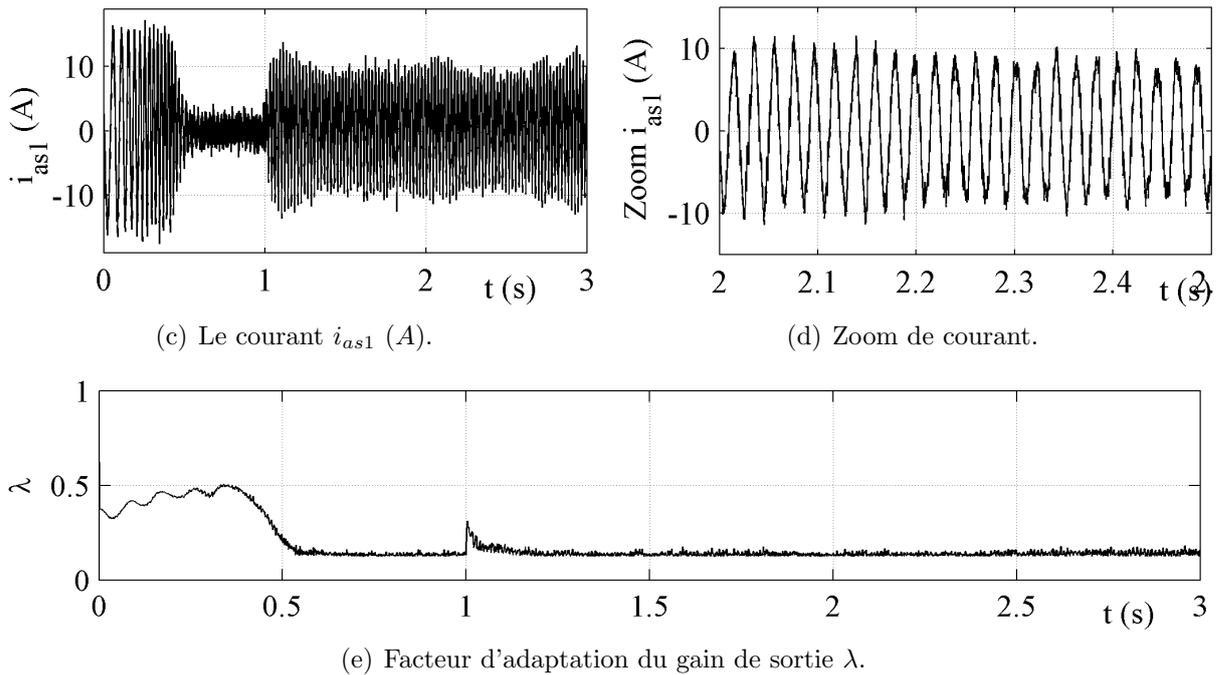


FIGURE 4.21 – Influence de l'application d'un couple résistant non nominal de ( $21N.m$ ) à  $t = 1s$ .

## 4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la régulation de la vitesse de MASDE par la commande floue à gain auto-ajusté basée sur la technique de commande vectorielle indirecte. Un rappel de base sur la régulation floue a été présenté, puis son application pour contrôler la vitesse de cette machine. Les performances de la régulation de vitesse de la MASDE ont été visualisées premièrement en fonctionnement normal (pas de changement paramétrique) sous deux types de l'alimentation (onduleurs et convertisseurs matriciels), puis la commande floue à gain auto-ajusté de la machine a été testée lors des changements paramétriques de la machine et de l'augmentation de la perturbation appliquée à la machine.

Les résultats de simulation montrent de façon claire que la régulation de vitesse de la MASDE par la commande floue à gain auto-ajusté est bonne en termes de rapidité et de suivi de la vitesse de référence (le temps de réponse et le temps pour l'inversion de vitesse); le rejet de perturbation est petit lorsqu'on applique une perturbation externe. Les tests de robustesse (variation de la résistance rotorique et le moment d'inertie et l'application d'un couple supérieur au couple nominal) ont montré que la régulation floue à gain auto-ajusté donne de bonnes réponses de vitesse. On peut dire que la commande floue à gain auto-ajusté de la MASDE est robuste et efficace dans le fonctionnement normal et lors des conditions de fonctionnement sévères.

---

# Réglage de Vitesse de la MASDE par le Régulateur Basé sur le Réseau de Neurones Artificiels

---

## 5.1 Introduction

LES réseaux de neurones sont des approches non linéaires permettant de construire par *L* apprentissage une très large classe de modèles et de contrôleurs. Un réseau de neurones est un système d'opérateurs non linéaires interconnectés, recevant des signaux de l'extérieur par ses entrées et délivrant des signaux de sortie. Le principe de base des réseaux de neurones était de comprendre et d'accroître nos connaissances sur le mécanisme cérébral par l'élaboration de systèmes artificiels capables de reproduire des calculs complexes, similaires à ceux qu'effectue le cerveau humain, donc l'étude approfondie des concepts de base de ces réseaux est toujours nécessaire pour qu'on puisse aboutir à des solutions pour des applications différentes [Lak].

Les réseaux de neurones est l'une des techniques de l'intelligence artificielle utilisée pour l'identification, la modélisation et la synthèse de lois de commande [Cir02]. Ses origines apparaissent en 1943 dans les travaux de W. Mc Culloch et W. Pitts par la présentation du neurone formel qui est une abstraction du neurone physiologique. Puis En 1949, D. Hebb présente dans son ouvrage "The Organization of Behavior" une règle d'apprentissage. La recherche n'arrête pas jusqu'à nos jours, où les réseaux neuronaux trouvent des applications dans les différents domaines [Abd94][Mou08].

L'objet de ce chapitre est l'utilisation de réseaux de neurones pour régler la vitesse de la MASDE basée sur la commande vectorielle indirecte.

## 5.2 Réseaux de Neurones

### 5.2.1 Neurone Formel

La première version de neurone formel est de Mac Culloch et Pitts datent en 1943, ils ont proposé le modèle du neurone formel qui se voit comme un opérateur effectuant une somme pondérée de ses entrées suivie d'une fonction d'activation (ou de transfert) comme indiqué par la FIG. 5.1. Donc un neurone artificiel est considéré comme un opérateur mathématique et caractérisé par :

- Un ensemble d'entrées  $X = [x_1, x_2, \dots, x_j, \dots, x_n]^T$  présentent la connexion des neurones 1, 2, ...,  $n$  au neurone  $i$ .  $\omega_{ij}$  désigne le poids de la connexion reliant l'entrée  $j$  au neurone  $i$  ;
- Un biais  $b_i$  est le seuil interne du neurone ;
- Une somme pondérée des entrées du neurone, elle est donnée par :

$$g_i = \sum_{j=1}^n \omega_{ij} x_j + b_i \quad (5.1)$$

- Une fonction d'activation  $f_i$  (ou de transfert) qui donne la sortie du neurone  $y$  par :

$$y = f_i(g_i) \quad (5.2)$$

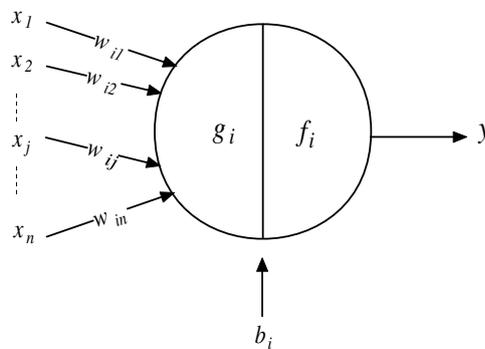


FIGURE 5.1 – Modèle d'un neurone formel.

### Fonctions d'Activation

Le type du neurone est caractérisé par sa fonction d'activation. Différentes fonctions de transfert pouvant être utilisées comme fonction d'activation du neurone, elles sont illustrées dans la TAB. 5.1. Trois fonctions les plus utilisées sont les fonctions “seuil”, “linéaire” et “sigmoïde”. Leur choix revêt une importance capitale et dépend souvent du type de l'application et du domaine de variation des variables d'entrée/sortie [Gue09][Par04].

TABLE 5.1 – Fonctions d'activation.

Nom de fonction	Expression	Code sous Matlab
Seuil	si $f_i \geq 0$ $y = 1$ sinon $y = 0$	$y = \text{hardlim}(f_i)$
Seuil symétrique	si $f_i \geq 0$ $y = 1$ sinon $y = -1$	$y = \text{hardlims}(f_i)$
Linéaire	$y = f_i$	$y = \text{purelin}(f_i)$
Linéaire saturée	si $f_i < 0$ $y = 0$ sinon si $0 \leq f_i \leq 1$ $y = f_i$ sinon $y = 1$	$y = \text{satlin}(f_i)$
Linéaire saturée symétrique	si $f_i < -1$ $y = -1$ sinon si $-1 \leq f_i \leq 1$ $y = f_i$ sinon $y = 1$	$y = \text{satlins}(f_i)$
Linéaire positive	si $f_i < 0$ $y = 0$ sinon $y = f_i$	$y = \text{poslin}(f_i)$
Sigmoïde	$y = \frac{1}{1+\exp^{-f_i}}$	$y = \text{logsig}(f_i)$
Tangente hyperbolique	$y = \frac{e^{f_i} - e^{-f_i}}{e^{f_i} + e^{-f_i}}$	$y = \text{tansig}(f_i)$

### 5.2.2 Réseau de Neurones

Un réseau de neurones est un maillage de plusieurs neurones, généralement organisé en couches, où les neurones possèdent les mêmes caractéristiques et utilisent le même type de fonction d'activation. La connexion entre les neurones se réalise par les poids qui jouent le rôle des synapses. On peut répartir la topologie des réseaux de neurones en deux grandes familles à savoir : les réseaux de neurones non bouclés et les réseaux de neurones bouclés [Gue09][Bur01].

#### Réseaux non Bouclés

Un réseau est non bouclé ou statique, si son graphe ne possède pas de cycle (unidirectionnels sans retour les sorties). L'architecture la plus utilisée est le perceptron multicouches avec  $N$  couches successives ( $N \geq 3$ ), comme illustre par la FIG. 5.2(a). Les neurones de la première couche est nommée couche d'entrée (leur activation aux valeurs d'entrée). La dernière couche est appelée couche de sortie. Les neurones intermédiaires sont appelées couche cachée. Elle constitue le cœur du réseau neural [Ben07].

#### Réseaux Bouclés

Appelés aussi réseau dynamique ou récurrent possèdent la même structure qu'un réseau multicouches munie de rétroactions. Les connexions récurrentes dont les sorties de neurones d'une couche sont connectées aux entrées d'une couche située à la droite de la première couche comme illustré par la FIG. 5.2(b).

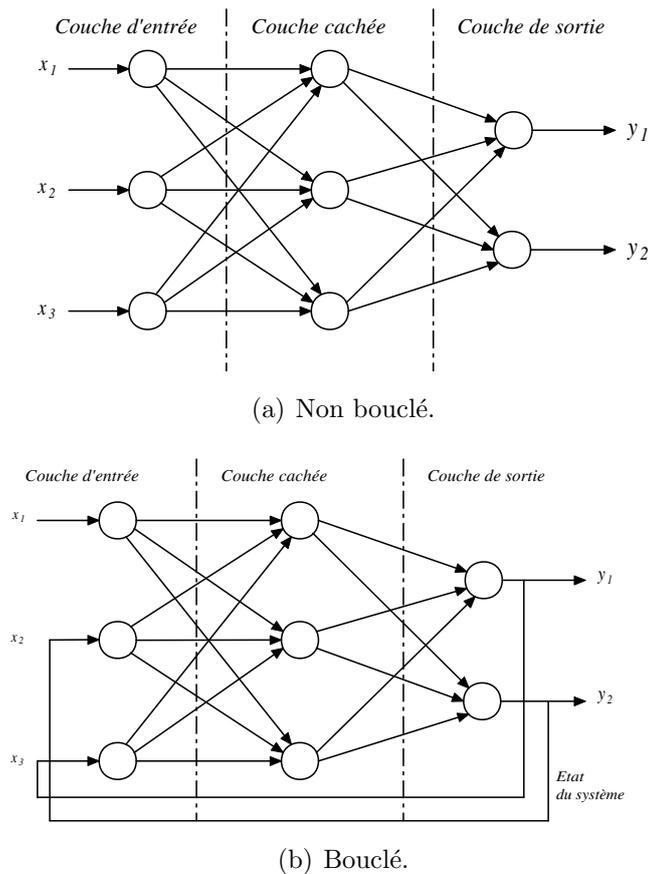


FIGURE 5.2 – Perceptron à une couche cachée

### 5.2.3 Apprentissage des Réseaux de Neurones

L'apprentissage est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle le comportement du réseau est modifié (généralement la modification des poids de connexions  $\omega_{ij}$ ) jusqu'à l'obtention du comportement désiré. Les techniques d'apprentissage peuvent être classées en deux catégories :

#### L'apprentissage Supervisé

Dans ce cas, un système pour fournir la sortie désirée (ou le cible) est nécessaire, l'apprentissage consiste à ajuster les paramètres du réseau afin de minimiser l'erreur entre la sortie désirée et la sortie réelle du réseau neural.

