

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



**Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd**  
**Faculté de Technologie**  
**Département d'Electrotechnique**



**Thèse**

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

Présentée pour l'obtention du titre de :  
**Docteur en Sciences en Electrotechnique**  
**Option : Commande**

Sous le Thème :

**Contrôle d'une Machine Electrique Double Etoile par les  
Techniques de l'Intelligence Artificielle**

Présentée par :

**LARAFI Bentouhami**

**Devant le jury composé de :**

Mr. NACERI Farid	Prof.	Université Batna 2	Président
Mr. ABDESSEMED Rachid	Prof.	Université Batna 2	Rapporteur
Mr. AMEDDAH Djammel Eddine	MCA	Université Batna 2	Co-Rapporteur
Mr. MERABET Elkheir	MCA	Université de Bordj Bou Arreridj	Examineur
Mr. LAAMAYAD Tahar	MCA	Université de Ouargla	Examineur
Mr. LOUAZENE Lakhdar	MCA	Université de Ouargla	Examineur

**19 Décembre 2018**

## **Remerciement**

*Au nom d'Allah, le Tout - Miséricordieux, le Très – Miséricordieux La louange est à Allah l'unique et la paix et le salut sur celui qui n'a point de messenger après lui et sur sa famille, ses compagnons et tous ceux qui suivent son chemin jusqu'au jour de la résurrection.*

*Je tiens tout particulièrement, à exprimer ma profonde gratitude à **Monsieur Rachid Abdessemed**, Professeur à l'Université de Batna et Directeur du Laboratoire de recherche d'Electrotechnique (LEB), et à **Monsieur Djamal Eddine Ammedah**, Maître de Conférences à l'Université de Batna, rapporteurs de cette thèse de doctorat, pour les conseils précieux, les idées, les encouragements, les orientations, la confiance et l'aide qu'ils m'ont accordés pour mener ce travail à terme. Mes deux enseignants ont fait beaucoup plus que leur devoir comme rapporteurs de thèse et c'est pourquoi que je tiens à leur exprimer ma reconnaissance la plus profonde et mes respects les plus distingués. J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Farid Naceri, Professeur à l'Université de Batna, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury.*

*Il m'est agréable de pouvoir exprimer mes remerciements envers les membres du jury :*

*Monsieur Elkheir Merabet, Maître de Conférences à l'Université de Bordj, Monsieur, Tahar Laamayad, Maître de Conférences à l'Université de Ouargla, Monsieur Lakhdar Louazene, Maître de Conférences à l'Université de Ouargla, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner ce travail.*

*Je tiens à remercier infiniment Monsieur Abdelhalim Kassel, Maître de conférences à l'Université de BBA, pour son aide et ces encouragements, qui m'ont été indispensable.*

*J'aimerais à présent remercier mes proches et en premier lieu mes chers parents qui ont tellement sacrifiés, que Dieu vous bénissent, et merci infiniment de m'avoir soutenu et d'avoir cru en moi. Je remercie aussi ma femme, mes frères, mes sœurs et toute la famille.*

*Mes remerciements vont également à mes amis, Nouredine Belayadi (Doctorant à l'université de M'sila), Yacine Bendjeddou (Maître assistant à l'université de Oran), Foued Zebiri et Abdelfattah Benmakhlouf (Maîtres Assistants à l'Université de BBA), Adel Chouder, Chebebhi Ali et Ziyed Bouchamma (Maîtres de conférences à l'Université de BBA), Djaghdali Lakhder (Maître de conférences à l'Université de Blida), mon cher collègue Farouk Begai et Mourad Benouaddnine, mes collègues et mes enseignants.*

*Enfin, que tous ceux qui m'ont aidé et soutenu durant tout mon parcours trouvent ici l'expression de mes remerciements les plus sincères.*

---

**Dédicace**

*A mes parents (**mon père** et **ma mère**).*

*A ma femme.*

*A mes filles, **Hiba** et **Selsabile**.*

*A ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée de mes études.*

*Je dédie ce modeste travail.*

---

## **Table des Matières**

Introduction Générale .....	10
Chapitre 1 : Etat de l'Art .....	13
1. 1 Introduction.....	13
1. 2 Types de machines multiphasées .....	13
1. 2. 1 Machines multiphasées de type 1 .....	13
1. 2. 2 Machines multiphasées de type 2 .....	14
1. 3 Avantage des machines multiphasées .....	14
1. 3. 1 La fiabilité.....	14
1. 3. 2 Segmentation de puissance.....	15
1. 3. 3 Réduction des harmoniques du couple .....	15
1. 3. 4 Réduction des pertes .....	16
1. 4 Application des machines multiphasées.....	16
1. 5 Inconvénients des Machines Multiphasées.....	19
1. 6 Commande de la Machine asynchrone double étoile (MASDE) .....	19
1. 7 Conclusion.....	21
.....	22
Chapitre 2 : Modélisation de MASDE et son alimentation.....	22
2. 1 Introduction.....	22
2. 2 Description de la MASDE.....	22
2. 3 Hypothèses simplificatrices .....	23
2. 4 Modèle naturel de la MASDE .....	23
2. 4. 1 Equations électriques .....	23
2. 4. 2 Equations magnétiques .....	24
2. 4. 3 Equation mécanique .....	25
2. 4. 4 Couple Electromagnétique .....	26
2. 5 Modèle de Park de la MASDE.....	26
2. 5. 1 Equations électriques .....	27
2. 5. 2 Equations magnétiques .....	28
2. 5. 3 Couple électromagnétique.....	28
2. 6 Mise sous Forme d'Equation d'Etat.....	29
2. 7 Modélisation de l'alimentation.....	30
2. 7. 1 Modélisation du redresseur.....	31
2. 7. 2 Modélisation du filtre .....	32

2. 8 Modélisation de l'onduleur de tension à commande M.L.I .....	33
2. 8. 1 Modélisation de l'onduleur.....	33
2. 8. 2 Commande par modulation sinus-triangle .....	34
2. 9 Simulation numérique .....	35
2. 9. 1 Simulation de la MASDE alimentée par une tension sinusoïdale.....	35
2. 9. 2 Simulation de la MASDE alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux .....	38
2. 10 Onduleurs multi-niveaux.....	39
2. 10. 1 Résultats de simulation .....	41
2. 11 Conclusion.....	47
Chapitre 3 : Contrôle de la MASDE par Logique Floue.....	48
3. 1 Introduction.....	48
3. 2 Commande Vectorielle .....	48
3. 2. 1 Principe de la commande vectorielle.....	48
3. 2. 2 Différentes méthodes de la commande vectorielle .....	49
3. 2. 3 Commande vectorielle indirecte de la MASDE.....	49
3. 2. 4 Bloc de défluxage.....	51
3. 2. 5 Synthèse des régulateurs PI.....	51
3. 2. 6 Simulation et interprétation des résultats .....	53
3. 3 Commande par logique floue de la MASDE .....	57
3. 3. 1 Structure générale d'un système flou.....	57
3. 3. 2 Application de la commande floue pour réglage de la vitesse de la MASDE .....	58
3. 3. 3 Conception du régulateur flou .....	59
3. 3. 4 Résultats de simulation numérique .....	61
3. 4 Conclusion.....	63
Chapitre 4 : Contrôle de MASDE par les Réseaux de Neurones .....	65
4. 1 Introduction.....	65
4. 2 Réseaux de neurones .....	65
4. 2. 1 Neurone biologique .....	65
4. 2. 2 Neurone formel .....	65
4. 2. 3 Réseaux de neurones.....	66
4. 2. 4 Algorithmes d'apprentissage .....	68
4. 3 Application des réseaux de neurones dans la régulation de vitesse .....	68
4. 3. 1 Algorithme d'apprentissage pour le contrôle neuronal proposé.....	70
4. 4 Simulation et interprétation.....	72

4. 5 Conclusion.....	75
Chapitre 5 : Contrôle de MASDE par un régulateur neuro-flou .....	77
5. 1 Introduction.....	77
5. 2 Définition .....	77
5. 3 Conception du contrôleur de vitesse neuro-flou .....	78
5. 3. 1 L'algorithme de rétropropagation .....	83
5. 4 Simulation et interprétation .....	85
5. 4. 1 Simulation avec un onduleur à deux niveaux .....	85
5. 4. 2 Simulation avec un onduleur multi-niveaux .....	90
5. 5 Conclusion.....	101
Etude comparative .....	102
Conclusion Générale .....	104

## Liste des figures

<i>Figure 1-1 : Représentation des couples électromagnétiques développés par les machines 3, 5 et 7 phases</i>	15
<i>Figure 1-2 : Amélioration des pertes d'une machine synchrone à six phases par rapport à une machine synchrone triphasée [18].</i>	16
<i>Figure 1-3 : Machine synchrone de six phases utilisées dans l'éolien.</i>	18
<i>Figure 1-4 : MASDE connectée en série avec MAS.</i>	18
<i>Figure 1-5 : Comparaison entre les machines à six phases et à 15 phases</i>	19
<i>Figure 2-1 : Représentations des enroulements de la MASDE.</i>	23
<i>Figure 2-2 : Redresseur à diodes.</i>	31
<i>Figure 2-3 : Les tensions d'alimentation et la tension redressée.</i>	31
<i>Figure 2-4 : Schéma électrique du filtre L-C.</i>	32
<i>Figure 2-5 : L'évolution de la tension filtrée.</i>	33
<i>Figure 2-6 : Schéma général d'un onduleur à deux niveaux.</i>	34
<i>Figure 2-7 : Résultats de la MASDE alimentée par un réseau triphasé.</i>	37
<i>Figure 2-8 : Résultats de la MASDE alimentée par deux onduleurs.</i>	38
<i>Figure 2-9 : Topologie de l'onduleur triphasé cascade hybride à cinq niveaux.</i>	40
<i>Figure 2-10 : Fonctionnement du circuit pour la tension de sortie <math>+v_{dc}</math>.</i>	41
<i>Figure 2-11 : Principe de la stratégie PWM avec un onduleur à cinq niveaux.</i>	41
<i>Figure 2-12 : Principe Résultats de simulation pour différents niveaux d'onduleurs</i>	43
<i>Figure 3-1 : Assimilation avec la machine à courant continu à excitation séparée.</i>	49
<i>Figure 3-2 : Schéma de régulation du courant.</i>	52
<i>Figure 3-3 : Schéma bloc de régulation de vitesse de la MASDE par la méthode indirecte.</i>	52
<i>Figure 3-4 : Régulation de la vitesse par la commande vectorielle indirecte.</i>	53
<i>Figure 3-5 : Influence de la variation de la résistance rotorique (<math>R_r=1.5R_{rn}</math> à <math>t=1.5s</math>) : Démarrage à vide suivi de l'application du couple de charge <math>C_r = 14N.m</math> entre <math>t = 2</math> et <math>3s</math>.</i>	55
<i>Figure 3-6 : Influence de la variation d'inertie (<math>J = 1.5J_n</math> à <math>t = 2.5s</math>) et l'inversion de vitesse à <math>t = 2</math> s.</i>	56
<i>Figure 3-7 : Structure générale d'un système basé sur le contrôleur flou.</i>	57
<i>Figure 3-8 : Réglage de vitesse de la MASDE par un régulateur flou.</i>	58
<i>Figure 3-9 : Fonctions d'appartenance de l'erreur <math>e_\omega</math> et sa variation <math>de_\omega</math>.</i>	59
<i>Figure 3-10 : Fonctions d'appartenance du couple électromagnétique.</i>	59
<i>Figure 3-11 : Performance de la MASDE en utilisant un régulateur flou de vitesse : Démarrage à vide suivi de l'application de <math>C_r=14N.m</math> à <math>t = 2s</math>.</i>	61
<i>Figure 3-12 : L'impact de la variation de la résistance rotorique (<math>R_r = 1.5R_{rn}</math> à <math>t = 1.5s</math>) et l'application de couple de charge entre <math>t = 2</math> et <math>3s</math>.</i>	62
<i>Figure 3-13 : L'impact de la variation de l'inertie (<math>J = 1.5J_n</math> à <math>t = 2.5s</math>) et l'inversion de vitesse à <math>t = 2s</math>.</i>	63
<i>Figure 4-1 : prototype de neurone formel.</i>	66
<i>Figure 4-2 : Perceptrons à une couche cachée.</i>	67
<i>Figure 4-3 : Apprentissage par rétropropagation du gradient.</i>	68
<i>Figure 4-4 : Diagramme de régulation de la vitesse par les réseaux de neurones.</i>	69
<i>Figure 4-5 : Les fonctions d'activation utilisées.</i>	71

Figure 4-6 : Performance de la MASDE contrôlée par un régulateur RN : Démarrage à vide suivi d'une charge de 14N.m à  $t = 2s$ . ..... 73

Figure 4-7 : Impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r = 1.5R_{rn}$  à  $t = 1.5s$ ) suivi d'une charge de 14 N.m entre 2 et 3s. .... 74

Figure 4-8 : Impact de la variation d'inertie ( $J=1.5J_n$  à  $t = 2.5s$ ) après une inversion de vitesse à  $t = 2s$ . .... 75

Figure 5-1 : Schéma de connexion RNF avec IFOC pour la régulation de vitesse de la MASDE..... 79

Figure 5-2 : Structure du réseau neuro-flou..... 80

Figure 5-3 : Fonctions d'appartenance pour les entrées  $e_w$  et  $de_w$ . .... 81

Figure 5-4 : Fonctions d'appartenances pour la sortie  $C_{em\_CNF}$  ..... 81

Figure 5-5 : Diagramme de surface montrant la relation entre les paramètres d'entrée et le paramètre de sortie. .... 82

Figure 5-6 : Performance de la MASDE contrôlée par un régulateur NF : Démarrage à vide suivi d'une charge de 14 N.m à  $t = 2s$  + THD du courant statorique (Onduleur à deux niveaux). .... 86

Figure 5-7 : Impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r=1.5R_{rn}$  à  $t = 1.5s$ ) suivi d'une charge de 14 N.m entre 2 et 3s (Onduleur à deux niveaux). .... 88

Figure 5-8 : Impact de la variation d'inertie ( $J = 1.5J_n$  à  $t = 2.5s$ ) précédé par une inversion de vitesse à  $t = 2s$  (Onduleur à deux niveaux). .... 89

Figure 5-9 : Performances de la MASDE contrôlée par un régulateur NF : Démarrage à vide suivi d'une charge de 14 N.m à  $t = 2s$  + THD du courant statorique (Onduleur à trois niveaux). .... 90

Figure 5-10 : Impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r = 1.5R_{rn}$  à  $t = 1.5s$ ) suivi d'une charge de 14 N.m entre 2 et 3s (Onduleur à trois niveaux). .... 91

Figure 5-11 : Impact de la variation d'inertie ( $J = 1.5J_n$  à  $t = 2.5s$ ) précédé par une inversion de vitesse à  $t = 2s$  (Onduleur à trois niveaux). .... 91

Figure 5-12 : Performances de la MASDE contrôlée par un régulateur NF : Démarrage à vide suivi d'une charge de 14N.m à  $t = 2s$  + THD du courant statorique (Onduleur à cinq niveaux). .... 92

Figure 5-13 : Impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r = 1.5R_{rn}$  à  $t = 1.5s$ ) suivi d'une charge de 14 N.m entre 2 et 3s (Onduleur à cinq niveaux). .... 93

Figure 5-14 : Impact de la variation d'inertie ( $J = 1.5J_n$  à  $t = 2.5s$ ) précédé par une inversion de vitesse à  $t = 2s$  (Onduleur à cinq niveaux). .... 93

Figure 5-15 : Performances de la MASDE contrôlée par un régulateur NF : Démarrage à vide suivi d'une charge de 14N.m à  $t = 2s$  + THD du courant statorique + Variation des poids  $W_{jk}^{IV}$  et les paramètres des fonctions d'appartenance (La moyenne  $m_{1,j}^II, m_{2,k}^II$  et la déviation  $\sigma_{1,j}^II, \sigma_{2,k}^II$  ; (Onduleur à sept niveaux)). .... 95

Figure 5-16 : Comparaison des performances entre les différents niveaux d'onduleurs où la MASDE est contrôlée par un régulateur NF : Démarrage à vide suivi d'une charge de 14N.m à  $t = 2s$ . .... 96

Figure 5-17 : Impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r = 1.5R_{rn}$  à  $t = 1.5s$ ) suivi d'une charge de 14 N.m entre 2 et 3s (Onduleur à sept niveaux) + Variation des poids  $W_{jk}^{IV}$  ..... 97



*Figure 5-18 : Impact de la variation d'inertie ( $J = 1.5J_n$  à  $t = 2.5s$ ) précédé par une inversion de vitesse à  $t = 2s$  (Onduleur à sept niveaux)..... 98*

*Figure 5-19 : Comparaison des performances entre les différents niveaux d'onduleurs, où la MASDE est contrôlée par un régulateur NF : Variation de la résistance rotorique ( $R_r = 1.5R_{rn}$  à  $t = 1.5s$ ) suivi d'une charge de 14 N.m entre 2 et 3s. .... 99*

*Figure 5-20 : Comparaison des performances entre les différents niveaux d'onduleurs, où la MASDE est contrôlée par un régulateur NF : Variation du moment d'inertie ( $J_r = 1.5J_{rn}$  à  $t = 2.5s$ ) précédé d'une inversion de vitesse à  $t = 2s$ . .... 100*

## **Liste des Tableaux**

Tableau 1-1 : Résumé l'estimation de la puissance absorbée et du couple électromagnétique généré par la machine double étoile en cas de phases défectueuses [15]. .....	14
Tableau 1-2 : Quelques machines synchrones et leurs utilisations. ....	17
Tableau 2-1 : Commutation des états dans un bras de l'onduleur cascade hybride à cinq niveaux.....	40
Tableau 3-1 : Table d'inférence du régulateur flou .....	60
Tableau 5-1 : Bases de règles pour le contrôleur flou. ....	81
Tableau 5-2 : Les valeurs de THD pour chaque niveau d'onduleur .....	100
<i>Tableau 7-1 : les indicateurs de performance pour chaque stratégie de commande....</i>	<i>103</i>

## **Abréviations et Symboles**

DFOC	Direct Field Oriented Control.
DTC	Direct Torque Control.
CLF	Contrôleur Logique Flou.
CNF	Contrôleur Neuro-Flou.
CRN	Contrôleur Réseaux de Neurone.
FOC	Field Oriented Control.
GASDE	Génératrice ASynchrone double étoile.
IFOC	Indirect Field Oriented Control.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.
MAS	Machine ASynchrone.
MASDE	Machine ASynchrone Double Etoile.
MCC	Machine à Courant Continu.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
PI	Proportionnel Intégral.
RNA	Réseaux de Neurones Artificiels.
THD	Total Harmonic Distortion.
$a_r, b_r, c_r$	Les indices correspondants aux trois phases du rotor.
$a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}$	Les indices correspondants aux trois phases du stator 1.
$a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}$	Les indices correspondants aux trois phases du stator 2.
$b_i$	Le seuil interne du neurone.
$C_{em}^*$	Le couple électromagnétique de référence.
$C_{em}$	Le couple électromagnétique.
$C_{em\_ANN}$	Le couple de commande de régulateur neuronal (CRN).
$C_{em\_CNF}$	Le couple de commande de régulateur neuro-flou (CNF).
$C_f$	Condensateur de filtre utilisé.
$C_r$	Le couple résistant.
$d, q$	Les axes directs et quadratiques du repère de Park.
$d_{s1}, d_{s2}$	Les indices correspondants à l'axe $d$ de l'étoile 1 et 2.
$E$	L'erreur quadratique.
$e(t)$	L'écart entre la sortie désirée $y_d$ et la sortie réelle $y(t)$ de CRN.
$e_\omega, \dot{e}_\omega$	Erreur de vitesse et sa variation.
$f_p, f$	La fréquence de modulation et la fréquence de référence.
$f_{ij} \quad i = 1,2,3$ $j = 1,2$	Fonctions de connexion de l'onduleur.
$s_j, h_k, o$	Fonctions d'activation de neurones.
$i$	Le courant.
$J$	Le moment d'inertie.
$K_f$	Le coefficient de frottement.
$k_i, k_j$	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 inductances propres des étoiles statoriques et rotorique.
$m$	L'indice de modulation.
$M_{sr}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
$m_{1,j}^{II}, m_{2,k}^{II}$	La moyenne et la déviation de la fonction gaussienne de CNF.
$N, N^*$	La vitesse de rotation et de référence en tr/min.
$n_{pha}$	Nombre équivalent de phases.
$n_{ph}$	Nombre de phases.
$p$	Nombre de pair de pôle.
$p_{abc}$	La puissance absorbée instantanée.
$p_{em}$	La puissance électromagnétique.
$qs1, qs2$	Les indices correspondants à l'axe $q$ de l'étoile 1 et 2.
$r$	Le coefficient de réglage en tension de l'onduleur.
$R_1, R_2$	Les résistances des charges.
$R_{s1}, R_{s2}, R_r$	Les résistances statoriques et rotorique.
$\mathcal{S}$	L'opérateur de Laplace.
$s_1, s_2, r$	Les indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor.
$U_f$	Tension filtrée.
$U_r$	Tension redressée
$v$	La tension.
$v_p(t)$	Tension de la porteuse.
$x^*$	Grandeur de référence (vitesse, tension, courant, etc.).
$y_0^{IV}$	La sortie de la couche de défuzzification de CNF.
$\alpha$	Angle de décalage entre les deux étoiles.
$\theta_m, \theta_e$	L'angle mécanique et l'angle électrique.
$\eta$	Le coefficient d'apprentissage.
$\lambda$	Facteur d'adaptation du gain de sortie.
$\sigma_{1,j}^{II}, \sigma_{2,k}^{II}$	Largeurs des fonctions d'appartenances de CNF.
$\mu_A, \mu_B, \mu_C$	Fonctions d'appartenance.
$\mu_m, \mu_\sigma$	Taux d'apprentissage de $m_{1/2,j/k}^{II}$ et $\sigma_{1/2,j/k}^{II}$ pour CNF.
$\Omega_m^n$	Vitesse nominale de la MASDE.
$\omega_{coord}$	La vitesse angulaire des axes (d, q).
$\omega_c$	Pulsation de coupure du filtre.
$\omega_{gl}$	La pulsation électrique de glissement.
$\omega_{ji}, n_{kj}, v_{lk}$	Les poids de connexion reliant les neurones des couches.
$\omega_r$	La pulsation électrique rotorique.
$\omega_s$	La pulsation électrique statorique.
$\varphi$	Le flux.
$\varphi_r^n$	Flux rotorique nominal.
$\varphi_{rest}$	Le flux rotorique estimé.
$\varphi_r$	Le flux rotorique.

## Introduction Générale

Aujourd'hui, les machines électriques polyphasées ont un très grand impact dans l'industrie spécialement dans les applications de grande puissance qui nécessitent un très grand niveau de sûreté. Cette catégorie des machines présentes plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, tels que : la segmentation de puissance, la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, la réduction des courant harmoniques et la grande fiabilité.

Le développement des convertisseurs de l'électronique de puissance a permis de multiplier le nombre de phases statoriques des machines asynchrones, entraînant la possibilité d'augmenter de façon considérable la puissance des machines utilisées en fréquence variable.

La machine asynchrone double étoile avec un rotor à cage d'écureuil est parmi les machines multi phases les plus étudiées en littérature grâce à son utilisation fréquente dans presque tous les domaines de l'industrie. La commande de la machine double étoile est semblable à la commande de la machine triphasée traditionnelle, mais avec un espace d'état plus grand.

Le contrôle vectoriel rend le comportement de ce type de machines similaire à un moteur à courant continu à excitation séparée. Les premiers régulateurs utilisés sont de type PID. Ils sont inefficaces contre les variations paramétriques. Un modèle à deux axes de la machine asynchrone double étoile a été établi par [1] en 1980. Son schéma équivalent monophasé prend en compte le couplage additionnel entre les phases statoriques produit par les flux de fuite dans les encoches.

La machine asynchrone double étoile possède deux enroulements triphasés identiques. Les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalées d'un angle électrique de  $30^\circ$ . Ses enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, elle peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobinée pour former un enroulement triphasé.

Dans le domaine de la commande des machines électriques, presque tous les travaux de recherche sont orientés vers les techniques de contrôle moderne. Ces nouvelles méthodes de

régulation évoluent de façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance qui ont permis d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Parmi ces techniques innovantes, on peut citer : la commande adaptative, la commande floue, la commande par mode glissant, ... etc, l'intérêt récent accordé à ce dernier est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de grande performance.

Le présent travail a pour objectif de modéliser, d'alimenter et d'ajuster la vitesse de la machine asynchrone double étoile par de nouvelles techniques de l'intelligence artificielle. L'alimentation est assurée par des onduleurs triphasés classiques et des onduleurs multi-niveaux afin de réduire d'avantage les harmoniques.

Pour atteindre ce but, cette thèse est répartie en cinq chapitres.

Le premier chapitre est consacré à l'état d'art sur les machines électriques polyphasées. La modélisation de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs multi-niveaux est traitée dans le deuxième chapitre. Le chapitre suivant traite la commande floue de la machine. A ce niveau, la régulation de la vitesse est assurée par un contrôleur flou.

Dans le quatrième chapitre, on a présenté la commande de la machine par les réseaux de neurones. Son régulateur de vitesse est basé sur une couche d'entrée, une couche de sortie et deux couches cachées. Les réseaux de neurones multicouches ont une grande capacité d'apprentissage mais le seul inconvénient c'est leurs structures et leurs paramètres qui n'ont aucune interprétation physique. Par conséquent la connaissance humaine ne peut pas être exploitée pour les développés. Dans ce sens, Les systèmes d'inférences flous marquent deux points positives par rapport aux réseaux de neurones ; ils sont généralement construits à partir de l'expertise humain et ils possèdent une grande capacité de distinction grâce au nombre de variables linguistiques utilisées.

Dans la littérature, il existe deux méthodes pour développer les systèmes d'inférence floue [2] ; la méthode classique et la méthode hybride. La première méthode est basée sur les connaissances collectées par des opérateurs experts, l'efficacité de cette structure a été traduite dans plusieurs applications mais son inconvénient est que les connaissances acquises par les opérateurs ne peuvent pas être transformées sous forme de contrôleur logique floue [3-5]. La solution à ce problème exige la conception des systèmes hybrides qui utilisent à la fois les structures d'inférences flous et les réseaux de neurones, ce qui permet le réglage des paramètres par l'apprentissage et l'adaptation aux variations conditionnelles [6-7].

La dernière méthode de contrôle dans ce travail a été améliorée par une hybridation basée sur un régulateur neuro-flou qui est présenté dans le dernier chapitre. Le rôle des réseaux de neurones ici, est l'ajustement automatique des paramètres des fonctions d'appartenances du contrôleur flou afin d'exploiter les performances de deux régulateurs flou et neuronal et d'augmenter la robustesse face aux variations paramétriques et aux perturbations externes.

---

# Chapitre 1 : Etat de l'Art

---

## 1. 1 Introduction

Les machines multi phasées à courant alternatif sont très sollicitées dans les applications industrielles. Le type de machines à six phases à cage d'écureuil est le plus répandu vu sa robustesse et sa simplicité de construction et de maintenance.

Cette dernière décennie, les machines polyphasées ont été le sujet de beaucoup de recherches en termes de modélisation, d'analyse et de contrôle, grâce à leurs efficacités vis-à-vis des machines triphasées conventionnelles [8-14] telles que : la segmentation de puissance, la grande fiabilité, la réduction des harmoniques de couple et de courant, la grande réduction des pertes, la réduction des courants de phases sans augmentation de la tension, ainsi que la possibilité de diviser la commande sur plusieurs convertisseurs.