#### L'apprentissage Non supervisé

Dans cet apprentissage, la sortie désirée n'est pas fournie; donc l'apprentissage est basé uniquement sur les valeurs d'entrées. Il n'y a pas de superviseur. Cette propriété est appelée auto-organisation. La tâche du réseau consiste, par exemple dans ce cas, à créer des regroupements de données selon des propriétés communes (classification).

### 5.2.4 Algorithmes d'Apprentissage

L'apprentissage se traduit dans la plupart des architectures, par une modification des valeurs des poids qui relient les neurones d'une couche à l'autre. L'évolution de poids actuels avec le poids précédent est donnée par l'équation suivante :

$$\Delta\omega_{ij} = \omega_{ij}(t + 1) - \omega_{ij}(k) \quad (5.3)$$

Avec :  $\omega_{ij}$  le poids reliant le  $j^{eme}$  neurone d'une couche au  $i^{eme}$  neurone de la couche suivante.

L'ensemble de règles permettant la réalisation d'un tel processus d'adaptation des poids constitue ce qu'on appelle l'algorithme d'apprentissage du réseau.

#### Rétropropagation du Gradient

Pour les réseaux multicouches et la rétropropagation de gradient reste le modèle le plus étudié et le plus efficace pour réaliser l'adaptation des réseaux multicouches. L'algorithme de rétropropagation (backpropagation) a été développé en particulier par Rumelhart, Parken et Cun en 1985. L'objectif de cet algorithme est de modifier les poids du réseau dans le sens contraire du gradient du critère de performance, le critère de performance à minimiser peut être alors exprimé par :

$$J(t) = \frac{1}{2}e^2(t) = \frac{1}{2}[y_d(t) - y(t)]^2 \quad (5.4)$$

$$\Delta w_{ij} = \eta \frac{\delta J(t)}{\delta y} \quad (5.5)$$

$e(t)$  : est l'écart entre la sortie désirée  $y_d(t)$  et la sortie réelle  $y(t)$  ;

$\eta$  : le coefficient d'apprentissage

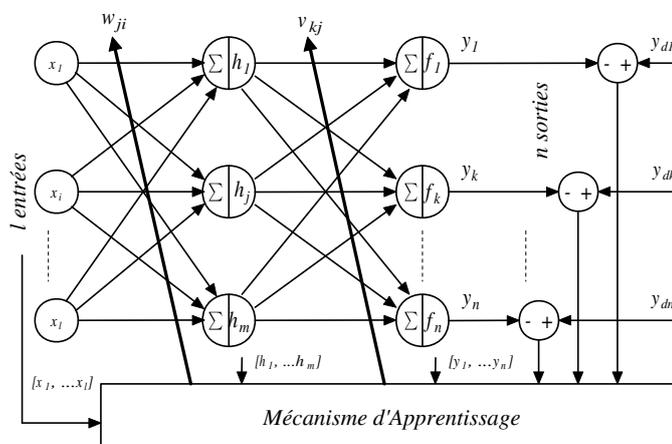


FIGURE 5.3 – Apprentissage par rétropropagation du gradient.

L'adaptation (ajustement, mise en forme) des coefficients synaptiques se fait par la méthode du gradient basée sur la formule itérative suivante :

Pour la couche de sortie :

$$v_{kj}^{nouveau} = v_{kj}^{ancien} + \eta \delta y_k h_j, \quad 1 \leq j \leq m \quad 1 \leq k \leq n \quad (5.6)$$

Pour la couche cachée :

$$w_{ji}^{nouveau} = w_{ji}^{ancien} + \eta \delta h_j x_i \quad 1 \leq i \leq l, \quad 1 \leq j \leq m \quad (5.7)$$

Où

$$\delta y_k = e y_k (1 - y_k) \quad (5.8)$$

$$\delta h_j = h_j (1 - y_k) \sum_{k=1}^n \delta y_k \cdot v_{jk} \quad (5.9)$$

### 5.3 Application des RNA au Réglage de la Vitesse

La FIG. 5.4 présente la régulation de la vitesse de la MASDE par RNA, Le rôle de régulateur PI est de fournir la valeur désirée du couple de référence (l'apprentissage utilisé est supervisé). Cette méthode semble, au premier abord, peut intéressante puisqu'elle nécessite l'existence d'un autre contrôleur. Elle peut s'avérer utile si ce dernier est non robuste ou trop complexe.

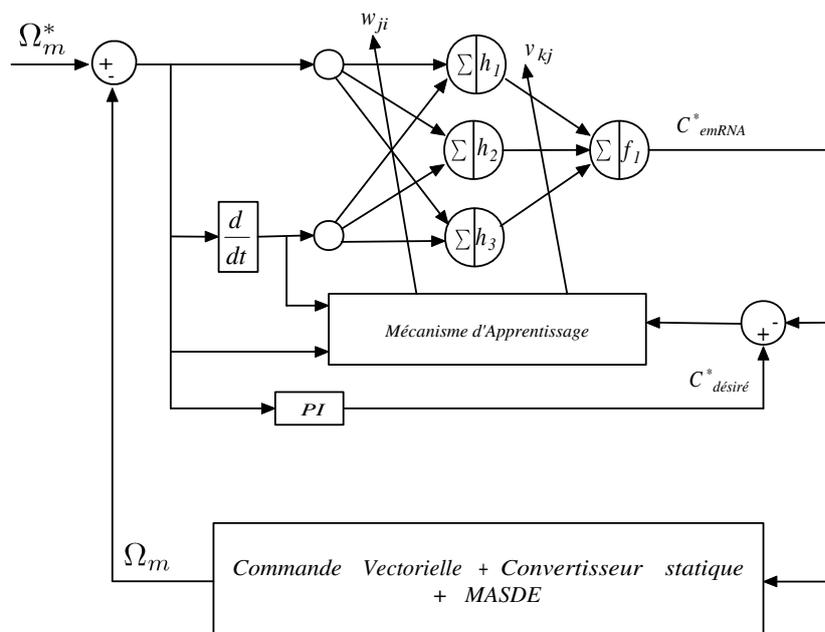
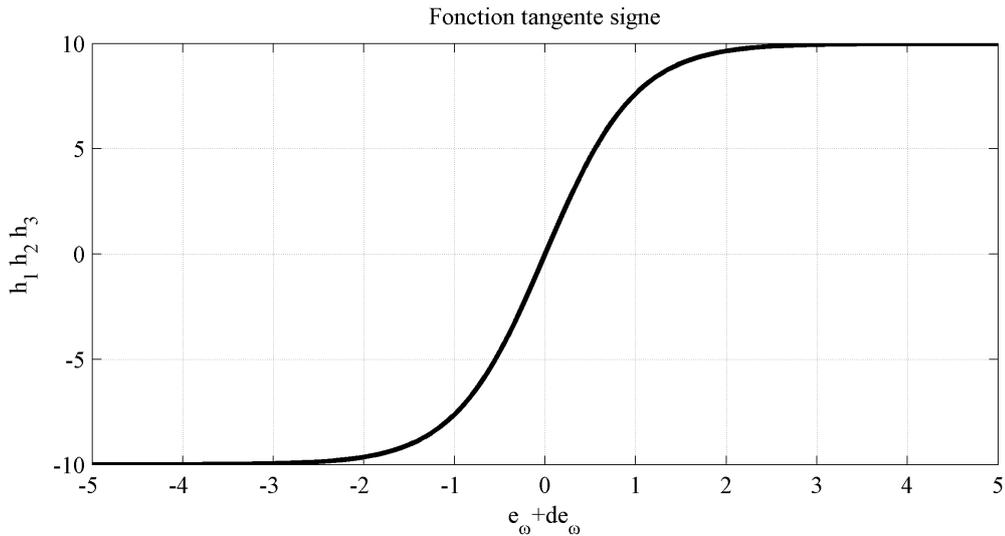


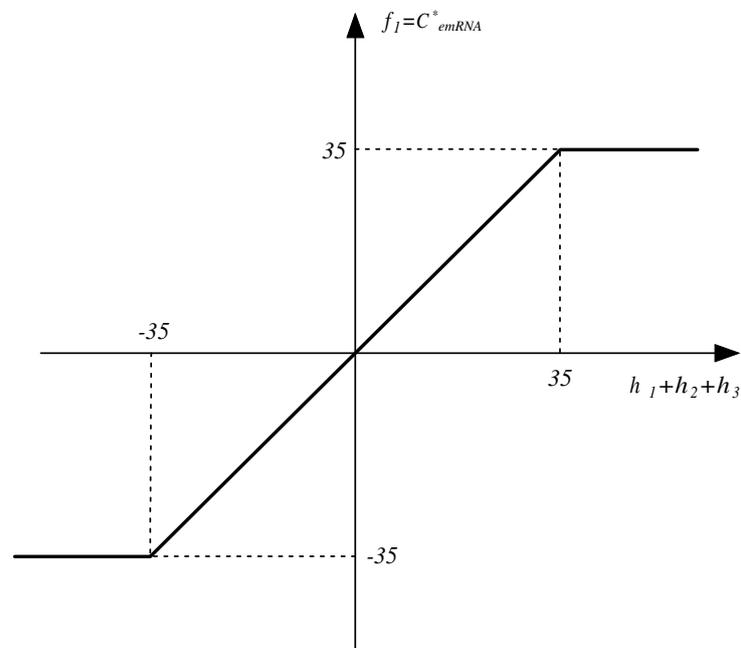
FIGURE 5.4 – Schéma bloc de la régulation de vitesse de la MASDE par RNA.

### 5.3.1 Paramètres du Régulateur de RNA Utilisés

Comme indique dans la FIG. 5.4 la couche d'entrée possède l'erreur de la vitesse et sa variation  $e_\omega$ ,  $\dot{e}_\omega$ . Une fonction d'activation pour les neurones dans la couche cachée est illustrée sur la FIG. 5.5(a), la fonction d'activation du neurone de la couche de la sortie est illustrée dans la FIG. 5.5(b). Le mécanisme de rétropropagation du gradient est utilisé pour l'adaptation des poids  $w_{ji}$  et  $v_{ik}$  comme montré précédemment.



(a) Couche cachée.



(b) Couche de sortie.

FIGURE 5.5 – Les fonctions d'activation utilisées.

## 5.4 Simulation et Interprétation

### 5.4.1 Machine Alimentée par deux Onduleurs de Tension

Trois tests sont réalisés, le premier test est un fonctionnement totalement en charge, le deuxième est un démarrage à vide suivi par l'application d'un couple de charge dans l'intervalle de temps  $[1.5, 2.5]s$ , le troisième test est une inversion du sens de rotation. Les résultats de simulation des tests 1 et 2 sont présentés en FIG. 5.6. Les résultats du troisième test sont présentés dans la FIG. 5.7.

En démarrage à vide, la vitesse atteint la valeur de référence au bout de  $t = 0.55s$  sans dépassement ; la perturbation du couple de charge est rapidement rejetée par le régulateur de vitesse le temps de rejet de perturbation est de  $0.1s$ . En charge, le temps de réponse est d'environ  $1.1s$  sans dépassement, FIG. 5.6(a).

Au démarrage, le couple électromagnétique a une valeur égale à  $62N.m$ . En régime établi, le couple oscille autour de zéro à vide, autour de  $14N.m$  en charge. En présence de la charge, le couple électromagnétique compense le couple résistant et les frottements, FIG. 5.6(b).

Les courants statoriques de deux étoiles  $i_{as1}$  et  $i_{as2}$  ont la même forme et les mêmes valeurs  $15A$  (valeur crête au démarrage) ; en présence de la charge, les courants atteignent une valeur crête de  $6.5A$ . La valeur crête à vide est de  $2.6A$ , FIG. 5.6(c) et FIG. 5.6(d).

Les deux courants d'axe  $q$   $i_{qs1}$  et  $i_{qs2}$  ont la même allure que le couple électromagnétique, les deux courants ont les mêmes valeurs sous des différentes conditions (à vide ou en charge). En régime transitoire, ils oscillent autour de  $17A$ . En charge, ils oscillent autour de  $7A$  et s'annulent en cas d'absence de charge, FIG. 5.6(e) et FIG. 5.6(f).

Les figures 5.6(g) et FIG. 5.6(h) présentent les deux courants d'axe  $d$   $i_{ds1}$  et  $i_{ds2}$  qui ont la même forme. Ils oscillent autour de  $1.5A$ .

Les figures FIG. 5.6(i) et FIG. 5.6(j) montrent que les flux du rotor suivent l'orientation du flux sur l'axe  $d$  après le régime transitoire. L'application de la charge nominale n'influe pas sur l'allure des flux.

La FIG. 5.7 illustre les résultats de simulation d'une poursuite lors de l'inversion de vitesse à  $t = 2s$  en fonctionnement à vide.

La vitesse suit sa référence et s'inverse (atteint la valeur  $-2500tr/min$ ) au bout de  $t = 3.1s$  avec un dépassement de  $1.5\%$ , FIG. 5.7(a). L'inversion du sens de rotation conduit à un couple négatif d'environ  $-33N.m$ , FIG. 5.7(b). Un courant statorique similaire au démarrage pendant le changement de vitesse, FIG. 5.7(c) et FIG. 5.7(d). Le courant  $i_{qs1}$  a une même allure que celle du couple électromagnétique ; il a une valeur négative d'environ  $-16A$  lors du changement du sens de rotation, FIG. 5.7(e). Le courant d'axe  $d$   $i_{ds1}$  oscille autour de  $1.5A$ , FIG. 5.7(f). Les flux rotoriques suivent les valeurs imposées en régime établi ;  $\phi_{dr}$  suit la valeur  $1Wb$ , FIG. 5.7(g) ;  $\phi_{qr}$  suit la valeur  $0Wb$ , FIG. 5.7(h) ; une faible variation des flux à l'instant  $t = 3.1s$  où la vitesse atteint la nouvelle consigne  $-2500tr/min$ .

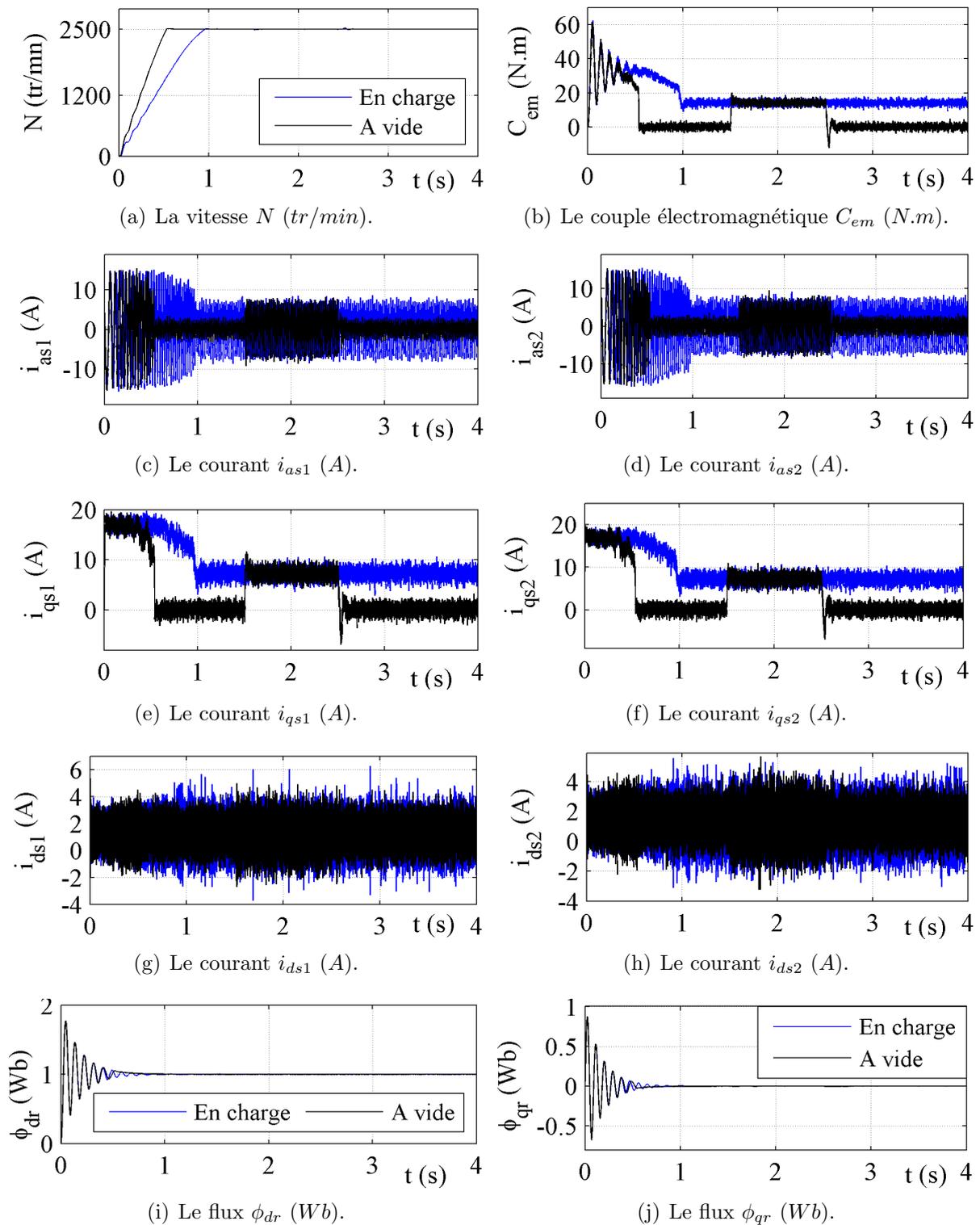
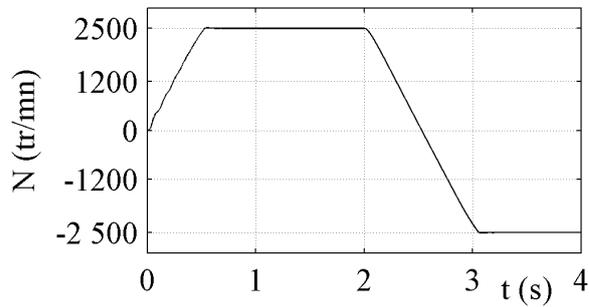
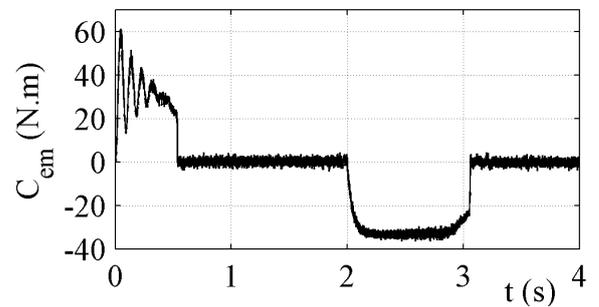


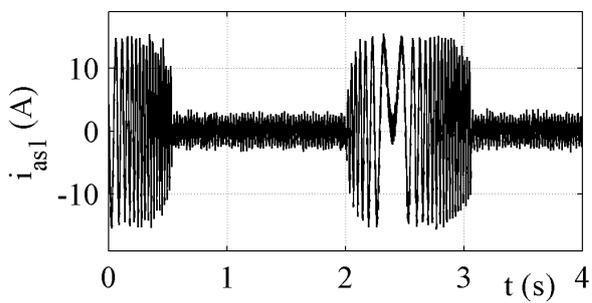
FIGURE 5.6 – Performances de la MASDE commandée par un régulateur RNA, en fonctionnement en charge et à vide suivi de l'introduction d'une charge nominale.



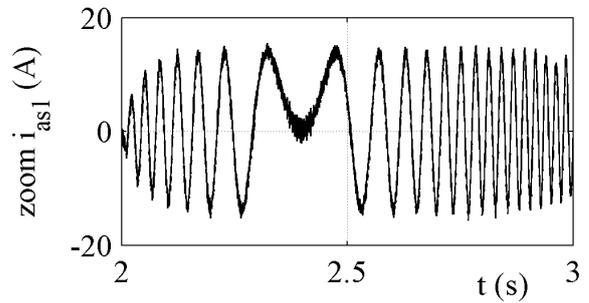
(a) La vitesse  $N$  ( $tr/min$ ).



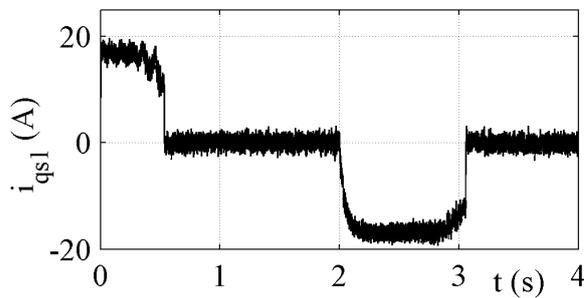
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  ( $N.m$ ).



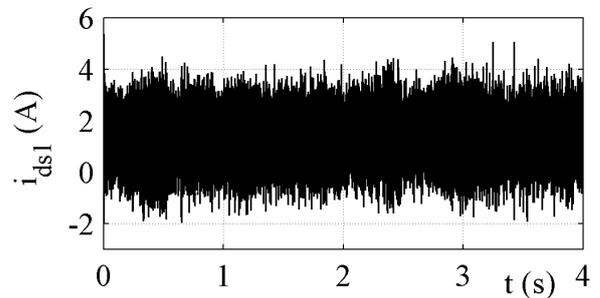
(c) Le courant  $i_{as1}$  ( $A$ ).



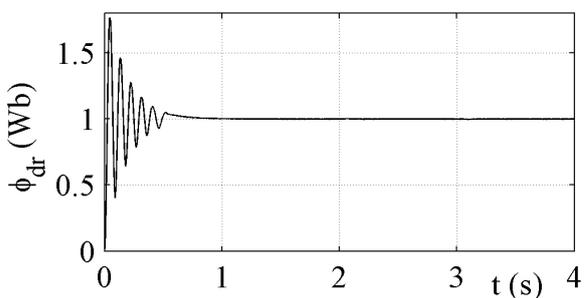
(d) Zoom de courant  $i_{as1}$  ( $A$ ).



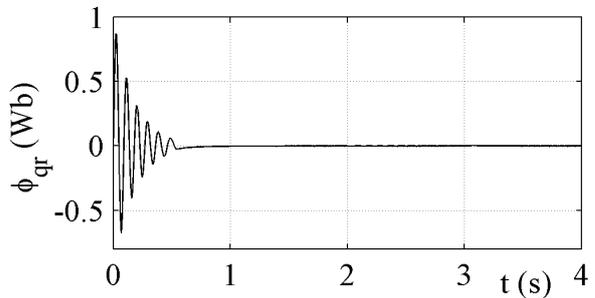
(e) Le courant  $i_{qs1}$  ( $A$ ).



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



(g) Le flux  $\phi_{dr}$  ( $Wb$ ).



(h) Le flux  $\phi_{qr}$  ( $Wb$ ).

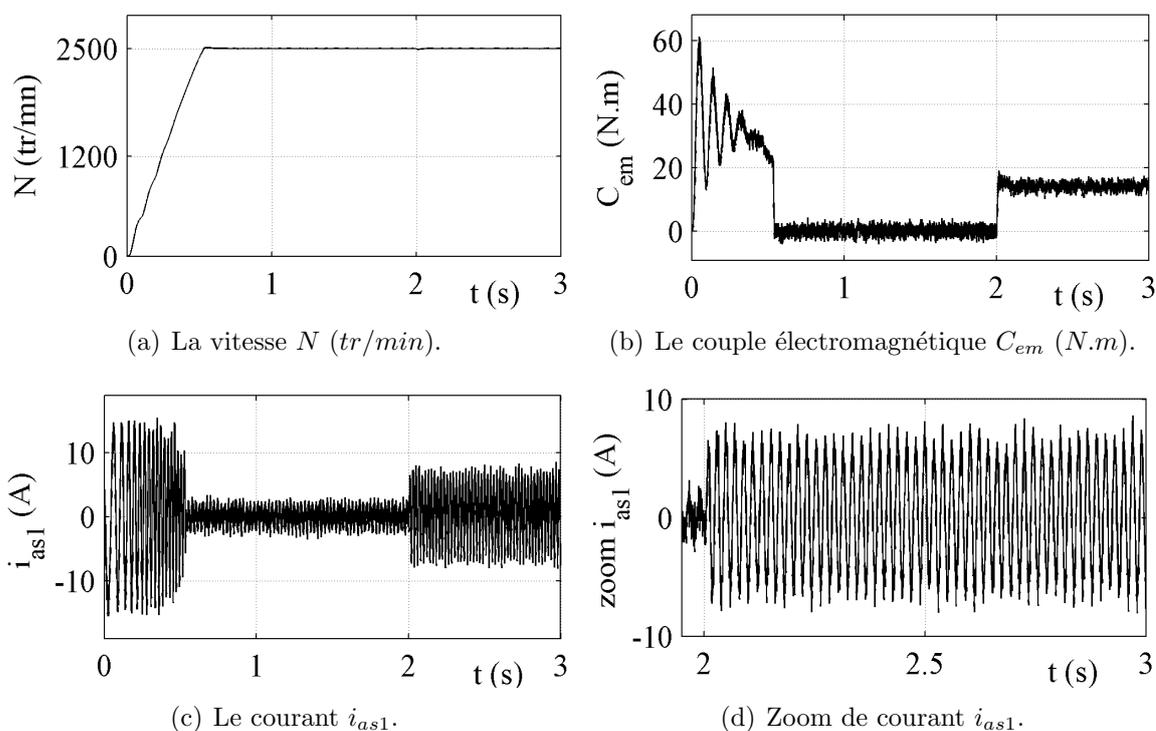
FIGURE 5.7 – Performances de la MASDE commandée par un régulateur de RNA, d'une poursuite d'inversion de vitesse en fonctionnement à vide.