## 1. 2 Types de machines multi phasées

Les machines multi phasées peuvent être scindées en deux groupes selon le nombre de phases statoriques qu'elles possèdent qui peut être un multiple ou non multiple de trois. La première catégorie est la machine multi-étoile. La deuxième englobe le reste des machines avec un nombre de phases pair ou impair.

### 1. 2. 1 Machines multi phasées de type 1

Les machines multi phasées de type 1 possèdent un nombre de phases multiple de trois ;  $n_{ph} = 3i$  avec  $i = 1, 2, 3, \dots$

Pour chaque nombre de phase, il y a plusieurs configurations possibles selon le décalage entre deux étoiles  $\alpha$ , la relation entre  $\alpha$  et  $n_{ph}$  est donnée par la relation suivante :

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



### 1. 2. 2 Machines multi phasées de type 2

Le type 2 englobe toutes les machines dont le nombre de phases est non multiple de trois  $n_{ph} = 3i$ . Les phases sont généralement décalées de  $\frac{2\pi}{3}$ , et le nombre de phases est égal au nombre équivalent de phases.

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

### 1. 3 Avantage des machines multi phasées

#### 1. 3. 1 La fiabilité

Les machines multi phasées peuvent continuer à fonctionner dans le cas d'une perte d'un bras (phase) ou plus du convertisseur statique qui alimente la machine. Dans ce régime dégradé le couple électromagnétique diminue légèrement.

Les convertisseurs de puissance sont utilisés pour alimenter ces machines. Par conséquent, pour augmenter la fiabilité du système (machine + convertisseur), on doit alimenter chaque étoile par son propre convertisseur statique triphasé.

Tableau 1-1 : Résumé l'estimation de la puissance absorbée et du couple électromagnétique généré par la machine double étoile en cas de phases défectueuses [15].

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

Avec :

A, B et C : les phases de la première étoile ;

D, E et F : les phases de la deuxième étoile.

### 1. 3. 2 Segmentation de puissance

Dans les machines multi phases, la puissance transmise par chaque phase est réduite lorsque le nombre de phases augmente. Cela implique aussi la réduction de la puissance dans chaque bras du convertisseur statique. Cet avantage permet de réaliser des convertisseurs statiques avec des composants semi-conducteurs de puissance réduite avec une fréquence de découpage plus élevée, comme c'est le cas pour les IGBTs.

### 1. 3. 3 Réduction des harmoniques du couple

La figure 1.1 [16], montre la comparaison faite entre les harmoniques du couple électromagnétique en supposant que la force électromotrice pour les trois machines à 3, 5 et 7 phases a une répartition sinusoïdale, que la fréquence du courant d'alimentation est égale à 50 Hz et la vitesse du rotor est constante. Les forces temporelles et fréquentielles des couples sont présentées pour une même valeur du couple moyen.

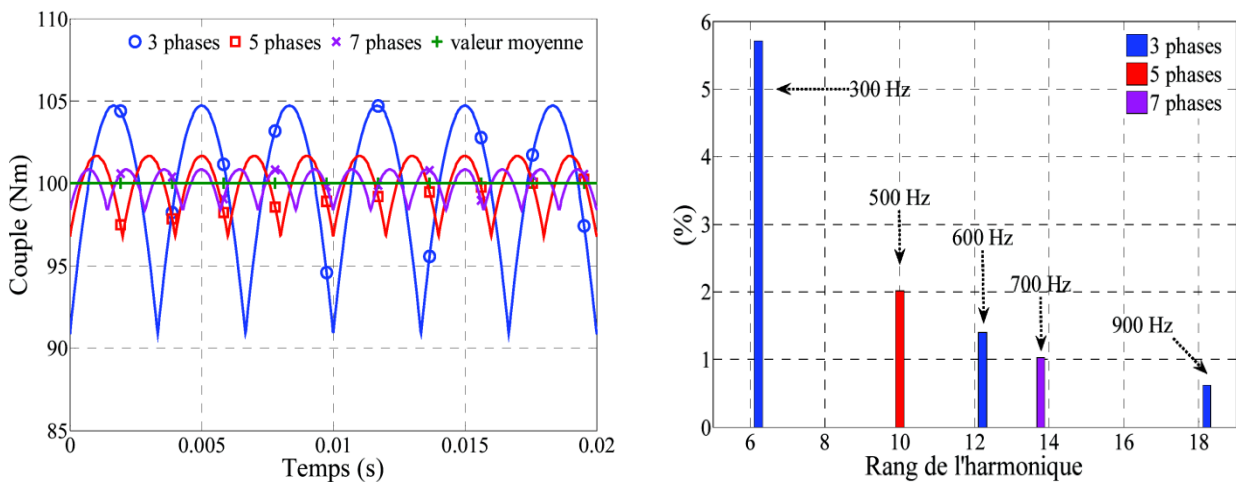


Figure 1-1 : Représentation des couples électromagnétiques développés par les machines 3, 5 et 7 phases

A partir de la figure ci-dessus, on constate qu'à chaque fois que le nombre de phases augmente, les amplitudes d'ondulations diminuent et leurs fréquences sont élevées avec l'élimination de quelques rangs d'harmoniques selon le nombre de phases [17].

### 1. 3. 4 Réduction des pertes

La figure 1.2 présente une comparaison des différentes pertes dans deux types de machines : une triphasée et l'autre à six phases.

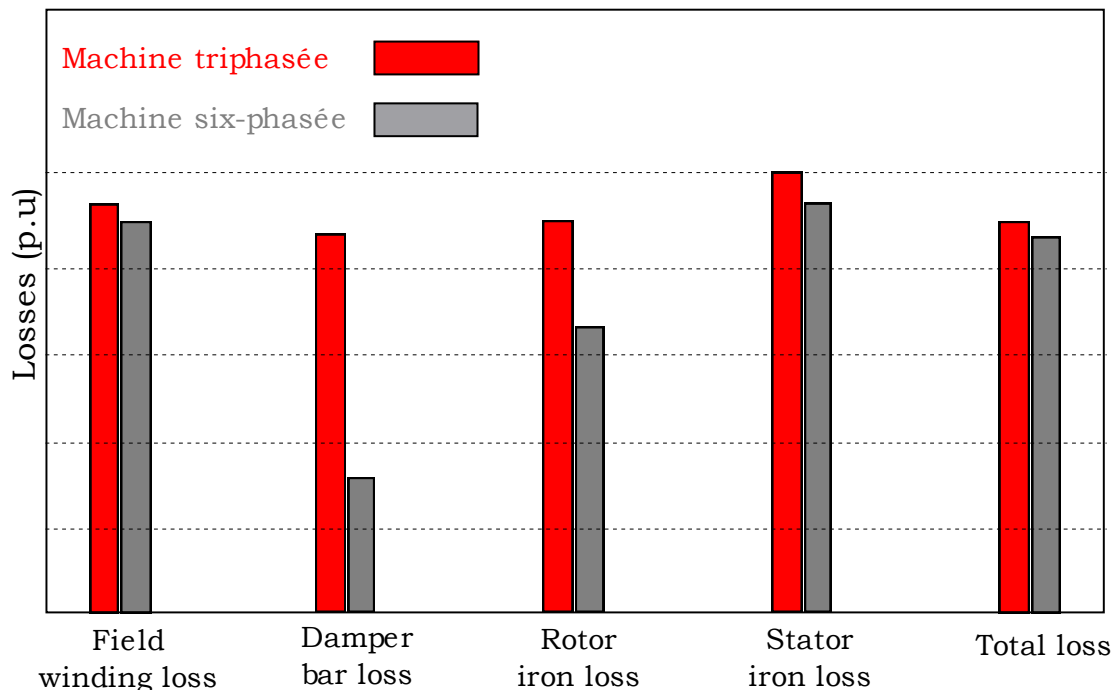


Figure 1-2 : Amélioration des pertes d'une machine synchrone à six phases par rapport à une machine synchrone triphasée [18].

Les principales différences entre les deux types de machines en termes de pertes sont :

- Les pertes dans les barres d'amortissement « Damper bar loss » sont faibles dans la Machine six-phasée. Elles sont dues à la forme de FMM (force magnéto motrice) du stator qui est plus lisse comparativement à celle de la machine triphasée ;
- Les pertes de fer du rotor « Rotor iron loss » sont aussi faibles dans la machine six-phasée ; cependant les pertes totales de fer sont faibles et sont dues à la réduction de courants statoriques dans la machine de six phases ;
- Les pertes totales de la machine à six phases sont faibles par rapport à celle de la machine triphasée, ce qui améliore le rendement de la machine six-phasée.

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

### 1. 4 Application des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont très utilisées dans les applications industrielles de forte puissance comme par exemple : la machine à induction pour la propulsion électrique de navire à

15 phases comportant 3 étoiles (chaque étoile de 5 phases) de puissance 20 MW réalisée par la société Alstom ; la machine synchrone de six phases de puissance 25 MW pour un turbo compresseur ; le moteur de cinq-phases à aimants permanents de puissance 5 kW alimenté par des courants de forme carré BDCM (Brischless Direct Current Motor) développé pour la propulsion d'un véhicule électrique [19].

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 à fonctionner. 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.

Le tableau suivant donne quelques machines synchrones et leurs utilisations

Tableau 1-2 : Quelques machines synchrones et leurs utilisations.

Nombre de phases	Puissance	Domaine d'application
<b>12</b>	1.7 à 5 MW	Sous-marins
<b>9</b>	1.4 MW	Générateur
<b>6</b>	600 kW	Eolienne

G.K Singh dans [20], a présenté la modélisation et l'analyse de la machine double étoile en fonctionnement générateur, ainsi que plusieurs de ses performances.

La machine double étoile est introduite dans les systèmes éoliens de production d'énergie électrique comme montré sur la figure ci-dessous. 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, figure 1.3.

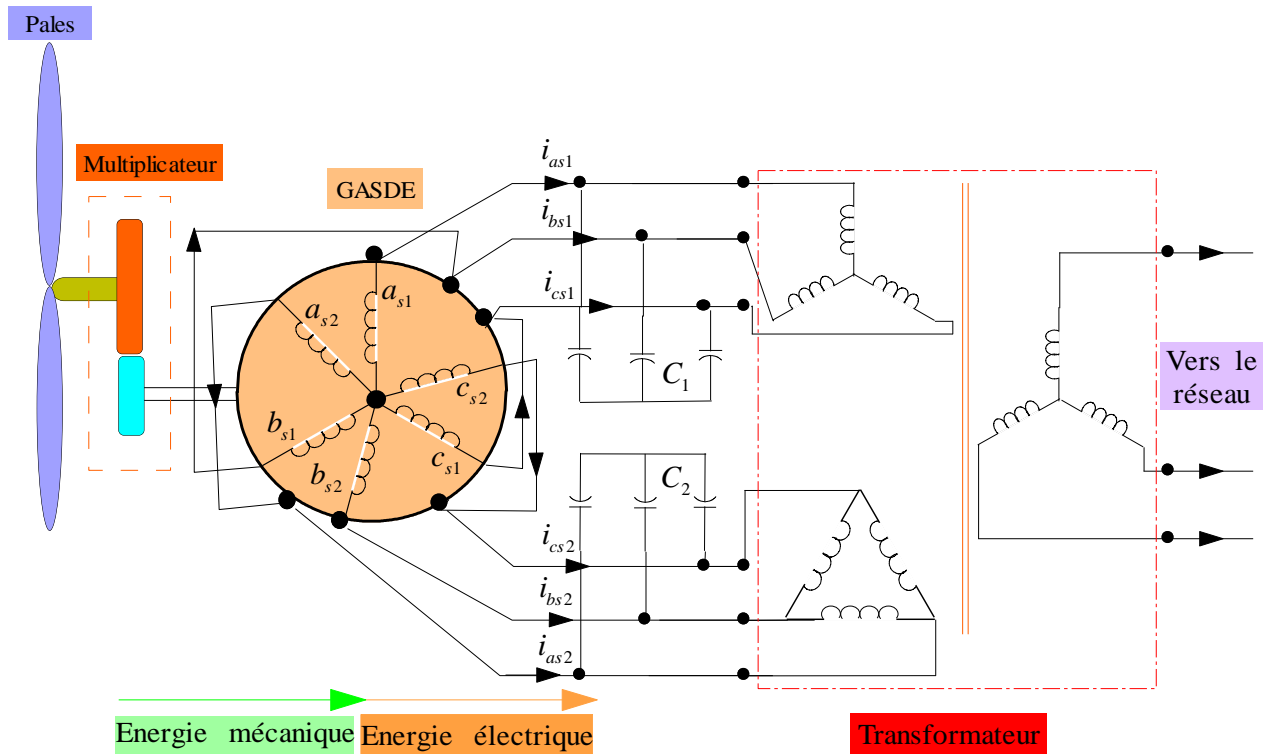


Figure 1-3 : Machine synchrone de six phases utilisées dans l'éolien.

Les autres applications spécifiques concernant la possibilité de couplage des 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 figure 1.4 [21] représente la connexion en série d'une machine asynchrone double étoile avec une machine asynchrone triphasée.