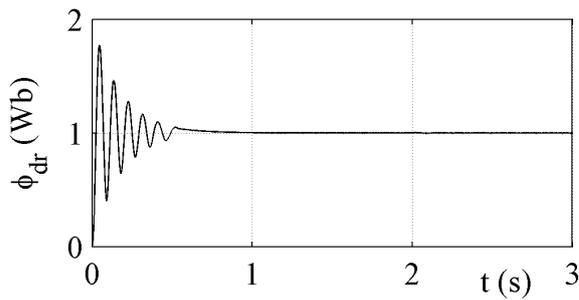
### Test de Robustesse

La FIG. 5.8 représente la vitesse, le couple et les composantes de flux rotorique, obtenus vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique. D'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît lors la variation de la résistance rotorique en fonctionnement à vide  $[0, 2]$ s ou en fonctionnement en charge  $t > 2$ s et la vitesse suit la valeur de sa référence  $2500tr/min$ , FIG. 5.8(a). Le couple électromagnétique compense le couple de la charge appliqué sans pics, FIG. 5.8(b). Un appel de courant important apparaît lors de l'application de la charge où la résistance rotorique est égale à  $1.5R_r$ , FIG. 5.8(c) et FIG. 5.8(d). Les composantes du flux rotorique suivent leurs valeurs imposées  $0Wb$ , FIG. 5.8(e) et  $1Wb$ , FIG. 5.8(f).

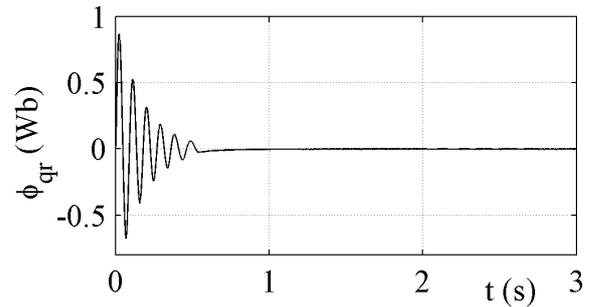
La FIG. 5.9 présente les performances de la régulation neurale de la MASDE vis-à-vis de l'augmentation du moment d'inertie de 50% de sa valeur nominale après l'inversion de vitesse de référence. A partir des résultats de simulation, on constate que la variation de l'inertie influe sur la réponse de la vitesse et entraîne une augmentation de temps d'inversion comparativement à la vitesse obtenue sans variation d'inertie, FIG. 5.9(a). On note que l'augmentation de l'inertie n'influe pas sur la valeurs de couple électromagnétique, FIG. 5.9(b) et de courant statorique et des composantes du flux rotorique, FIG. 5.9(e) et FIG. 5.9(f).

Dans le dernier test, on appliquera une charge supérieure à la charge nominale de 50% ( $C_r = 14N.m$ ) à l'instant  $t = 1$ s, FIG. 5.10. La vitesse du rotor reste à la valeur de référence sans perturbation après l'application du couple résistant, FIG. 5.10(a). Le couple électromagnétique compense la perturbation externe et oscille autour de  $21N.m$ , FIG. 5.10(b). Un appel de courant est apparaît dont la valeur crête atteint  $10A$ , FIG. 5.10(c). L'orientation de flux rotorique n'est pas perdue, FIG. 5.10(e) et FIG. 5.10(f).



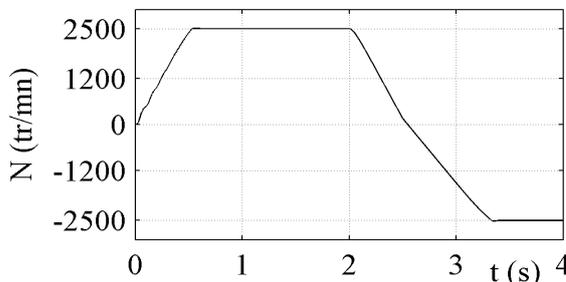


(e) Le flux  $\phi_{dr}$  (Wb).

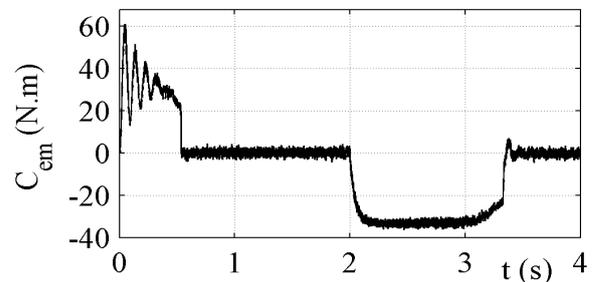


(f) Le flux  $\phi_{qr}$  (Wb).

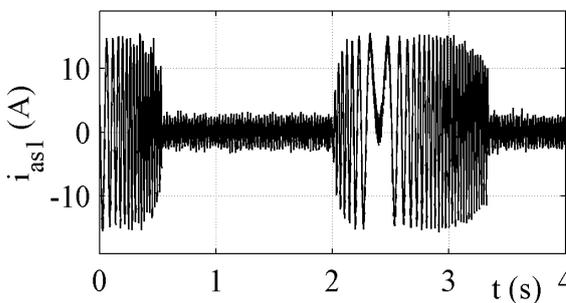
FIGURE 5.8 – Influence de la variation de la résistance rotorique ( $R = 1.5R_r^n$  à partir de  $t = 1s$ ), démarrage à vide suivi par l'application d'une charge ( $C_r = 14N.m$ ) à  $t = 2s$ .



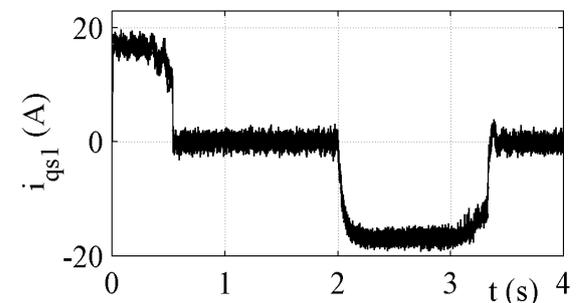
(a) La vitesse  $N$  (tr/min).



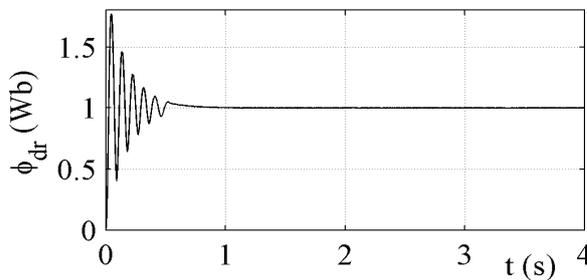
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  (N.m).



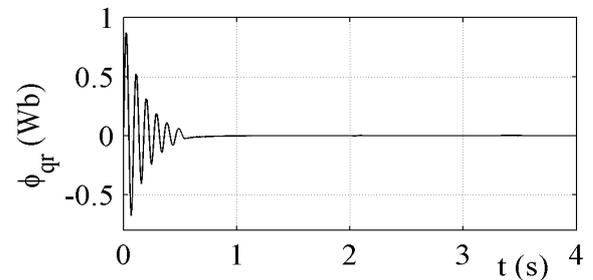
(c) Le courant  $i_{as1}$ .



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

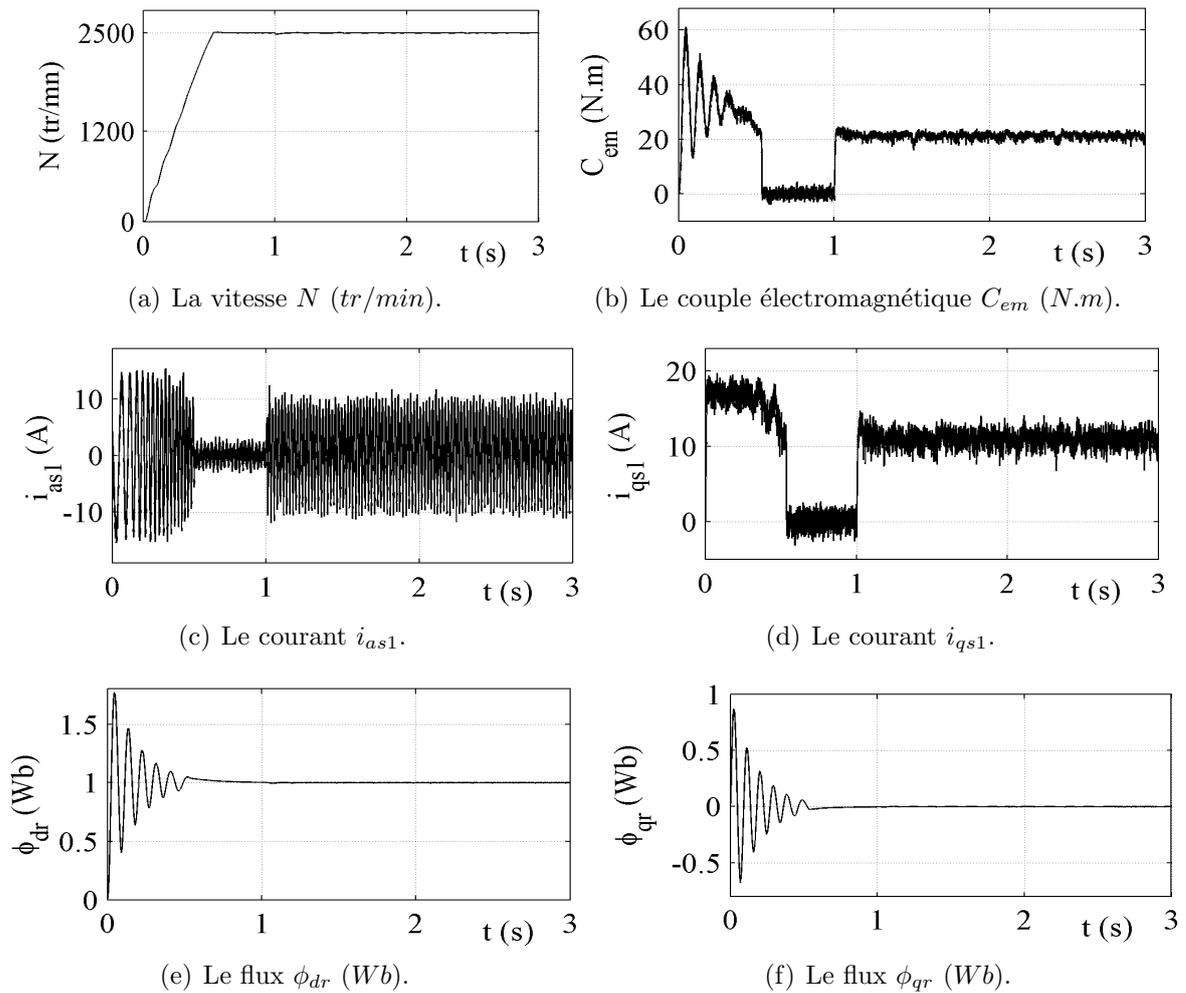


(e) Le flux  $\phi_{dr}$  (Wb).



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

FIGURE 5.9 – Influence 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.

FIGURE 5.10 – Influence de l'application d'un couple résistant de ( $21N.m$ ) à  $t = 1s$ .

### 5.4.2 Machine Alimentée par deux Convertisseurs Matriciels

Les mêmes tests réalisés lors l'alimentation de la machine par deux onduleurs ont été simulés lors l'alimentation de la machine par deux convertisseurs matriciels. La FIG. 5.11 représente les résultats de simulation d'un fonctionnement totalement en charge et un démarrage à vide suivi de l'introduction d'un couple résistant dans l'intervalle de temps  $[1.5, 2.5]s$ .

En fonctionnement en charge, la vitesse atteint la valeur de référence au bout de  $t = 0.9s$  sans dépassement, le temps de régime transitoire est de  $t = 0.53s$  en démarrage à vide et la vitesse atteint sa valeur de consigne sans dépassement; un faible temps de rejet de perturbation de valeur  $0.1s$ , FIG. 5.11(a).