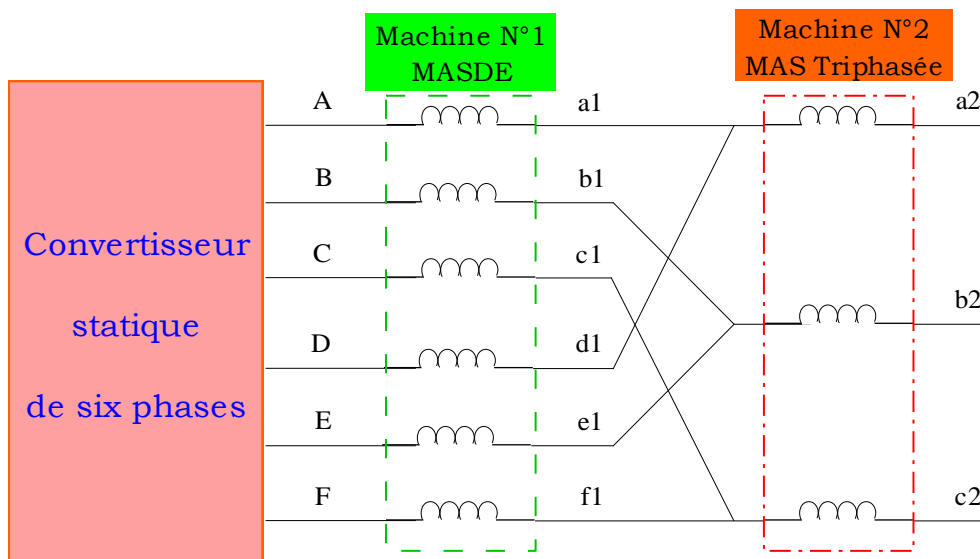


Figure 1-4 : MASDE connectée en série avec MAS.

### 1. 5 Inconvénients des Machines Multi phasées

Malgré ces avantages, les machines multi phasées présentent quelques inconvénients qui sont :

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. Comme le montre cette figure ci-dessous, pour l'onduleur de tension à deux (2) niveaux, on a une différence de 36 interrupteurs de plus dans la machine à 15 phases par rapport à six phases, 90 interrupteurs de plus pour les onduleurs à trois niveaux et 108 interrupteurs de plus pour les convertisseurs matriciels.

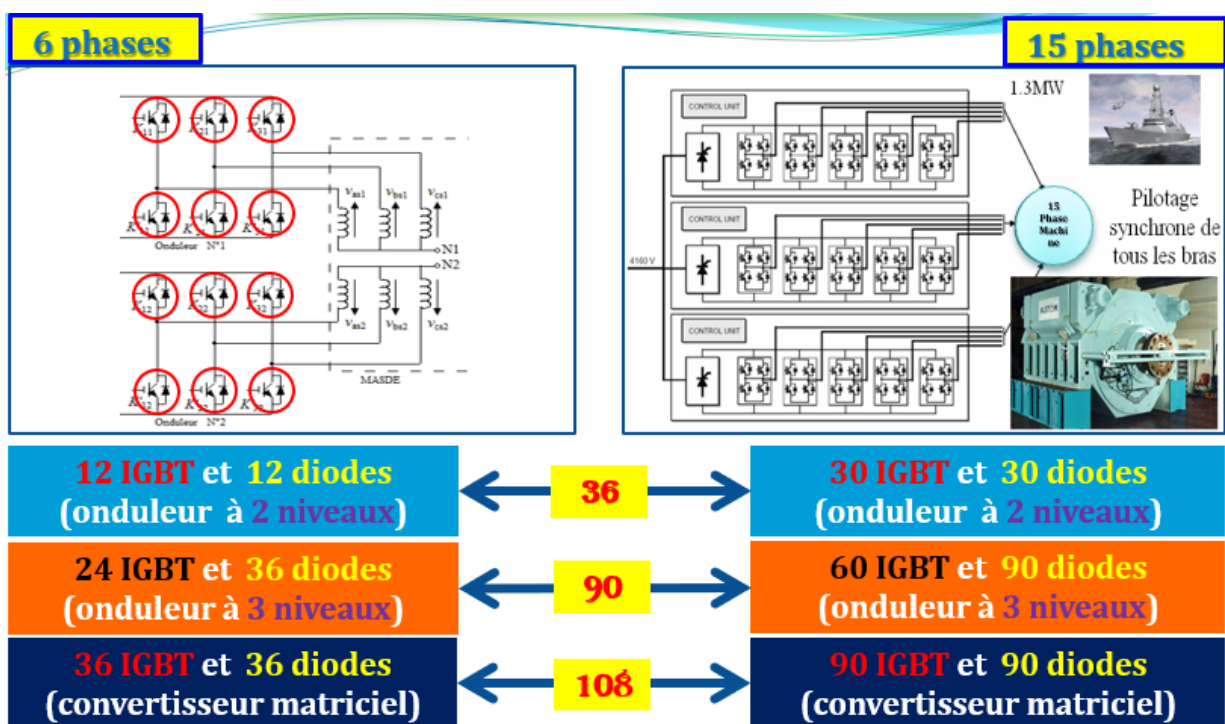


Figure 1-5 : Comparaison entre les machines à six phases et à 15 phases

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 Commande de la Machine asynchrone double étoile (MASDE)

Durant ces dernières décennies, plusieurs travaux de recherche ont été dédiés à la commande de la machine asynchrone double étoile. Dans [22] et [23], les auteurs proposent une technique de commande par mode glissant de ce type de machine. Cette méthode qui a été utilisée pour l'entraînement à vitesse variable a permis d'obtenir de bonnes performances de poursuite, ainsi

qu'une dynamique rapide et d'un temps de réponse court. Cependant, cet algorithme de commande représente trois inconvénients majeurs : premièrement cette commande exige des informations précises sur l'évolution du système dans l'espace d'état; deuxièmement, l'existence d'erreur statique au niveau de la réponse de la vitesse lors d'application d'un couple de charge; troisièmement, l'utilisation de la fonction de commutation dans la loi de commande pour assurer le passage de la phase d'approche à celle du glissement qui cause un phénomène de broutement produit par les variations brusques et rapides du signal de commande.

Pour améliorer la commande précédente [24, 25] proposent une solution aux problèmes de poursuite de trajectoire et de broutement en utilisant un régulateur plus robuste de type adaptatif. Dans ce domaine, plusieurs commandes adaptatives ont été développées dans la littérature où l'adaptation est faite par un système flou, ou par des réseaux de neurones. Dans [26] par exemple, les auteurs combinent les meilleures performances d'auto-organisation d'un régulateur flou avec la technique mode glissant afin de diminuer le temps de réponse et garantir une grande précision du système non linéaire. La commande par mode glissant assure la convergence du système en se basant sur la compensation de l'erreur. Cette caractéristique est perfectionnée dans [27] où l'auteur fait appel à la logique floue pour ajuster la surface de glissement d'un contrôleur par mode glissant. Plus encore [25] et [28] ont effectués une estimation et une adaptation d'un gain glissant par l'expertise flou.

[25] développe une commande directe par orientation du flux rotorique (DRFOC) pour une MASDE alimentée par deux convertisseurs matriciels. Les paramètres du régulateur proportionnel-intégral utilisé pour contrôler la vitesse sont générés par un système de logique floue. Cette méthode de contrôle a montré une grande robustesse par rapport à la variation paramétrique ; cependant, des tests de simulation ont montré une vulnérabilité contre les défauts d'alimentation. [28] a amélioré la méthode précédente en utilisant un régulateur flou type-2 pour générer les paramètres des régulateurs PI. Les résultats de simulations ont montré une grande robustesse vis à vis des défauts de la MASDE surtout au niveau des onduleurs ; mais présente un inconvénient de manque d'expertise.

Dans [29], une commande indirecte par orientation du flux rotorique (IRFOC) a été effectuée en utilisant six régulateurs flous pour la vitesse, le flux et les quatre courants statoriques, le seul inconvénient de cette combinaison de commande reste le grand nombre de règles floues utilisées (49x6). Dans [30], l'auteur propose une commande directe du couple en utilisant un régulateur flou-glissant pour contrôler la vitesse. L'avantage majeur de cette stratégie de commande est le

nombre réduit de règles floues. Les résultats de simulation ont donné un suivi de références satisfaisant en minimisant l'effet indésirable de la chattering causé par le mode glissant ; cependant, cette recherche requiert une amélioration de réglage du flux rotorique et du couple pour atténuer les ondulations. [31] a réduit les règles floues à quatre seulement pour une commande indirecte (IRFOC). Cette nouvelle commande a réduit le temps de calcul, mais présente un temps de réponse un peu long et une robustesse insatisfaisante contre les perturbations du couple de charge.

Pour éviter les problèmes de défaillance des capteurs mécaniques [32] propose une version de commande floue-vectorielle sans capteur de vitesse. La robustesse de cette structure de contrôle n'a pas été prouvée sur une grande gamme de vitesses, spécialement avec les faibles vitesses.

## 1. 7 Conclusion

Dans ce chapitre, 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 domaines d'utilisation. Il est à noter que ces machines trouvent leurs utilisations dans les applications où la fiabilité est de première importance. Dans le cas général, il n'y pas de méthode préétablie pour le choix du nombre de phases de la machine.

On peut souligner que parmi les machines multi phases les plus étudiées, on trouve la machine à induction à cage à 5 et 6 phases et la machine synchrone à aimants permanents à 6 et 7 phases. La machine double étoile de rotor à cage présente un bon compromis technico-économique.

Aussi, nous avons effectué un examen des récentes études et travaux effectués sur la commande de la machine asynchrone double étoile par différentes techniques de commande et combinaisons de structures de contrôle. Les avantages et les inconvénients des différentes lois de commandes nous motivent à développer de nouvelles stratégies plus efficace et plus simple à implanter.



---

## Chapitre 2 : Modélisation de MASDE et son alimentation

---

### 2. 1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons concevoir la modélisation de la machine asynchrone double étoile qui nécessite un modèle mathématique simplifié vue la complexité de la géométrie de la MASDE. Pour élaborer des équations simples, on fait appel à des hypothèses simplificatrices. Premièrement on conçoit le modèle par des équations électriques et mécaniques de la machine dans un repère classique triphasé ; ensuite, on utilise la transformée de *Park* pour réduire l'ordre d'état du système [33].

En ce qui concerne l'alimentation électrique de la MASDE, on a utilisé deux onduleurs multi-niveaux de type « H-Bridge Cascade », afin de réduire le problème des harmoniques enregistrées avec les anciennes recherches dans ce domaine. Pour prouver l'efficacité de l'alimentation électrique proposée, on a procédé à une étude comparative avec un onduleur traditionnel triphasé à deux niveaux.

### 2. 2 Description de la MASDE

La machine asynchrone double étoile se compose de deux étoiles fixes décalés entre eux d'un angle électrique  $\alpha = 30^0$  ; c'est-à-dire d'un angle mécanique  $p.\alpha$  et d'un rotor mobile à cage d'écureuil. Chaque étoile est composée de trois enroulements identiques. Les trois enroulements du rotor sont considérés comme des circuits triphasés en court-circuit.

La figure 2.1 schématise la MASDE tout en représentant la position des axes d'enroulements des neuf phases ; six phases pour le stator et trois phases pour le rotor [17][34].

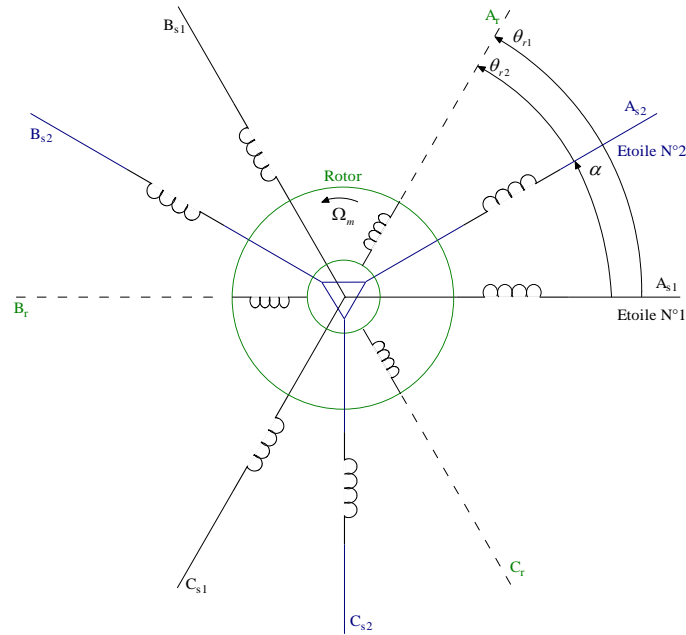


Figure 2-1 : Représentations des enroulements de la MASDE.

### 2. 3 Hypothèses simplificatrices

Pour le modèle considéré de la machine, il faut introduire les hypothèses suivantes [35] :

- La machine est de construction symétrique ;
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable ;
- La force magnétomotrice est à répartition spatiale sinusoïdale ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire) [36, 37] ;
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1 et 2) est négligeable.