Un couple électromagnétique de démarrage de valeur égale à  $62N.m$  à vide ou en charge. En régime établi, le couple oscille autour de zéro à vide et autour de  $14N.m$  en charge, FIG. 5.11(b).

Les figures FIG. 5.11(c) et FIG. 5.11(d) présentent les courants statoriques des deux

étoiles  $i_{as1}$  et  $i_{as2}$  qui ont la même valeur crête au démarrage ( $15A$ ); en présence de la charge, les courants atteignent une valeur crête de  $6.5A$ . La valeur crête à vide est de  $2.6A$ .

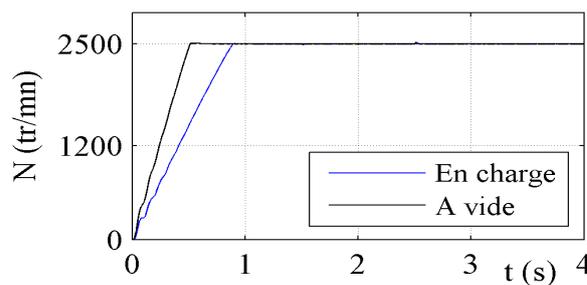
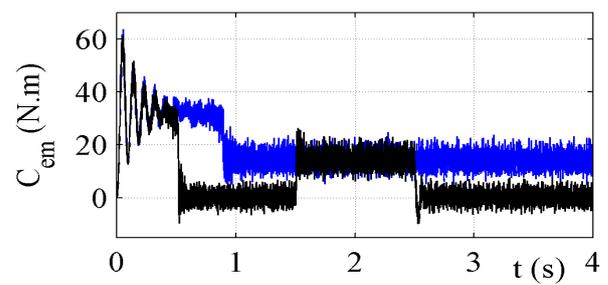
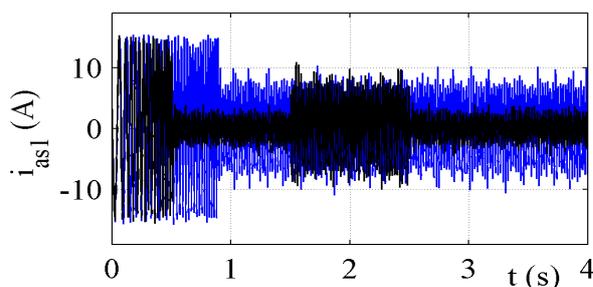
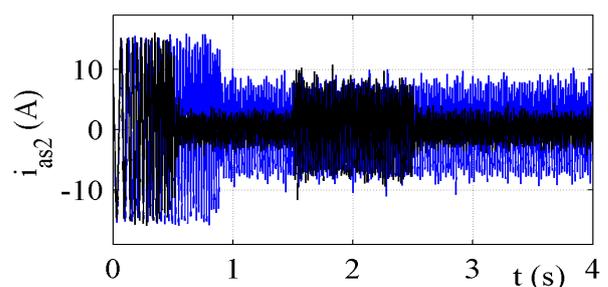
Les deux figures FIG. 5.11(e) et FIG. 5.11(f) représentent les courants d'axe  $q$   $i_{qs1}$  et  $i_{qs2}$  qui ont la même allure que celle du couple électromagnétique; les deux courants ont les mêmes valeurs sous des différentes conditions (à vide ou en charge). En régime transitoire, ils oscillent autour de  $17A$ . En charge, ils oscillent autour de  $7A$  et s'annulent en cas d'absence de charge.

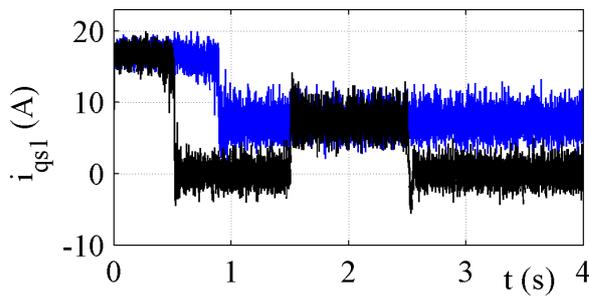
Les figures FIG. 5.11(g) et FIG. 5.11(h) présentent les deux courants d'axe  $d$   $i_{ds1}$  et  $i_{ds2}$  qui ont la même forme. Ils oscillent autour de  $1.5A$  et présentent des pics de  $6A$ .

Les flux rotoriques sont présentés dans les figures FIG. 5.11(i) et FIG. 5.11(j). On constate que ces flux suivent l'orientation du flux l'axe  $d$  après le régime transitoire. L'application de la charge nominale n'influe pas sur l'allure des flux par rapport au premier test.

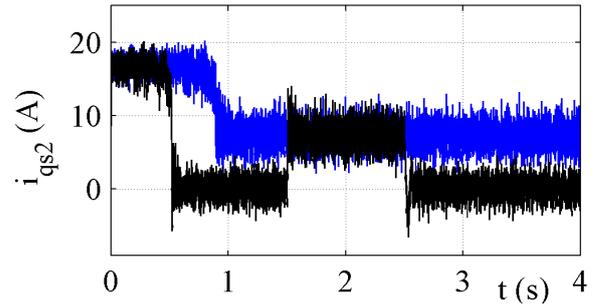
L'inversion du sens de rotation est présentée sur la FIG. 5.12, où on inverse la vitesse de référence à  $t = 2s$  en fonctionnement à vide.

La vitesse suit sa référence et s'inverse (atteint la valeur  $-2500tr/min$ ) au bout de  $t = 3.1s$  sans dépassement, FIG. 5.12(a). L'inversion du sens de rotation introduit un couple négatif d'environ  $-35N.m$ , FIG. 5.12(b). Un courant statorique similaire à celui du démarrage apparaît lors du changement de vitesse, FIG. 5.12(c) et FIG. 5.12(d). L'inversion de sens de rotation impose un courant  $i_{qs1}$  négatif de  $-17A$  dans l'intervalle de temps  $[1.5, 2.5]s$ , FIG. 5.12(e). Le courant d'axe  $d$   $i_{ds1}$  oscille autour de  $1.5A$ , FIG. 5.12(f). Les flux rotoriques suivent les valeurs imposées en régime établi;  $\phi_{dr}$  suit la valeur  $1Wb$ , FIG. 5.12(g);  $\phi_{qr}$  suit la valeur  $0Wb$ , FIG. 5.12(h).

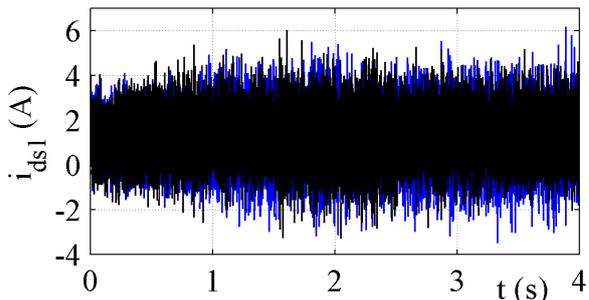
(a) La vitesse  $N$  ( $tr/min$ ).(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  ( $N.m$ ).(c) Le courant  $i_{as1}$  ( $A$ ).(d) Le courant  $i_{as2}$  ( $A$ ).



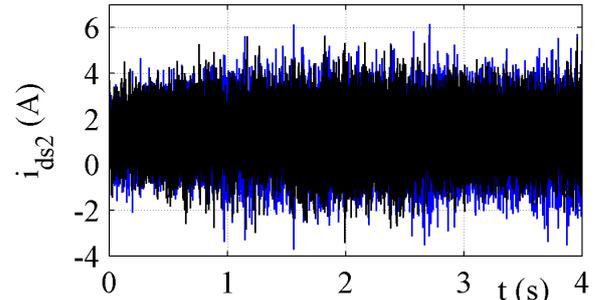
(e) Le courant  $i_{qs1}$  (A).



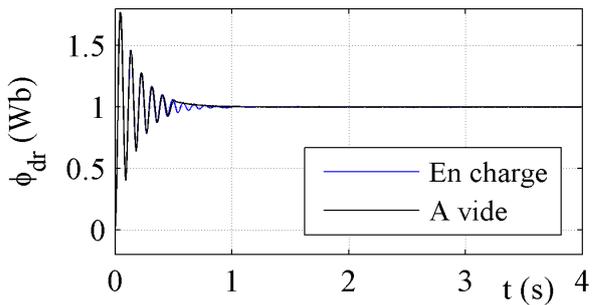
(f) Le courant  $i_{qs2}$  (A).



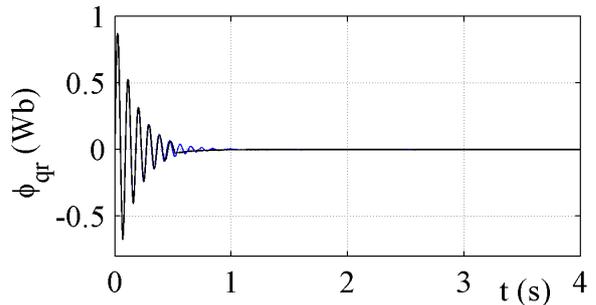
(g) Le courant  $i_{ds1}$  (A).



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

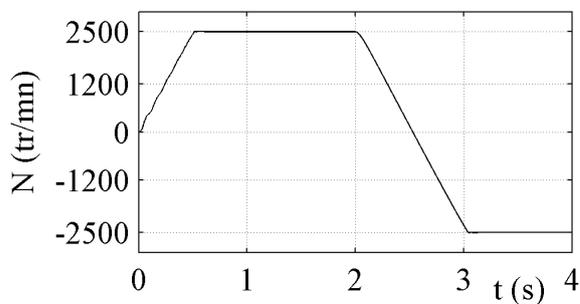


(i) Le flux  $\phi_{dr}$  (Wb).

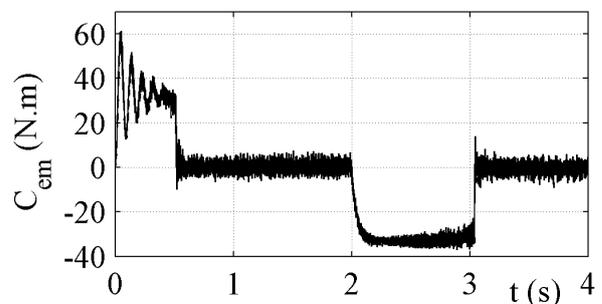


(j) Le flux  $\phi_{qr}$  (Wb).

FIGURE 5.11 – Performances de la MASDE commandée par un régulateur RNA, en fonctionnement en charge et à vide suivi de l'introduction d'une charge nominale.



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



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

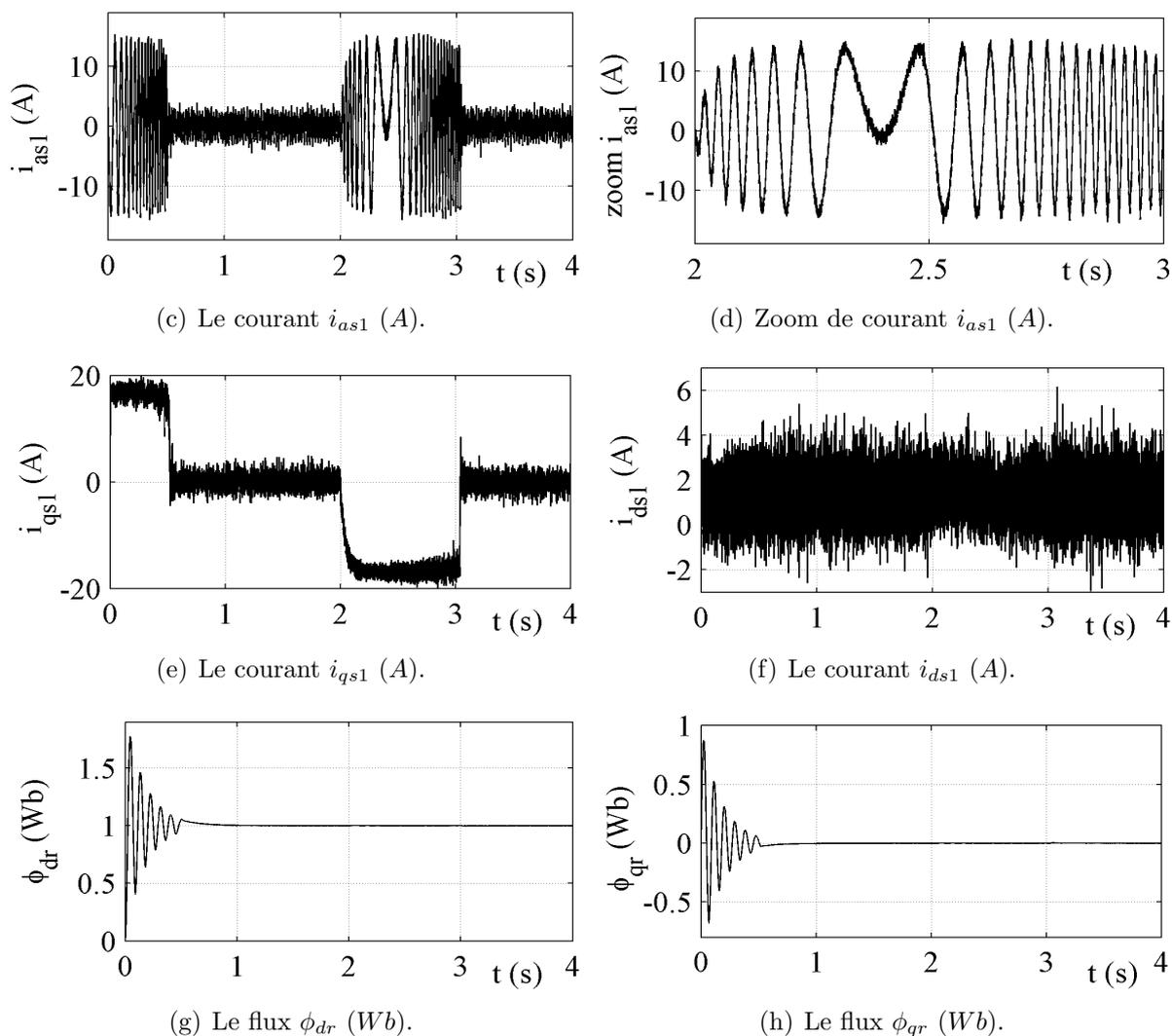


FIGURE 5.12 – Performances de la MASDE commandée par la méthode vectorielle indirecte d'une poursuite d'inversion de vitesse en fonctionnement à vide.