### 2. 4 Modèle naturel de la MASDE

#### 2. 4. 1 Equations électriques

En appliquant les hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, les équations électriques du stator 1, du stator 2 et du rotor peuvent être exprimées comme suit :

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s1}] \quad (2.1)$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s2}] \quad (2.2)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (2.3)$$

Où les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont donnés par :

$$\begin{aligned} [V_{s1}] &= [v_{sa1} \quad v_{sb1} \quad v_{sc1}]^T, & [V_{s2}] &= [v_{sa2} \quad v_{sb2} \quad v_{sc2}]^T, & [V_r] &= [v_{ra} \quad v_{rb} \quad v_{rc}]^T; \\ [I_{s1}] &= [i_{sa1} \quad i_{sb1} \quad i_{sc1}]^T, & [I_{s2}] &= [i_{sa2} \quad i_{sb2} \quad i_{sc2}]^T, & [I_r] &= [i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^T; \\ [\Phi_{s1}] &= [\varphi_{sa1} \quad \varphi_{sb1} \quad \varphi_{sc1}]^T, & [\Phi_{s2}] &= [\varphi_{sa2} \quad \varphi_{sb2} \quad \varphi_{sc2}]^T, & [\Phi_r] &= [\varphi_{ra} \quad \varphi_{rb} \quad \varphi_{rc}]^T; \\ [R_{s1}] &= R_{s1} [ID]_{3 \times 3}, & [R_{s2}] &= R_{s2} [ID]_{3 \times 3}, & [R_r] &= R_r [ID]_{3 \times 3}. \end{aligned}$$

Avec :

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

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

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

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

### 2. 4. 2 Equations magnétiques

La représentation matricielle des flux statoriques et rotoriques pour les deux étoiles en fonction des courants est donnée par [38, 39] :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{1,1}] & [L_{1,2}] & [L_{1,r}] \\ [L_{2,1}] & [L_{2,2}] & [L_{2,r}] \\ [L_{r,1}] & [L_{r,2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_{s,1}] \\ [I_{s,2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Avec :

$$[L_{2,2}] = \begin{bmatrix} (L_2 + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_2 + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_2 + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_r + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_r + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$[L_{1,2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$[L_{1,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$[L_{2,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha - \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$[L_{2,1}] = [L_{1,2}]^t, \quad [L_{r,1}] = [L_{1,r}]^t, \quad [L_{r,2}] = [L_{2,r}]^t, \quad L_{ms} = L_{mr} = L_{sr} = \frac{3}{2} L_m.$$

### 2. 4. 3 Equation mécanique

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

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \cdot \Omega \quad (2.10)$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{P} \quad (2.11)$$

D'autre part :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.12)$$

#### 2. 4. 4 Couple Electromagnétique

A partir de la dérivée partielle du stockage d'énergie par rapport à l'angle mécanique de rotation, on peut établir l'expression du couple électromagnétique comme suit [37]:

$$C_{em} = \frac{d}{d\theta_m} \omega = p \frac{d}{d\theta_e} \omega \quad (2.13)$$

Avec :

$$\omega = \frac{1}{2} [ [I_{s1}]^T [\Phi_{s1}] + [I_{s2}]^T [\Phi_{s2}] + [I_r]^T [\Phi_r] ] \quad (2.14)$$

A partir de (2.13) et (2.14), l'expression du couple électromagnétique peut être réécrite comme suit :

$$C_{em} = \frac{p}{2} \left[ [L_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [I_r]^T + [I_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [I_r]^T \right] \quad (2.15)$$

Avec :

$\theta_m$  : L'angle mécanique ;

$\theta_e$  : L'angle électrique ;

$p$  : Le nombre de pair de pôle.

#### 2. 5 Modèle de Park de la MASDE

Pour le passage du système triphasé au système biphasé, on fait appel à la transformation de Park :

$$[G_{dqo}] = [A_p] [G_{abc}] \quad (2.16)$$

$[A_p]$  est la matrice générale de Park, qui s'exprime comme suit :

$$[A_p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$[G_{abc}]$  : Les grandeurs triphasées équilibrées ;

$[G_{dqo}]$  : Les grandeurs biphasées dans le repère  $(d, q)$ .

### 2. 5. 1 Equations électriques

Les équations électriques de la MASDE se présentent comme suit [40-43] :

➤ Pour le stator 1 :

$$\begin{cases} v_{sd1} = R_{s1} i_{sd1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd1} - \omega_{coor} \varphi_{sq1} \\ v_{sq1} = R_{s1} i_{sq1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq1} + \omega_{coor} \varphi_{sd1} \end{cases} \quad (2.18)$$

➤ Pour le stator 2 :

$$\begin{cases} v_{sd2} = R_{s2} i_{sd2} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd2} - \omega_{coor} \varphi_{sq2} \\ v_{sq2} = R_{s2} i_{sq2} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq2} + \omega_{coor} \varphi_{sd2} \end{cases} \quad (2.19)$$

➤ Pour le rotor :

Puisque le rotor est en court-circuit, on peut écrire :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_{coor} - \omega_r) \varphi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + (\omega_{coor} - \omega_r) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.20)$$

Où  $\omega_{coor}$  représente la vitesse de coordonnée. Elle peut prendre trois valeurs différentes où chacune d'elles présente un repère :

$\omega_{coord} = 0$  - Repère lié au stator ;

$\omega_{coord} = \omega_r$  - Repère lié au rotor ;

$\omega_{coord} = \omega_s$  - Repère lié au champ tournant.

## 2. 5. 2 Equations magnétiques

En suivant la même méthode utilisée avec les équations électriques, on introduira la transformée de *Park* sur les expressions du flux. Après calculs et transformations, on obtient [38] [44, 45] :

$$\begin{cases} \varphi_{sd1} = L_{s1}i_{sd1} + L_{ms}(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq1} = L_{s1}i_{sq1} + L_{ms}(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{sd2} = L_{s2}i_{sd2} + L_{ms}(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq2} = L_{s2}i_{sq2} + L_{ms}(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_{ms}(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_{ms}(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases} \quad (2.21)$$

Avec :

$$\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_r = \frac{3}{2}M_{sr} = L_m \quad (2.22)$$

Où  $L_m$  est l'inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, le stator 2 et le rotor.

## 2. 5. 3 Couple électromagnétique

Afin d'établir la formule du couple dans le repère de Park, il faut déterminer en premier lieu l'expression de la puissance absorbée instantanée sachant que celle-ci sera conservée après la transformation. Pour cela, on peut mettre cette égalité sous la forme :

$$P_{abs} = v_{sd1}i_{sd1} + v_{sq1}i_{sq1} + v_{sd2}i_{sd2} + v_{sq2}i_{sq2} \quad (2.23)$$

En remplaçant les tensions statoriques  $v_{sd1}$ ,  $v_{sq1}$ ,  $v_{sd2}$  et  $v_{sq2}$  par leurs expressions (2.21) dans l'équation (2.23) on trouve :

$$P_{abs} = \underbrace{R_{s1}i_{sd1}^2 + R_{s1}i_{sq1}^2 + R_{s2}i_{sd2}^2 + R_{s2}i_{sq2}^2}_{\text{terme1}} + \underbrace{\omega_{coord}(\varphi_{sd1}i_{sq1} - \varphi_{sq1}i_{sd1} + \varphi_{sd2}i_{sq2} - \varphi_{sq2}i_{sd2})}_{\text{terme2}}$$

$$\underbrace{+\frac{d}{dt}\varphi_{sd1}i_{sd1} + \frac{d}{dt}\varphi_{sq1}i_{sq1} + \frac{d}{dt}\varphi_{sd2}i_{sd2} + \frac{d}{dt}\varphi_{sq2}i_{sq2}}_{\text{terme3}} \quad (2.24)$$

Où :

Le *terme 1* représente les pertes joule ;

Le *terme 2* représente la puissance électromagnétique emmagasinée ;

Le *terme 3* représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique en admettant que les pertes fer sont négligeables.

La relation universelle de la puissance électromagnétique est donnée par :

$$P_{em} = \omega C_{em} \quad (2.25)$$

A partir du deuxième terme de l'équation (2.24) et de l'équation (2.25), on déduit l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p(\varphi_{sd1}i_{sq1} + \varphi_{sd2}i_{sq2} - \varphi_{sq1}i_{sd1} - \varphi_{sq2}i_{sd2}) \quad (2.26)$$

On peut aussi obtenir une autre expression du couple électromagnétique à partir des équations des flux statoriques en remplaçant leurs expressions dans :

$$C_{em} = pL_m [(i_{sq1} + i_{sq2})i_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2})i_{rq}] \quad (2.27)$$

La formule du couple électromagnétique la plus utilisée dans la littérature est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{sq1} + i_{sq2})\varphi_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2})\varphi_{rq}] \quad (2.28)$$

La dernière formule est obtenue en faisant un simple remplacement des courants rotoriques obtenus de l'équation (2.21) dans (2.27).

## 2. 6 Mise sous Forme d'Equation d'Etat

Pour contrôler la machine il nous faut un modèle d'état, la représentation d'état de la machine n'est pas unique, mais dans notre travail nous avons choisi ce modèle d'état qui prend le flux comme variable d'état :

$$\dot{X} = A.X + B.U \quad (2.29)$$

Telles que :



$$X = \begin{bmatrix} \varphi_{sd1} \\ \varphi_{sq1} \\ \varphi_{sd2} \\ \varphi_{sq2} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix}; \quad \dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{sd1} \\ \dot{\varphi}_{sq1} \\ \dot{\varphi}_{sd2} \\ \dot{\varphi}_{sq2} \\ \dot{\varphi}_{rd} \\ \dot{\varphi}_{rq} \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} v_{sd1} \\ v_{sq1} \\ v_{sd2} \\ v_{sq2} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

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

## 2. 7 Modélisation de l'alimentation

La commande de la vitesse ou du couple de la MASDE se réalise par la variation simultanée sur la fréquence et l'amplitude de la tension statorique. Pour atteindre à cet objectif, nous avons le choix entre l'utilisation d'une alimentation à base d'onduleurs, ou bien à base des convertisseurs matriciels.

Dans notre étude, le choix s'est porté sur l'alimentation à base d'onduleurs. Par conséquent, chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées.

L'alimentation de la machine est assurée par un ensemble composé d'un redresseur, d'un filtre RLC et de deux onduleurs MLI.

### 2. 7. 1 Modélisation du redresseur

Les convertisseurs statiques utilisés dans cette recherche sont des redresseurs triphasés double alternances à diodes, figure 2.2. Leur rôle est d'assurer la conversion d'énergie à courant alternatif vers celle à courant continu. Ils sont alimentés par une source de tension alternative.

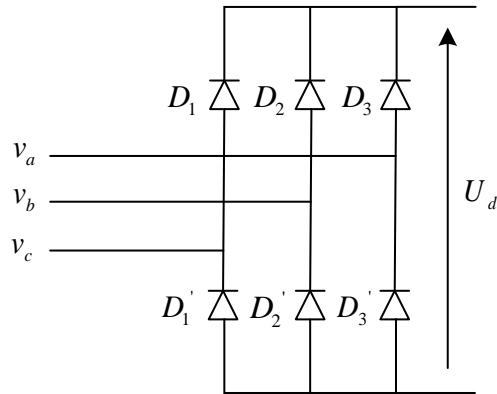


Figure 2-2 : Redresseur à diodes.

Pendant chaque séquence de conduction, la tension de sortie du redresseur est :

$$U_d = \text{Max} [v_a, v_b, v_c] - \text{Min} [v_a, v_b, v_c]$$

Le schéma de la figure 2.3 montre l'allure du système de tensions triphasées ( $v_a, v_b, v_c$ ) à l'entrée du pont redresseur ainsi que la tension redressée  $U_d$  à la sortie de celui-ci.

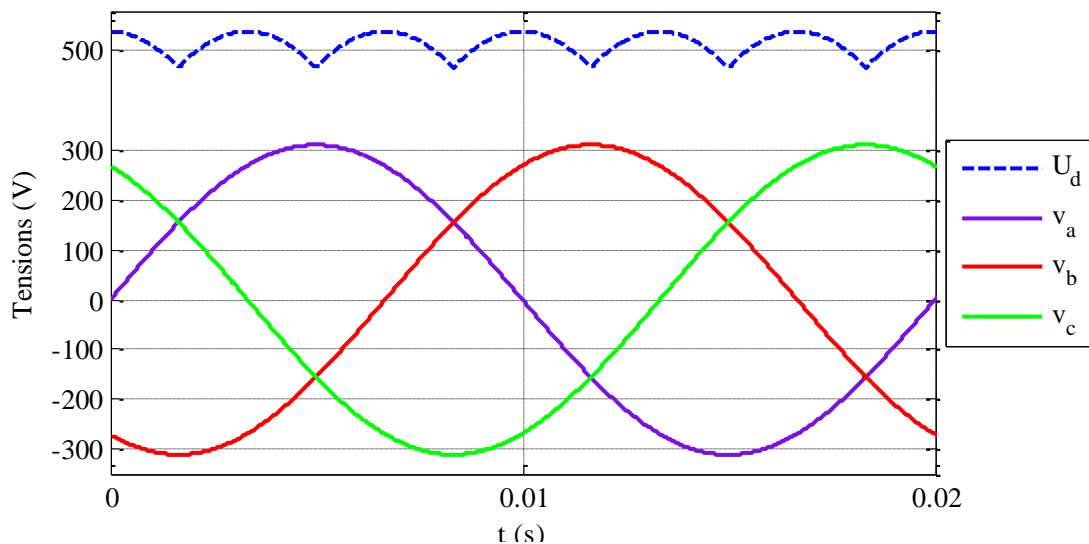


Figure 2-3 : Les tensions d'alimentation et la tension redressée.

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :  $U_{d\text{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} v_{\text{max}}$ .

Pour atténuer les ondulations présentes sur la tension redressée  $U_d$ , on ajoute un filtre passe bas (L-C).

### 2. 7. 2 Modélisation du filtre

La tension délivrée par le redresseur a un taux d'ondulation élevé, pour cette raison, on utilise un filtre passe bas, la modélisation de ce filtre est représentée par les équations suivantes :

$$\frac{dU_f}{dt} = \frac{(I_d - I_f)}{C_f} \quad (2.30)$$

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{(U_d - U_f - R_f I_d)}{L_f} \quad (2.31)$$

Où :  $R_f$  et  $L_f$ , Les parties résistive et inductive de la bobine respectivement.

- Le rôle du condensateur  $C_f$  est de filtrer les ondulations de tension, de fournir de l'énergie réactive à la machine et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.
- Le rôle de la bobine  $L_f$  est de lisser le courant  $I_d$  à travers la source de tension.

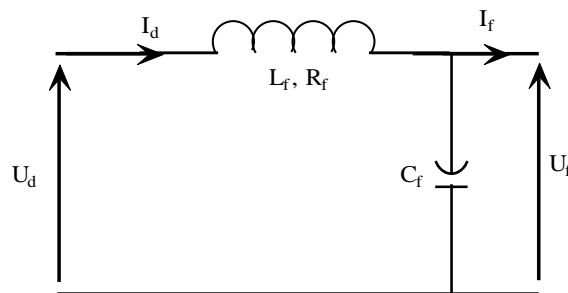


Figure 2-4 : Schéma électrique du filtre L-C.

L'identification des paramètres du filtre nécessite l'établissement de sa fonction de transfert ; donc à partir de (2.30) et (2.31), on a :

$$F(S) = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{L_f C_f \cdot S^2 + R_f C_f \cdot S + 1} \quad (2.32)$$

La pulsation de coupure est donnée par :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} - \left(\frac{R_f}{L_f}\right)^2} = 2\pi f_c \quad (2.33)$$

Les paramètres du filtre sont choisis de telle façon à assurer l'élimination des harmoniques d'ordre supérieur à deux, donc on pose :

$$\omega_c \leq 2\pi f \quad (2.34)$$

Où  $f = 50\text{Hz}$  représente la fréquence de réseau.

La figure ci-dessous (figure 2.5) représente la courbe de la tension filtrée  $U_f$ .

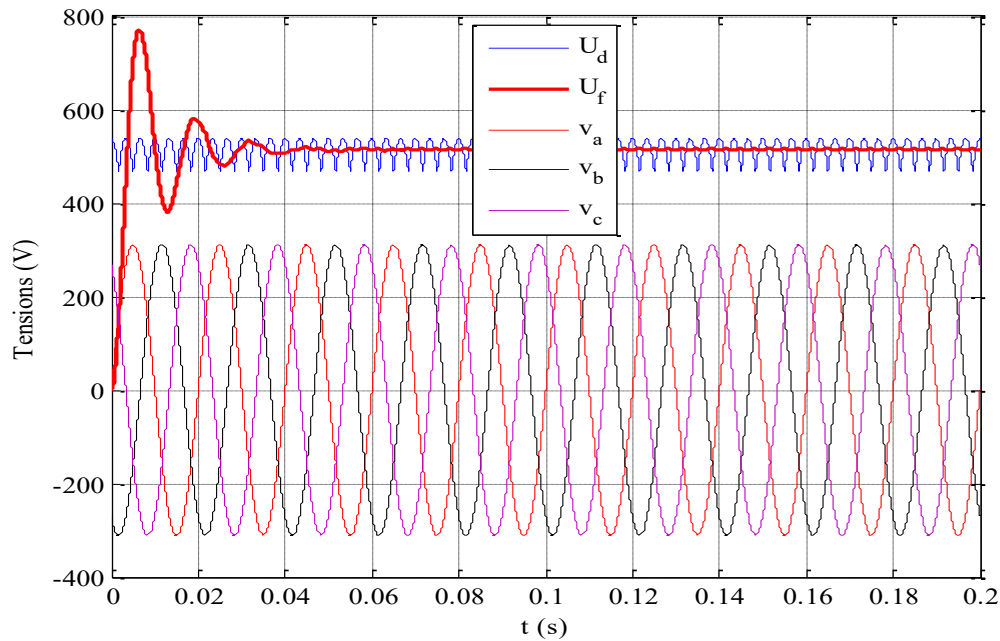


Figure 2-5 : L'évolution de la tension filtrée.

## 2. 8 Modélisation de l'onduleur de tension à commande M.L.I

### 2. 8. 1 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur autonome à commande M.L.I est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative à fréquence fixe ou variable [46]. Chaque stator de la MASDE est connecté à un onduleur triphasé à commutation commandée. La figure 2.6 montre le schéma général d'un onduleur à deux niveaux. Ce dernier est constitué de trois bras où chacun d'eux est composé de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits, généralement l'interrupteur est représenté par une paire transistor-diode et modélisé par deux états logiques :

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur } i \text{ est fermé } (K_i \text{ conduit et } K_i' \text{ bloqué)} \\ 0 & \text{l'interrupteur } i \text{ est ouvert } (K_i \text{ bloqué et } K_i' \text{ conduit)} \end{cases} \quad (2.35)$$

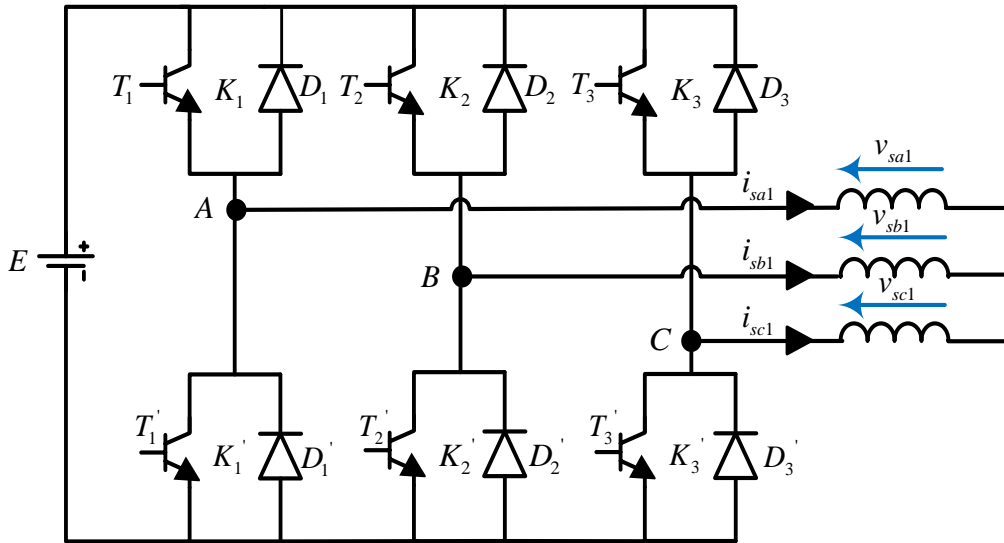


Figure 2-6 : Schéma général d'un onduleur à deux niveaux.

Les tensions composées sont :

$$\begin{cases} V_{AB} = v_{sa1} - v_{sb1} = E(f_1 - f_2) \\ V_{BC} = v_{sb1} - v_{sc1} = E(f_2 - f_3) \\ V_{CA} = v_{sc1} - v_{sa1} = E(f_3 - f_1) \end{cases} \quad (2.36)$$

Puisque les tensions simples  $v_{sa1}$ ,  $v_{sb1}$  et  $v_{sc1}$  constituent un système triphasé équilibré, alors on peut écrire :

$$v_{sa1} + v_{sb1} + v_{sc1} = 0 \quad (2.37)$$

En exploitant les équations (2.35), (2.36) et (2.37), la modélisation de l'onduleur peut être représentée sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sa1} \\ v_{sb1} \\ v_{sc1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

### 2. 8. 2 Commande par modulation sinus-triangle

La stratégie de commande M.L.I sinus triangle est basée sur une comparaison entre une tension modulante basse fréquence qui représente la tension de référence et une tension porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les points d'intersection entre la porteuse et la modulante

déterminent les instants de commutation, la fréquence de cette commutation est fixée par la porteuse [33].

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$\begin{cases} V_p(t) = V_{pm} \left[ +4 \left( \frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_p(t) = V_{pm} \left[ -4 \left( \frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} < t \leq T_p \end{cases} \quad (2.39)$$

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

1. L'indice de modulation  $m$  égale au rapport de la fréquence de modulation ( $f_p$ ) sur la fréquence de référence ( $f$ ),  $m = \frac{f_p}{f}$ .
2. Le coefficient de réglage en tension  $r$  égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence ( $v_m$ ) à la valeur crête de l'onde de modulation ( $v_{pm}$ ),  $r = \frac{v_m}{v_{pm}}$ .

## 2. 9 Simulation numérique

### 2. 9. 1 Simulation de la MASDE alimentée par une tension sinusoïdale

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

- Pour le premier stator :

$$\begin{aligned} v_{sa1} &= v_m \sin(\omega_s t) \\ v_{sb1} &= v_m \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{sc1} &= v_m \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.40)$$

- Pour le deuxième stator :

$$\begin{aligned}
 v_{sa2} &= v_m \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{6}\right) \\
 v_{sb2} &= v_m \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\
 v_{sc2} &= v_m \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right)
 \end{aligned} \tag{2.41}$$

Avec :  $v_m = \sqrt{2}v_{eff}$

$v_{eff}$  : La valeur efficace de la tension (220V) ;

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

Le décalage entre étoile  $\alpha = 30^\circ$  a été obtenu grâce à un transformateur déphaseur étoile-triangle.

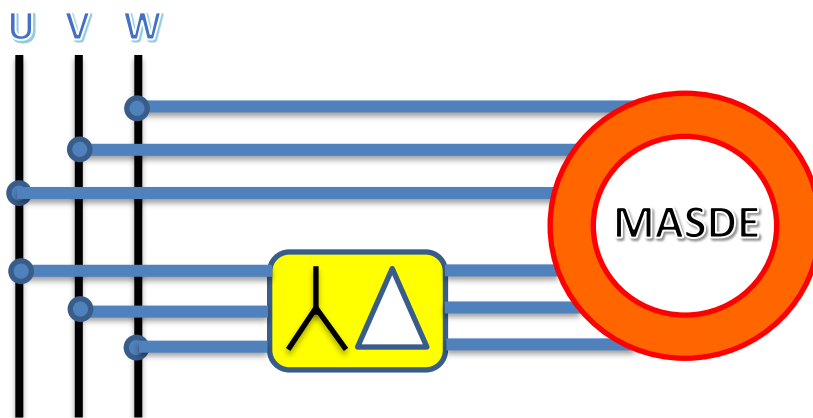


Figure 2-7 : Alimentation de la MASDE par un réseau triphasé

Les performances de la machine asynchrone double étoile alimentée par des tensions purement sinusoïdales lors de l'application d'un couple de charge nominal  $C_r = 14 \text{ N.m}$  sont représentés par la figure 2.8. Le temps du régime transitoire est de 1.5 s, la vitesse de rotor atteint 2995 tr/mn proche de la vitesse de synchronisme où elle diminue à 2753 tr/mn après l'application d'un couple de charge.

Le couple de charge présente, au démarrage, un pic de 57 N.m et des oscillations après le régime transitoire, le couple compense le couple de charge et les pertes par frottement. Il atteint une valeur de 14.285 N.m. Les courants statoriques  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  ont une forme sinusoïdale de même amplitude puisque les deux stators sont identiques ; leur amplitude au démarrage atteint la valeur de 25 A. En régime permanent, ces courants statoriques chutent jusqu'à la valeur de 5.6 A.

Le flux  $\phi_{rd}$  présente des oscillations en régime transitoire dans la zone négative, et il se stabilise à la valeur -1.067 Wb en régime établi. Le flux  $\phi_{rq}$  a des oscillations dans la zone négative et tend vers la valeur +0.186 Wb après le régime transitoire.

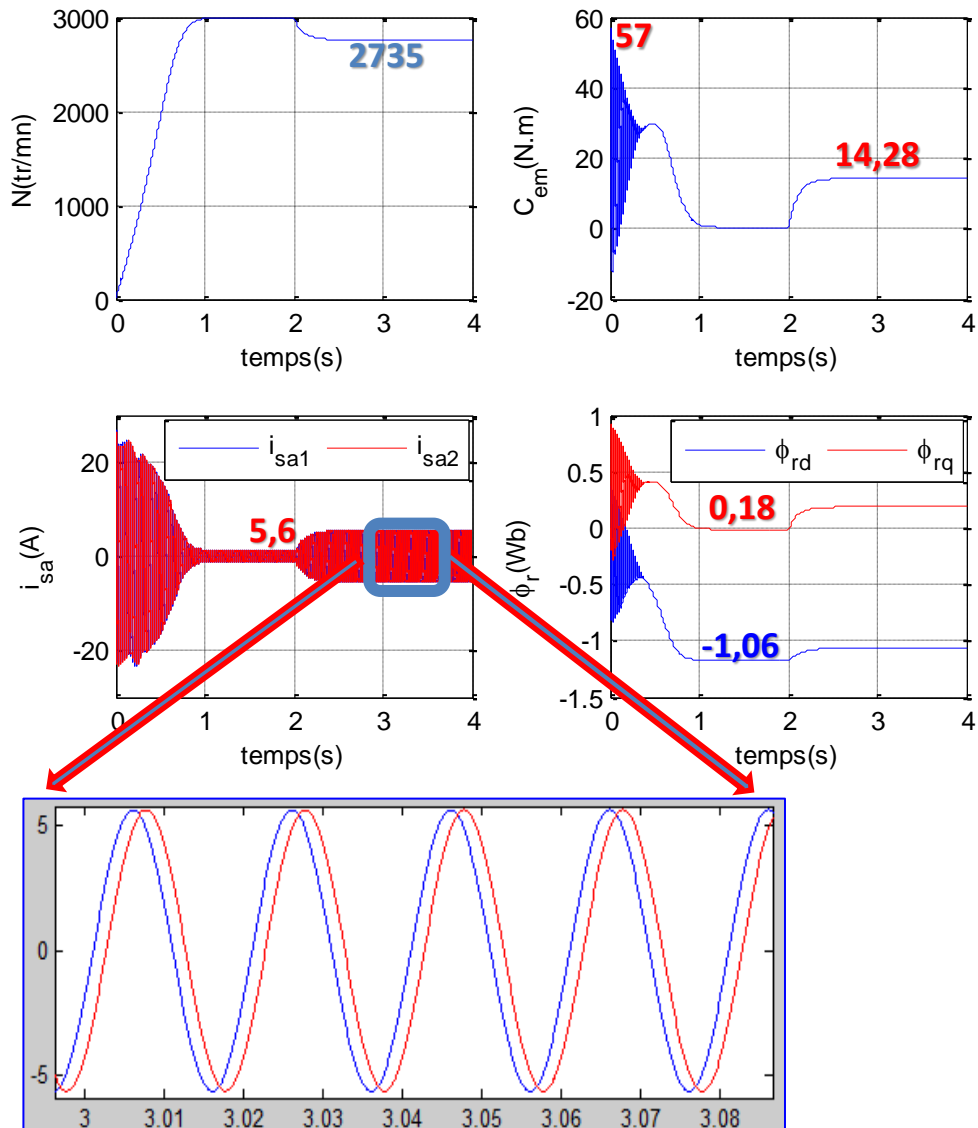


Figure 2-8 : Résultats de la MASDE alimentée par un réseau triphasé.