### Test de Robustesse

La variation de la résistance rotorique ainsi que l'application de couple résistant supérieur de 50% du couple nominal n'influent pas sur la commande de la MASDE par le régulateur de réseau de neurones ; la vitesse reste stable (suive la vitesse de référence), le couple électromagnétique compense le couple extérieur appliqué sans aucun pic ; un appel de courant apparaît selon la charge appliquée pour développer le couple électromagnétique correspondant. L'orientation des flux rotoriques reste parfaite ( $\phi_{dr}$  suit la valeur  $1Wb$  et  $\phi_{qr}$  suit la valeur  $0Wb$ ), FIG. 5.13.

Le test de la variation du moment d'inertie lors de l'inverse du sens de rotation montre clairement la sensibilité de régulateur neural, où on observe l'inclinaison dans l'allure de vitesse lors de l'augmentation de moment d'inertie à  $t = 2.5s$ , FIG. 5.14.

La FIG. 5.15 montre clairement l'insensibilité de la commande neurale de la MASDE à l'application d'une charge supérieure de 50% de la charge nominale.

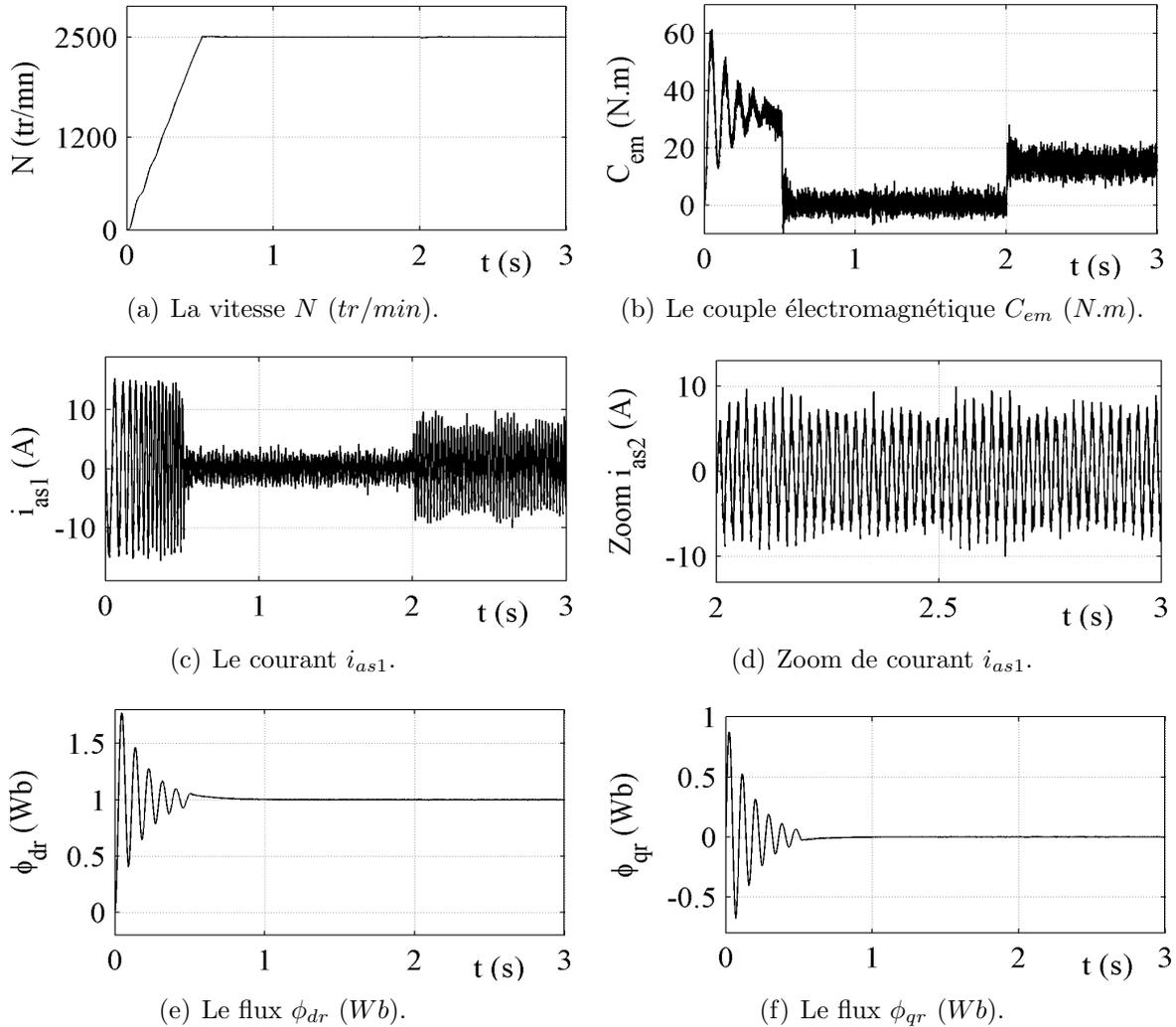
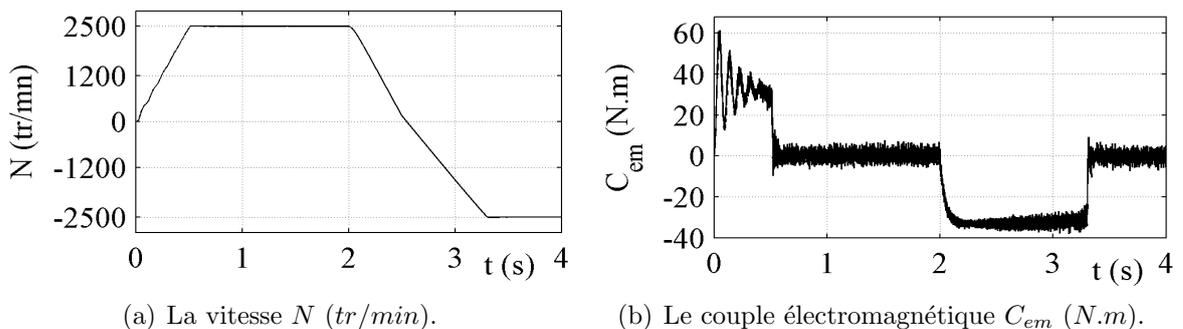
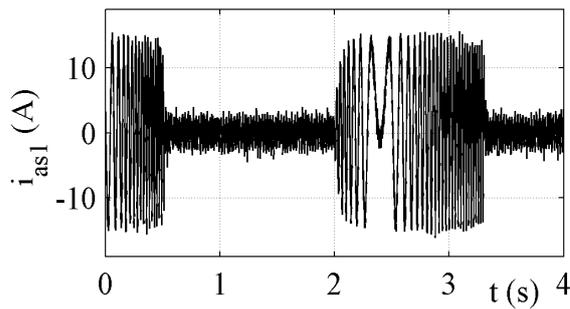
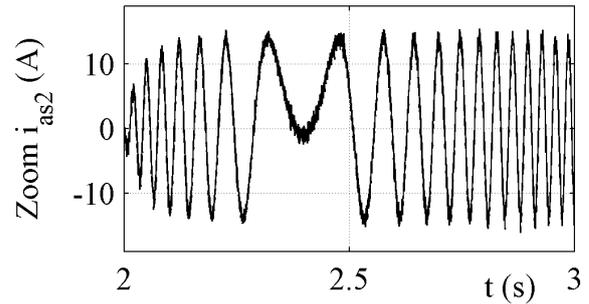


FIGURE 5.13 – Influence de la variation de la résistance rotorique ( $R = 1.5R_r^n$  à partir de  $t = 1s$ ), démarrage à vide suivi par l'application d'une charge ( $C_r = 14N.m$ ) à  $t = 2s$ .

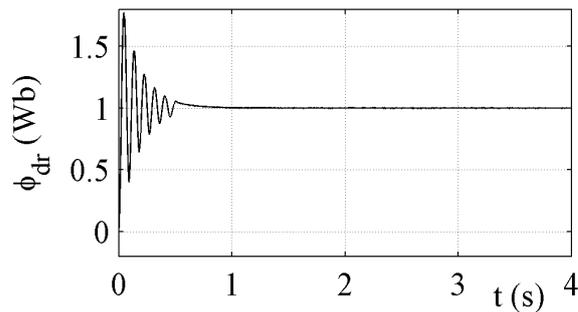




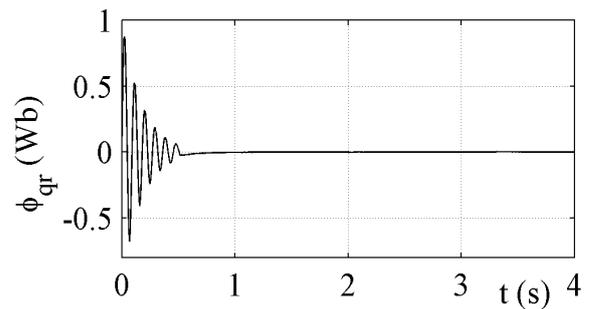
(c) Le courant  $i_{as1}$ .



(d) Zoom de courant  $i_{as1}$ .

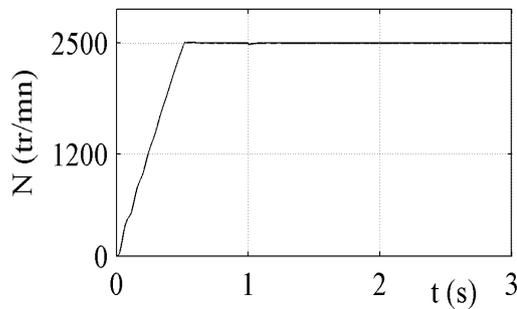


(e) Le flux  $\phi_{dr}$  (Wb).

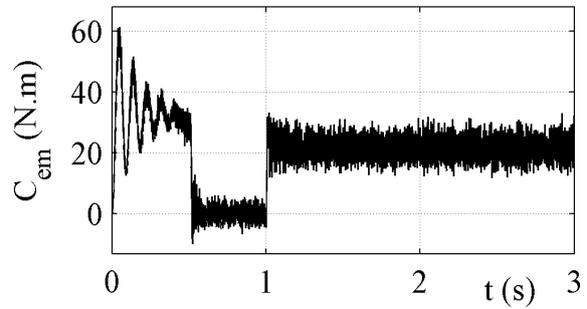


(f) Le flux  $\phi_{qr}$  (Wb).

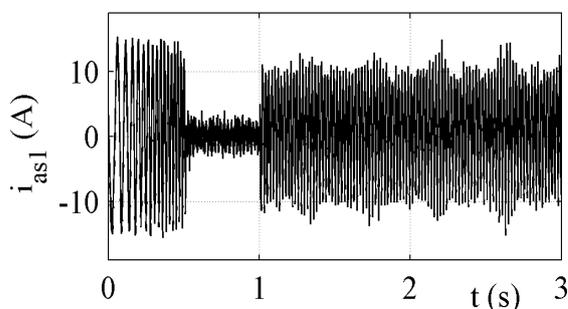
FIGURE 5.14 – Influence de la variation du moment d’inertie ( $J = 1.5J^n$  à partir de  $t = 2.5s$ ), lors d’une inversion de sens de rotation à  $t = 2s$  en fonctionnement à vide.