Pour varier la vitesse de la machine, on aura besoin de deux onduleurs de tensions triphasé qui agissent sur la fréquence et l'amplitude.



### 2. 9. 2 Simulation de la MASDE alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux

Les résultats de simulation en présence des deux onduleurs sont similaires à ceux obtenus pour une MASDE alimentée par des tensions purement sinusoïdales à l'exception de quelques ondulations causées par les harmoniques emportées par les tensions fournies à la sortie des deux onduleurs.

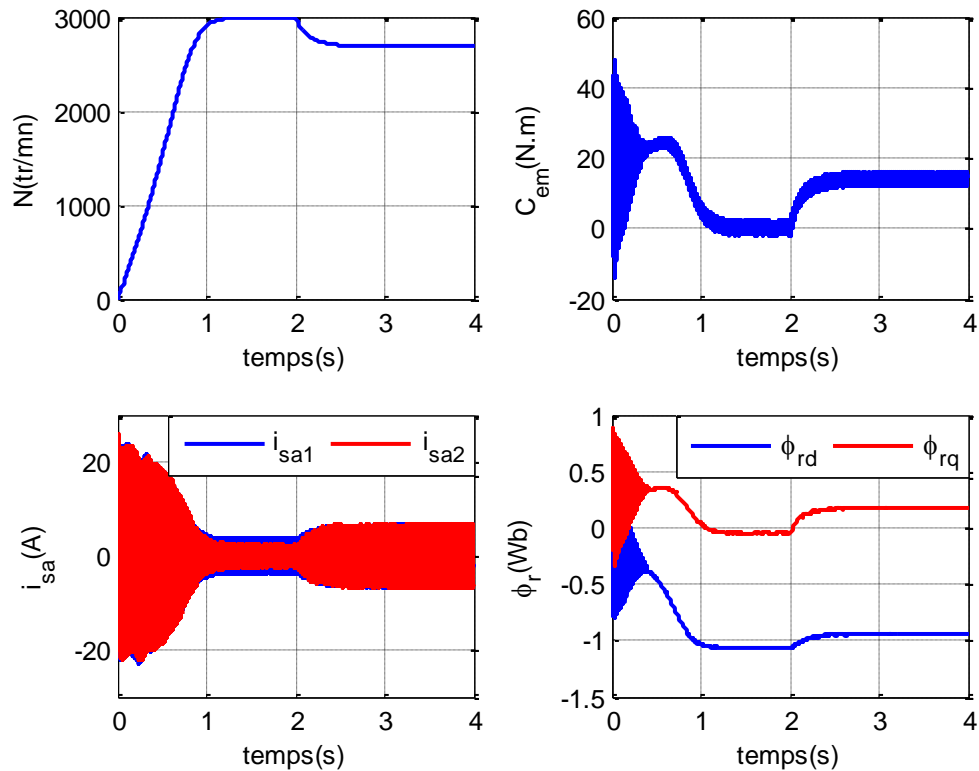


Figure 2-9 : Résultats de la MASDE alimentée par deux onduleurs.

Pour cette raison, on va utiliser des onduleurs multi-niveaux afin de réduire ce phénomène indésirable.

## 2. 10 Onduleurs multi-niveaux

Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux sont : à diode de bouclage, à condensateurs flottants et à topologie en cascade [47, 48]. Les onduleurs multi-niveaux en cascade ont plus d'avantages par rapport aux autres topologies car ils ne nécessitent aucun condensateur et diodes d'équilibrage. Les principales applications des topologie multiniveaux se trouvent généralement dans la traction et la propulsion électrique : locomotives 3kV et navires électriques.

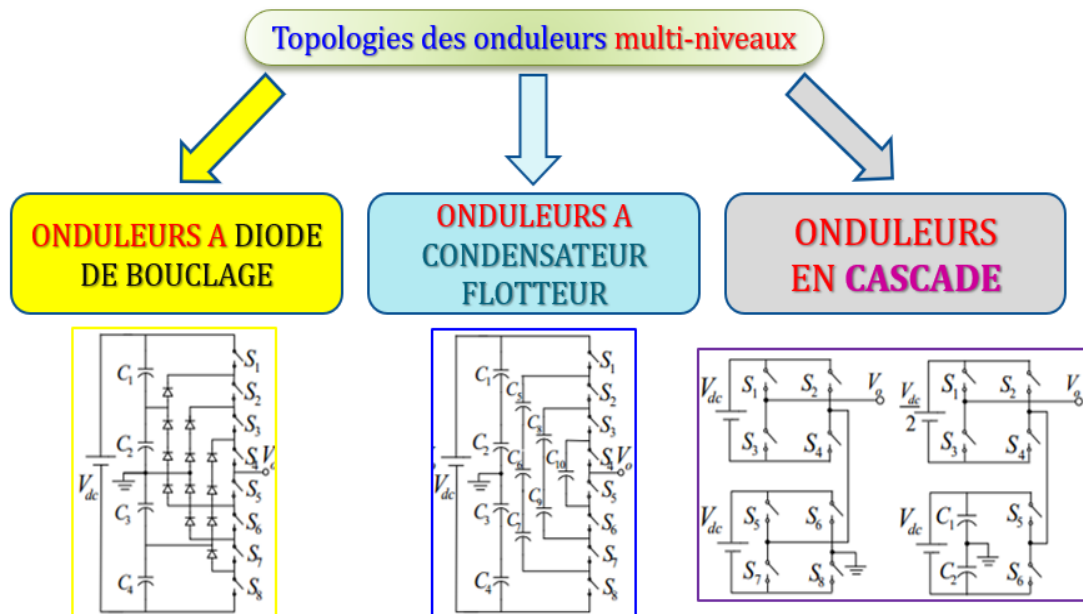


Figure 2-10 : Différentes topologie de base des onduleurs multi niveaux

Pour expliquer le fonctionnement d'un onduleur cascade, on prend un exemple de cinq niveaux qui est présenté par son schéma électrique ci-dessous. La première partie en Blue représente le pont H, la deuxième partie en rouge est les trois bras.

L'onduleur cascade hybride de cinq niveaux comporte trois bras (un bras pour chaque phase) et un pont en série avec chaque phase comme le montre la figure 2.11 [49]. Tous les signaux de commande fournis à l'onduleur hybride à multi-niveaux sont créés par une technique de modulation à largeur d'impulsion (MLI).

La figure 2.13, montre une sortie monophasée à 5 niveaux, 4 porteuses ayant la même fréquence et la même amplitude, la MLI conçue a été analysée en utilisant des méthodologies de contrôle MLI. Les cinq niveaux de tension sont :  $+v_{dc}$ ,  $+\frac{v_{dc}}{2}$ ,  $0$ ,  $-\frac{v_{dc}}{2}$ , et  $-v_{dc}$ . Pour obtenir une tension de sortie de niveau  $+v_{dc}$ , les interrupteurs  $S_1$ ,  $S_{a1}$  et  $S_{a4}$  doivent être saturés, par contre

les autres interrupteurs doivent être bloqués. Pour obtenir la tension  $v_{dc}$  à la sortie de l'onduleur par exemple, on doit additionner la tension aux bornes du condensateur  $C$  ( $\frac{v_{dc}}{2}$ ) à la source de tension  $\frac{v_{dc}}{2}$  comme le montre la figure 2.12.

Tableau 2-1 : Commutation des états dans un bras de l'onduleur cascade hybride à cinq niveaux.

Niveau de tensions	L'état de switches					
	$S_1$	$S_2$	$S_{a1}$	$S_{a2}$	$S_{a3}$	$S_{a4}$
$+ v_{dc}$	1	0	1	0	0	1
$+ \frac{v_{dc}}{2}$	1	0	1	0	1	0
0	1	0	0	1	1	0
0	0	1	1	0	0	1
$- \frac{v_{dc}}{2}$	0	1	0	1	0	1
$- v_{dc}$	0	1	0	1	1	0

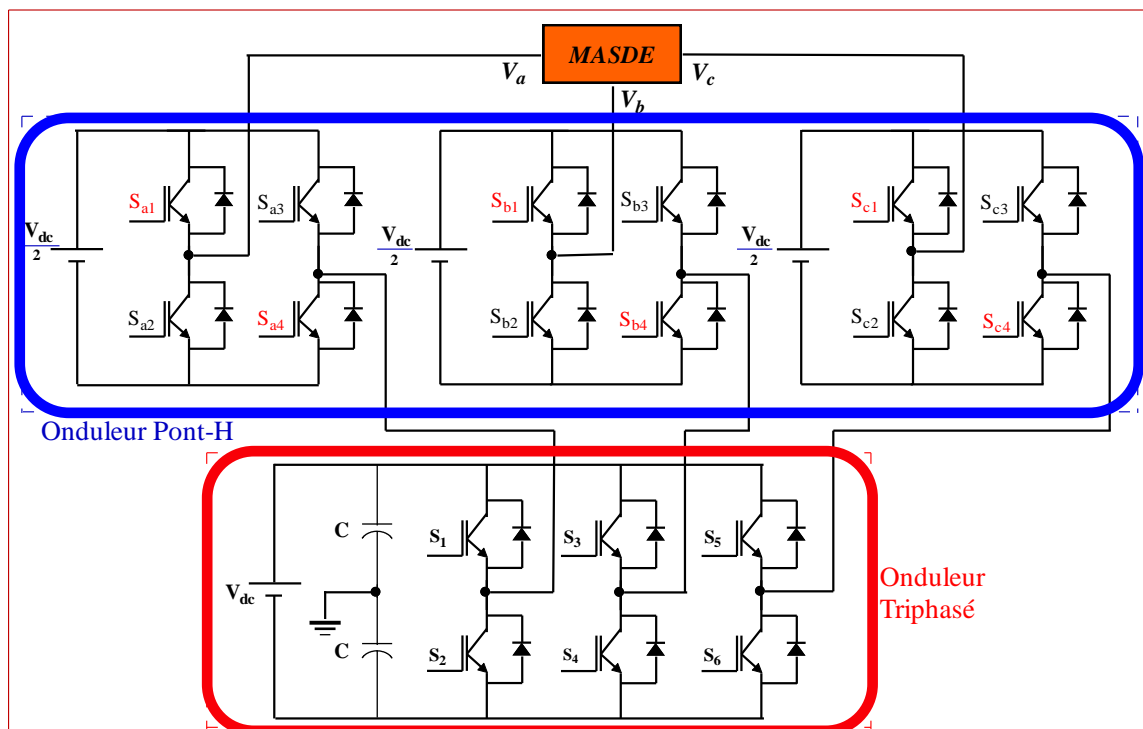


Figure 2-11 : Topologie de l'onduleur triphasé cascade hybride à cinq niveaux.

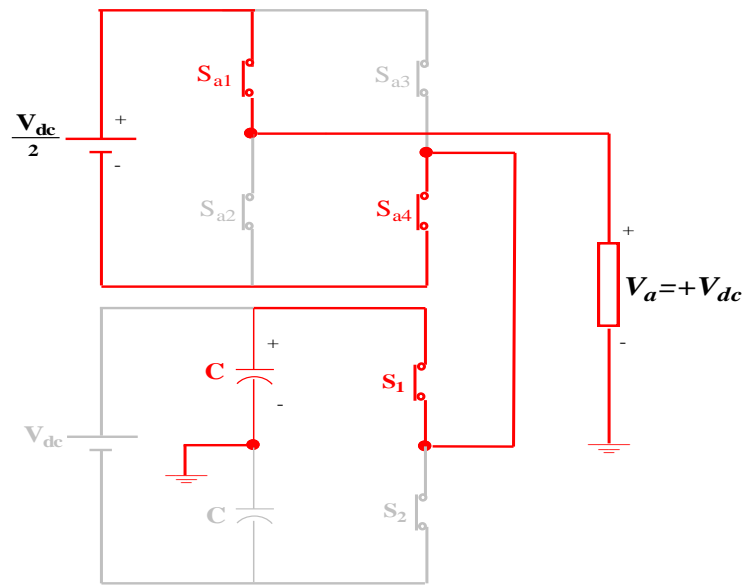


Figure 2-12 : Fonctionnement du circuit pour la tension de sortie  $+v_{dc}$ .