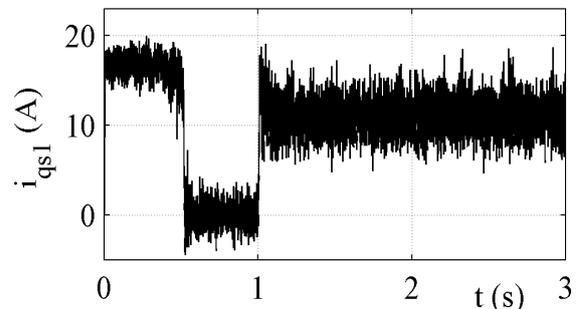
(a) La vitesse  $N$  (tr/min).



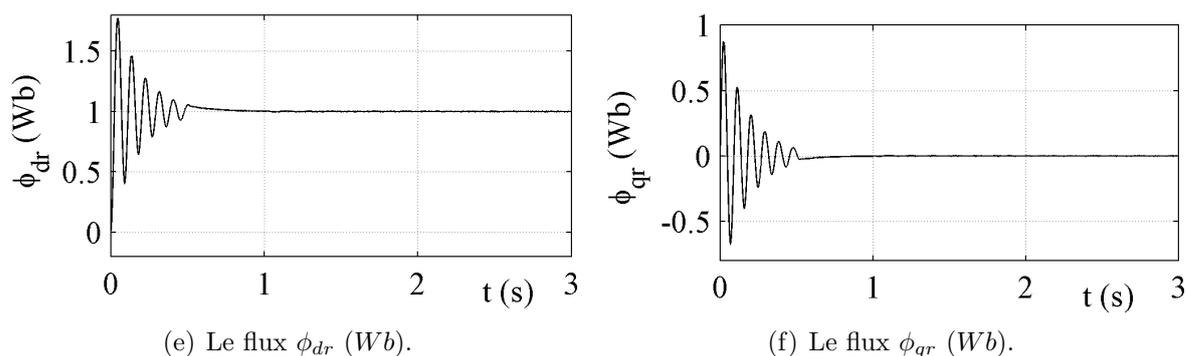
(b) Le couple électromagnétique  $C_{em}$  (N.m).



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



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

FIGURE 5.15 – Influence de l'application d'un couple résistant de (21N.m) à  $t = 1s$ .

## 5.5 Etude Comparative

Dans cette section, on procède à une étude comparative entre les résultats obtenus par la commande vectorielle indirecte de la MASDE utilisant le régulateur PI, le flou auto-ajustable et les réseaux de neurones lors de l'alimentation de la machine par les deux convertisseurs statiques.

La TAB. 5.2 représente quelques performances. On remarque de façon claire que les régulateurs intelligents conduisent à un temps de réponse moindre que celui obtenu par un régulateur classique. Cette diminution est de 0.07s (lors de l'alimentation par les convertisseurs matriciels en présence d'un régulateur RNA). Aussi une élimination des pics de couple aux moment de la stabilité de vitesse de consigne est obtenue. Une réduction de courant statorique de 0.5A à vide et de 1.5A en charge est observée. Le dépassement est totalement éliminé lors de l'utilisation des régulateurs intelligents pour les deux types de convertisseurs d'alimentation sauf dans le cas du régulateur flou auto-ajustable au démarrage à vide. Le temps de rejet des perturbations n'est pas amélioré. On peut dire de manière globale qu'on a une diminution du temps pour l'inversion du sens de rotation.

Les tests de robustesse montrent clairement que la régulation par le régulateur classique n'est pas robuste vis-à-vis des variations paramétriques de la machine et de l'entraînement d'une charge non nominale; par contre les deux régulateurs flou à gain auto-ajustable et du RNA sont robustes. Cependant, le régulateur flou auto-ajustable reste le plus robuste par rapport au régulateur de RNA car le test d'augmentation de moment d'inertie lors l'inversion de sens de rotation n'a aucune influence sur les performances obtenues par ce régulateur.

TABLE 5.2 – Comparaison de résultats de simulation.

		<i>Type de convertisseurs d'alimentation et de régulateur</i>					
		<i>Deux onduleurs</i>			<i>Deux convertisseurs matriciels</i>		
		<i>PI</i>	<i>FLC-Aju</i>	<i>RNA</i>	<i>PI</i>	<i>FLC-Aju</i>	<i>RNA</i>
<i>Temps de réponse (s)</i>	<i>A vide</i>	0.6	0.5	0.55	0.6	0.55	0.53
	<i>En charge</i>	1.1	1	1.1	1.3	0.9	0.9
<i>Pic de couple au démarrage ( N.m )</i>	<i>A vide</i>	65	68	62	66	66.7	62
	<i>En charge</i>	65	67	62	66	69.7	62
<i>Amplitude de courant (A)</i>	<i>A vide</i>	2.6	2.2	2.6	2.7	2.2	2.6
	<i>En charge</i>	7.2	6.5	6.5	7.5	7	6.5
<i>Dépassement de vitesse %</i>	<i>A vide</i>	2.8	3.3	0	3	0	0
	<i>En charge</i>	2.2	0	0	2	0	0
<i>Temps de rejet de perturbation (s)</i>	<i>En charge</i>	0.04	0.15	0.1	0.1	0.2	0.1
<i>Temps pour l'inversion de vitesse (s)</i>	<i>A vide</i>	1.1	0.96	1.1	1.02	1	1.1

## 5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la régulation de la vitesse de MASDE par un régulateur de réseau de neurones artificiel sous la commande vectorielle indirecte. Après un rappel de base sur la régulation par les réseaux de neurones, on a appliqué le RNA pour contrôler la vitesse de cette machine. Les performances de la régulation de vitesse de la MASDE ont été visualisées en fonctionnement normal (pas de changement paramétrique) sous les deux types de l'alimentation (onduleurs et convertisseurs matriciels) ; par la suite la commande neurale de la machine lors des changements paramétriques de la machine a été appliquée.

Les résultats de simulation montrent de façon claire que la régulation de vitesse de la MASDE par les réseaux de neurones sont satisfaisante en termes de rapidité et de suivi de la vitesse de référence (le temps de réponse et le temps pour l'inversion de vitesse) ; on remarque l'absence de pics au niveau de couple électromagnétique ; le rejet de perturbation est faible lorsqu'on applique une perturbation externe. Les tests de robustesse (variation de la résistance rotorique et l'application d'un couple supérieur au couple nominal) montrent que la régulation neurale donne des bonnes réponses de vitesse, de couple électromagnétique. On peut conclure que la commande à base de réseaux de neurones de la MASDE est robuste et efficace lors d'un fonctionnement normal ou lors des conditions de fonctionnement sévères.

---

## Conclusion Générale

---

DANS ce travail, nous avons présenté la modélisation, l'alimentation et la commande de la machine asynchrone double étoile, on a cherché à améliorer les performances de commande obtenues par les régulateurs classiques, ainsi que par les techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle.

Après un état de l'art où on a présenté les caractéristiques des machines polyphasées, on s'est intéressé à l'étude de la machine asynchrone double étoile car elle possède un bon compromis technico-économique.

Un rappel théorique de la logique floue a été présenté, Les régulateurs utilisés pour la commande de la machine sont de type auto-ajusté où le gain de sortie est adopté en ligne. Les simulations numériques de la commande de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension d'une part et par deux convertisseurs matriciels, lors de l'introduction d'un couple résistant, de l'inversion du sens de rotation et de tests de robustesse montrent clairement que la régulation floue offre de bonnes performances statique et dynamique.

Après un bref rappel sur les réseaux de neurones, ces derniers ont été appliqués pour la régulation de vitesse. Une étude comparative de résultats de simulation par les régulateurs classiques, du régulateur flou à gain auto-ajusté et celui à base de réseaux de neurones montre clairement que la régulation par la logique floue donnent de meilleures performances lors des différents tests. La régulation par les réseaux de neurones par ses performances peut être classée comme seconde alternative.

## **Suggestions et Perspectives**

Suite au travail réalisé et aux résultats obtenus, on suggère les points suivants :

- L'introduction des onduleurs multi-niveaux pour l'alimentation de la machine ;
- L'application d'autres techniques de commande, telles que : la commande adaptative, la commande non linéaire et les commandes modernes (feedback linearization, backstepping) ;
- 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 rupteur d'une ou plusieurs phases ;
- L'étude, l'analyse et la modélisation de cette machine en fonctionnement génératrice, et l'introduire dans un système de production d'énergie tels que : éolien, marémotrice, géothermique.

---

## Annexe : Paramètres de la MASDE et du Filtre

---

Les paramètres de la MASDE utilisée sont [Ber04] :

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	$R_{s1} = 3,72 \Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3,72 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2,12 \Omega$
Inductance propre cyclique d'une phase de l'étoiles 1	$L_{s1} = 0,022 \text{ H}$
Inductance propre cyclique d'une phase de l'étoiles 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	$J = 0,0662 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0,001 \text{ N.m.s/rad}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$p = 1$

### Paramètres du Filtre

Inductance $L_f$	0.08 H
Résistance $R_f$	17 $\Omega$
Condensateur $C_f$	50 $\mu$ F

---

# Bibliographie

---

- [Abd94] H. Abdi, *Les réseaux de neurones*, Sciences et Technologie de la Connaissance, Editions Presses Universitaires de Grenoble, 1994.
- [Abd97] R. Abdessamed & M. Kadjoudj, *Modélisation des machines électriques*, Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [Ale89] A. Alesina et M. G. B. Venturini, "Analysis and design of optimum amplitude nin-swith dircte AC-AC converters," *IEEE Trans on Pow Elec.*, vol. 4, no. 1, pp. 101–112, Jan. 1989.
- [Ami10] 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, Art. 2, 2010.
- [Ami11] 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.
- [Aro07] G. Aroquiadassou, H. Henao, G-A. Capolino, "Experimental analysis of the dqo stator current component spectra of a 42v fault-tolerant six-phase induction machine drive with opened stator phases," in *IEEE Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED.*, pp. 52-57, 2007.
- [Ben07] M. Bendjebbar, *Contribution à l'étude d'algorithmes de l'intelligence artificielle pour le développement de stratégies de commande des machines asynchrones*, *Thèse de Doctorat d'Etat, Université des sciences et de la technologie Mohamed Boudiaf d'Oran USTO.*,. Décembre 2007.

- [Ber04] D. Beriber, Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC, *Thèse de magister, ENP.*, Alger, 2004.
- [Beri04] D. Beriber, E. M. Berkouk, A. Talha, M. O. Mahmoudi, “Study and control two two-level PWM rectifiers-clamping bridge-two three-level NPC VSI cascade. Application to double stator induction machine,” in *Proceedings of IEEE 35<sup>th</sup> Annul. Elec. Special. Conf*, pp. 3894–3899, Aachen, Germany, 2004.
- [Bla04] M. J. Bland, P. W. Wheeler, J. C. Clare, L. Empringham, “Comparison of bi-directional switch components for direct ac-ac converters,” in *IEEE, 35<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference.*, pp. 2905–2909, Aachen. Germany, 2004.
- [Bog04] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Pastorelli, C. Zimaglia, “Induction motors field oriented control based on averaged parameters,” in *IEEE, 0-7803-1993-1/94.*, pp. 81–87, 1994.
- [Boj06] 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.
- [Buh94] H. Buhler, *Réglage par Logique Floue*, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1994.
- [Bur01] R. S. Burns, *Advanced control engineering. butterworth heinemann ed.*,. 2001.
- [But04] C. B. Butt, M. A. Hoque, and M. A. Rahman, “Simplified fuzzy-logicbased MTPA speed control of IPMSM drive,” *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 40, no. 6, pp. 1529–1535, Nov/Dec. 2004.
- [Cap92] G. A. Capolino, H. Hénao 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.
- [Cap92a] G. A. Capolino, “Commande numérique vectorielle des machines à courant alternatif alimentées en courant,” *RGE N°5 /92.*, Mai 1992.
- [Cir02] M. N. Cirstea, A. Dinu, J. G. Khor and M. M. Cormick, “Neural and fuzzy logic control of drives and power systems,” Elsevier Science, Printed and Bound in Great Britain., 2002.
- [Edw88] Y. Y. Ho, Edward, C. S Paresh, “Decoupling control of induction motor drives,” *IEEE Trans on Indu Elec.*, vol. 35, no. 2, pp. 253–262, May 1988.
- [Emp06] L. Empringham, L. de Lilloo, P. W. Wheeler, J. C. Clare, “Matrix converter protection for more electric aircraft applications,” *IEEE IECON 2006 32nd Ann Conf on Ind Elec.*, pp. 2564–2568, Paris, France, Nov 2006
- [Gha99] B. Ghalem, B. Azeddine, “Scalar control for a matrix converter,” *Acta Electrotechnica et Informatica.*, vol. 9, no. 2, pp. 38–43, 2009.

- [God99] J. Godjevac, *Idées nettes sur la logique floue*, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1999.
- [Gre01] D. Grenier, F. Labrique, H. Buyse et E. Matagne, *Electromécanique, convertisseurs d'énergie et actionneurs*, Editions Dunod, Paris, 2001.
- [Gue09] O. Guenounou, *Méthodologie de conception de contrôleurs intelligents par l'approche génétique- application à un bioprocédé*, *Thèse de Doctorat de L'Université de Toulouse, France*,. Soutenue le 22 avril 2009.
- [Gue97] T. M. Guerra et L. Vermeiren, *Proposition de lois de commande pour la stabilisation des modèles flous*, LFA, lyon Cépaduès-Editions, 1997.
- [Had00] 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.
- [Had01] D. Hadiouche, contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : Modélisation, alimentation et structure, *Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1*., Soutenue le 20 décembre 2001.
- [Han91] B. Hansruedi, *Convertisseurs statiques*, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1991.
- [Ima04] M. Imayavaramban, K. Latha and G. Uma, "Analysis of different schemes of matrix converter with maximum voltage conversion ratio," *IEEE MELECON 2004*., pp. 1137–1140, Dubrovnik, Croatia, 2004.
- [Ima06] M. Imayavaramban, A. V. Krishna Chaithanya and B. G. Fernandes, "Analysis and mathematical modelling of matrix converter for adjustable speed ac drives," *in IEEE, PSCE 2006*., pp. 1113–1120, 2006.
- [Ito05] J. I. Itoh, I. Sato, A. Odaka, H. Ohgchi, H. Kodachi and N. Eguchi "A novel approach to practical matrix converter motor drive system with reverse blocking IGBT," *IEEE Trans on Pow Elec.*, vol. 20, no. 6, pp. 1356–1363, Novembre 2005.
- [Jah80] 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.
- [Jon05] M. Jones, S. N. Vukosavic, E. Levi, A. Iqbal, "A six-phase series-connected two-motor drive with decoupled dynamic control," *IEEE Trans on Indus Appl.*, vol. 41, no. 4, July/Aug 2005.
- [Kad08] A. A. Kadaba, Design and modeling of a reversible 3-phase to 6-phase induction motor for improved survivability under faulty conditions, *Thesis Master of Marquette University*., Milwaukee, Wisconsin. May, 2008.

- [Kal02] A. Kalantari, M. Mirsalim, H. Rastegar, "Adjustable speed drive based on fuzzy logic for a dual three-phase induction machine," *Electrimacs*, pp. 18-21, 2002.
- [Kar09] H. Karaca, R. Akkaya, "Control of Venturini method based matrix converter in input voltage variations," *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2009.*, IMECS 2009, vol. II, March 18–20, Hong Kong, 2009.
- [Kha08] K. S. Khan, *Comparative analysis of multiphase machines*, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden 2008.
- [Kli83] E. A. Klingshirn, "High phase order induction motors—Part I – Description and theoretical consideration," *IEEE Trans Pow App Syst.*, vol. PAS-102, no. 1, pp. 47–53, Jan. 1983.
- [Kli95] G. J. Klir and Bo Yuan, *Fuzzy sets and fuzzy logic theory and applications*, Prentice-Hall Inc. 1995.
- [Lac97] V. Lacrose, *Réduction de la complexité des contrôleurs flous : application à la commande multivariable*, Thèse de doctorat d'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, soutenue le 7 Novembre 1997.
- [Lak] Melakhessou Lakhdar, *Contrôle et identification des systèmes non linéaires par les techniques neuronales*, *Mémoire de magister de l'Université de Batna, Algérie.*
- [Lee93] J. Lee, "On methods for improving performance of PI-type fuzzy logic controller," *IEEE Trans on Fuzzy Syst.*, vol. 1, no. 4, pp. 298–301, Nov. 1993.
- [Lev06a] E. Levi, "Recent developments in high performance variable speed multiphase induction motor drives," in *Sixth Int. Symposium Nikola Tesla*, Belgrade, SASA, Serbia, Oct. 18–20, 2006.
- [Lev93] A. U. Levin, K. S. Narendra "Control of nonlinear dynamical systems using neural networks : Controllability and stabilization," *IEEE Transactions on Neural Networks.*, vol. 4, pp. 192–206, 1993.
- [Lev96] A. U. Levin, K. S. Narendra "Control of nonlinear dynamical systems using neural networks- Part II : Observability, identification and control," *IEEE Transactions on Neural Networks.*, vol. 7, pp. 30–42, 1996.
- [Lia95] C. M. Liaw, F.J. Lin, "Position control with fuzzy adaptation for induction servomotor drive," *IEE Proc. Elec. Power Appl.*, vol. 142, no. 6, pp. 397–404, Nov. 1995.
- [Loc06] F. Locment, *Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé*, *Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille.*, Soutenue le 11 décembre 2006.

- [Mah01] J. Mahlen, J. Weogomd, O. Simon, "New concepts for matrix converter design," *Ind. Ele. Society IECON'01 The 27 th Ann Conf of IEEE.*, vol. 2, pp. 1044–1048, Nov 29-Dec 2, 2001.
- [Mam75] E. H. Mamdani, S. Assilian, "An experimental in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller," *Int. J. Man-Machine Studies*, 7., pp. 1–13, 1975.
- [Mer07s] E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur and F. Hamoudi, "Field oriented control of a dual star induction machine using fuzzy regulators," *CIP'07 4<sup>eme</sup> Conférence Internationale sur la Productique.*, 03 – 04 Novembre 2007. Sétif, Algérie, CD-ROM proceedings.
- [Mer08] E. Merabet, *Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile, Mémoire de magister de L'Université de Batna.*, 2006.
- [Mer11] E. Merabet, H. Amimeur, F. Hamoudi, R. Abdessemed, "Self-tuning fuzzy logic controller for a dual star induction machine," *Journal of Electrical Engineering and Technology.*, vol. 6, no. 1, pp. 133–138, 2011.
- [Mic01] M. B. Michael, K. P. John and F. Blaabjerg, "Field-oriented control of an induction motor using random pulsewidth modulation," *IEEE Trans on Indus Appl.*, vol. 37, no. 6, pp. 1777–1785, November/December 2001.
- [Mil04] Y. Miloud, A. Miloudi, M. Mostefai, A. Draou, "Self-tuning fuzzy logic speed controller for induction motor drives," in *Proceedings of IEEE Inter. Conf. Ind. Tech. ICIT'04*, pp. 454–459, Dec. 2004.
- [Mor07] F. Morel, *Commandes directes appliquées à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux ou par un convertisseur matriciel triphaé, Thèse de doctorat, Ecole Doctorant EEA.*, Soutenue le 6 décembre 2007.
- [Mou08] F. Moutarde, "Introduction aux Réseaux de Neurones," Centre de Robotique (CAOR), Ecole des Mines de Paris, Mai. 2008.
- [Mud99] R. K. Mudi, N. R. Pal, "A robust self-tuning scheme for PI- and PD-type fuzzy controllers," *IEEE Trans, Fuzzy Sys.*, vol. 7, pp. 1–16, Feb. 1999.
- [Pan99] 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.
- [Par04] M. Parizeau, "Réseaux de neurones," *Université de Laval, Automne.*, 2004.
- [Pas98] K. M. Passino and S. Yurkovich, *Fuzzy control*, Addison Wesley Longman, Inc. 1998.
- [Pie92] M. Pietrzak-david, Bernard de Fornel, "Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle," *SEE Journée d'études Lille.*, pp. 1–19, Lille, Décembre 1992.

- [Raz03] H. Razik, "Modelling of double star induction motor for diagnosis purpose," *in IEEE.*, pp. 907–912, 2003.
- [Ros10] T. J. Ross, *Fuzzy Logic with Engineering Applications, Third Edition*, John Wiley & Sons, Ltd, 2010.
- [Sin02] G. K. Singh, "Multi-phase induction machine drive research—a survey," *Electric Power System Research.*, vol. 61, pp. 139–47, 2002.
- [Sin07] G. K. Singh, "Modeling and experimental analysis of a self-excited six-phase induction generator for stand-alone renewable energy generation," *Renewable Energy, Elsevier.*, vol. 33, pp. 1605–1621, 2007.
- [Sun07] K. Sun, D. Zhou, L. Huang, K. Matsuse et K. Sasagawa, "A novel commutation method of matrix converter fed induction motor drive using RB-IGBT," *IEEE Trans on Indus Appl.*, vol. 43, no. 3, pp. 777–786, Mai/Juin 2007.
- [Ter04] 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.
- [Udd02] M. N. Uddin, T. S. Radwan and M. A. Rahman, "Performances of fuzzy-logic-based indirect vector control for induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 38, no. 5, pp. 1219–1225, Sep/Oct. 2002.
- [Ven80] M. Venturini, "The generalized transformer : A new bidirectional sinusoidal waveform, frequency converter with continuously adjustable input power factor," *in Proc. PESC.*, pp. 242–252, 1980.
- [Whe97] P. Wheeler, D. Grant, "Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter," *IEE Proc.-Elertr. Power Appl.*, vol. 144, no. 1, pp.53–60, January 1997.
- [Zad65] L. A. Zadeh, "Fuzzy sets," *Information and Control 8.*, pp. 338–353, 1965.
- [Zhe00] L. Zhen and L. Xu, "Fuzzy learning enhanced speed control of an indirect field-oriented induction machine drive," *IEEE Trans. Cont. Sys. Techno.*, vol. 8, no. 2, pp. 270–278, Mar. 2000.
- [Zuc96] A. Zuckerberger, D. Weinstock, A. Alexandrovitz, "Simulation of three-phase loaded matrix converter," *IEE Proc.- Elecir. Power. Appl.*, vol. 143, no. 4, pp. 294–300, July 1996.

خلاصة : يقدم هذا البحث دراسة محاكاة التغذية لماكنة كهربائية مزدوجة النجم لا ترامنية مع اثنين من المحولات، بالإضافة إلى تطبيق التحكم الشعاعي بطريقتيه المباشرة وغير المباشرة لضبط سرعة الدوار باستعمال المنظرات : الكلاسيكية، المنطق الغامض وشبكات الخلايا العصبية الصناعية. تغذية هذه الماكنة تمت بواسطة نوعين من المحولات : موجان لجهد ومحولان مصفوفان.

عدة اختبارات محاكاة أجريت مثل : إقلاع بدون وبحمولة، إدراج اضطراب خارجي، عكس اتجاه الدوران بدون حمولة، تحت كل تغذية محول وكل الناظرات المختلفة. إضافة إلى ذلك تم إجراء بعض اختبارات المتانة المتعلقة بالتغيرات في قيم الماكنة. تم التعليق على النتائج المتحصل عليها ومقارنتها مع بعضها البعض. استجابات ديناميكية متينة وجيدة سجلوا.

كلمات مفتاحية : ماكنة كهربائية لا ترامنية ثنائية النجمة، موج الجهد، محول مصفوفي، تحكم شعاعي، ناظم المنطق الغامض، ناظم شبكة الخلايا العصبية الصناعية.

**Résumé :** Cette thèse présente une étude par simulation de l'alimentation de la machine asynchrone double étoile par deux convertisseurs statiques, ainsi que sa commande vectorielle afin de régler la vitesse du rotor en utilisant les régulateurs PI, flous et des réseaux de neurones. La modélisation de la MASDE et son alimentation (onduleur de tension et convertisseurs matriciels) sont présentées. La commande vectorielle par ses deux méthodes directe et indirecte a été appliquée afin de contrôler la vitesse, en utilisant en premier lieu des régulateurs PI pour la vitesse et les courants statoriques d'axe  $d$  et  $q$ ; par la suite, des régulateurs flous et ceux de réseaux de neurones.

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 chaque convertisseur statique et 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, convertisseur matriciel, commande vectorielle, FLC régulateur flou, RNA réseau de neurones.

**Abstract :** This thesis presents a simulation study of the supply of the double star induction machine with two converters, as well as vector control of this machine to adjust the rotor speed using the controllers : PI, fuzzy logic and neural networks. The modeling of DSIM and its power supply (voltage converters and matrix converters) are presented. The vector control by both direct and indirect methods was applied to the speed control of DSIM, first using the PI controllers for speed and stator current  $d$ - and  $q$ -axis, the following will be used fuzzy controllers and the neural network.

Several simulation tests are performed such as : start unloading, insertion of an external disturbance, load operation and reversing the direction of rotation for each converter and 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 Machine), voltage source converter, matrix converter, vector control, fuzzy logic controller, neural network control.