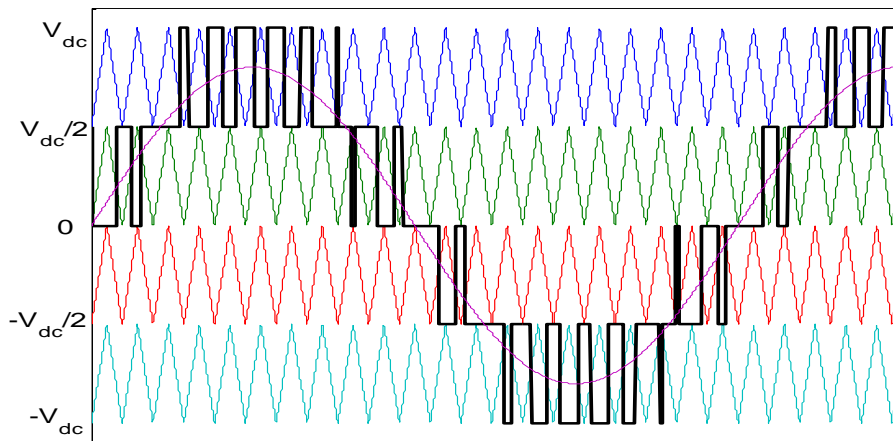


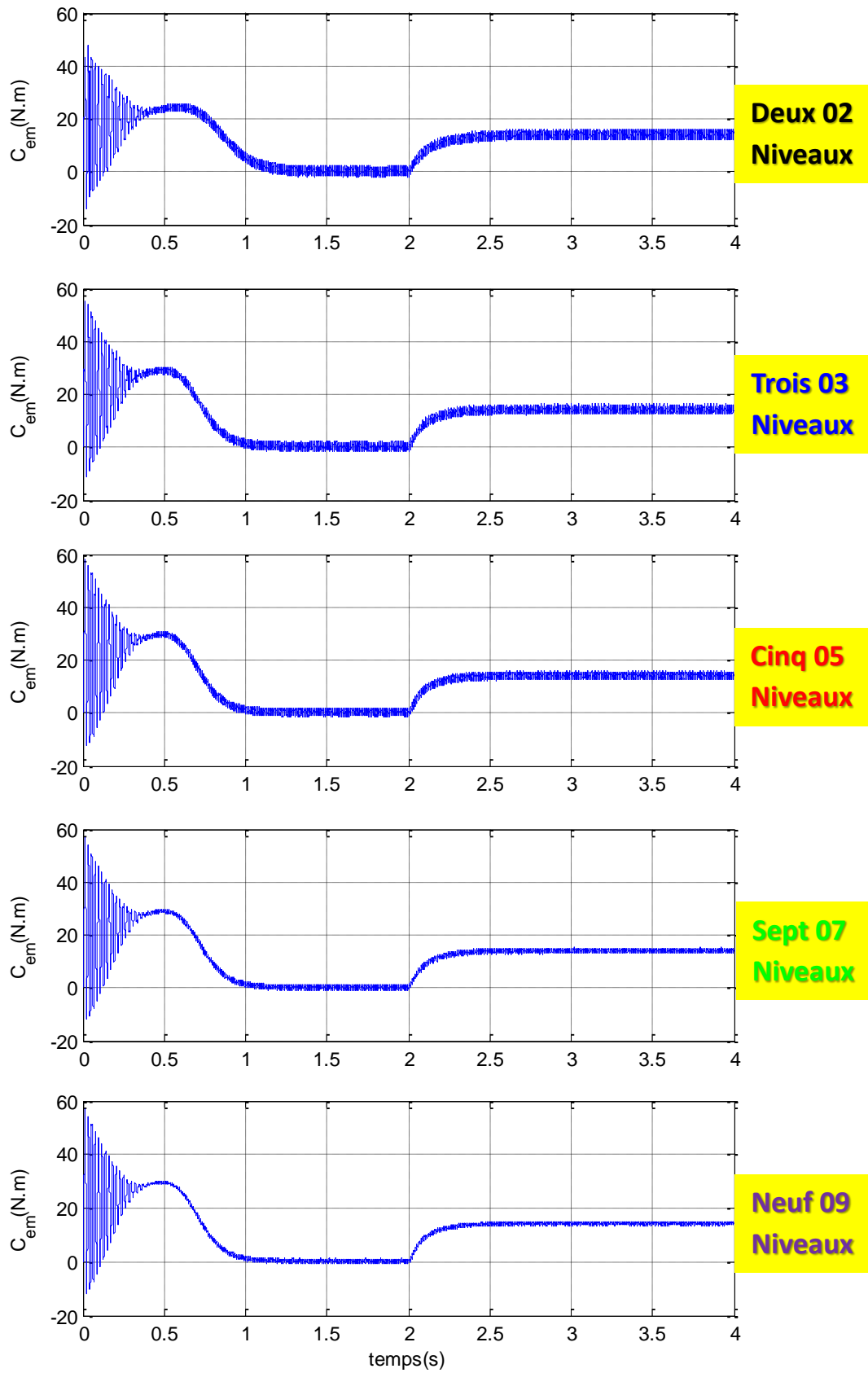
Figure 2-13 : Principe de la stratégie PWM avec un onduleur à cinq niveaux.

Pour la stratégie MLI avec un onduleur à sept niveaux voir l'annexe.

Si on remplace les deux onduleurs conventionnels par des autres multi-niveaux afin d'alimenter la machine (MASDE), on obtient les résultats suivants :

### 2. 10. 1 Résultats de simulation

Comme la montre, la figure ci-dessous, on remarque clairement que les ondulations du couple électromagnétiques diminuent et la forme du courant statorique s'approche à la forme sinusoïdale à chaque fois que le niveau de l'onduleur augmente.



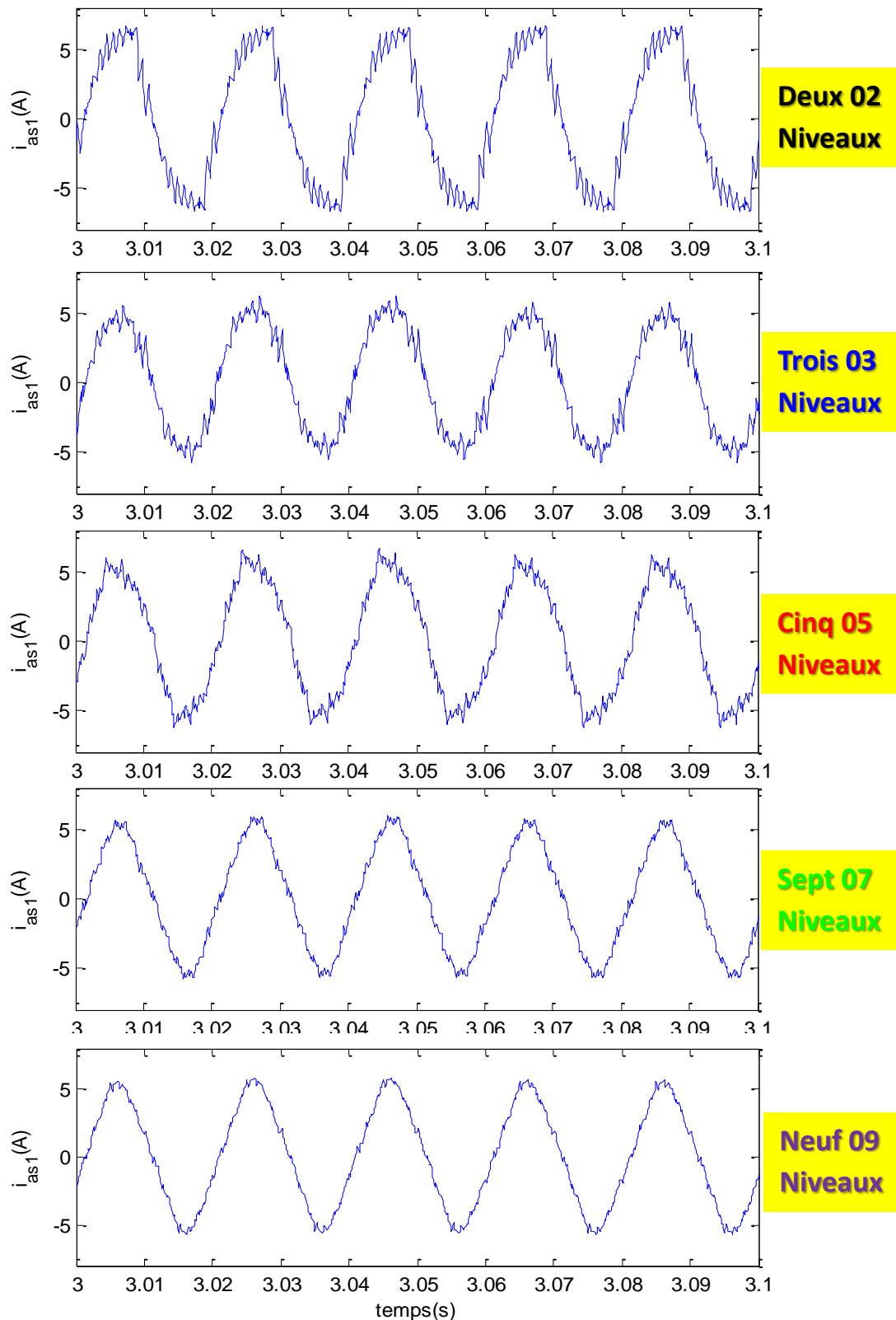
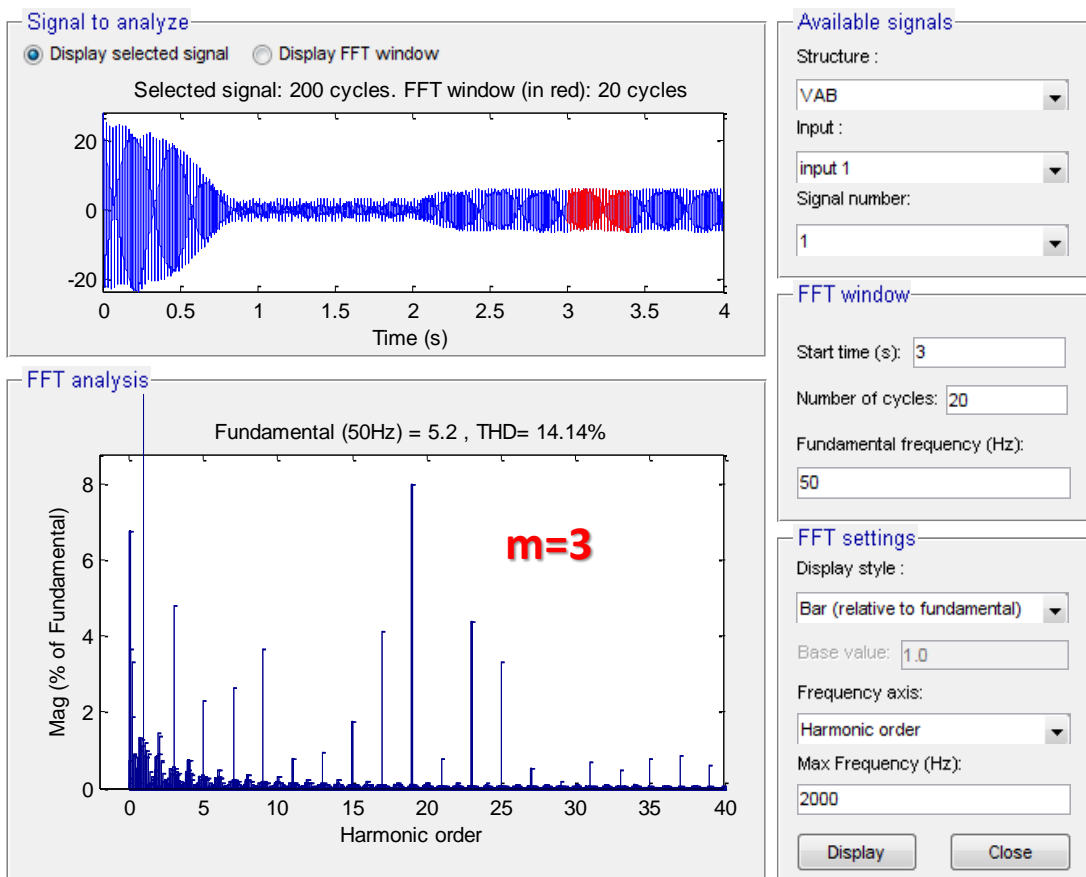
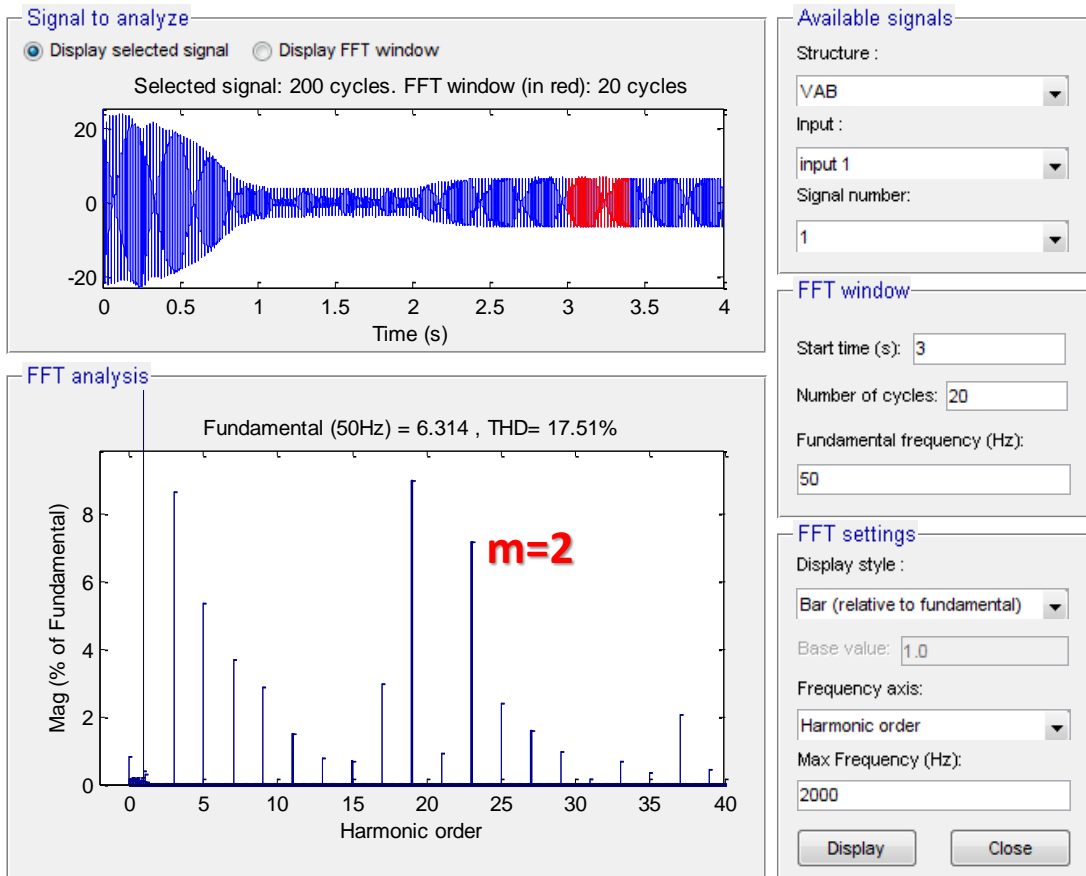
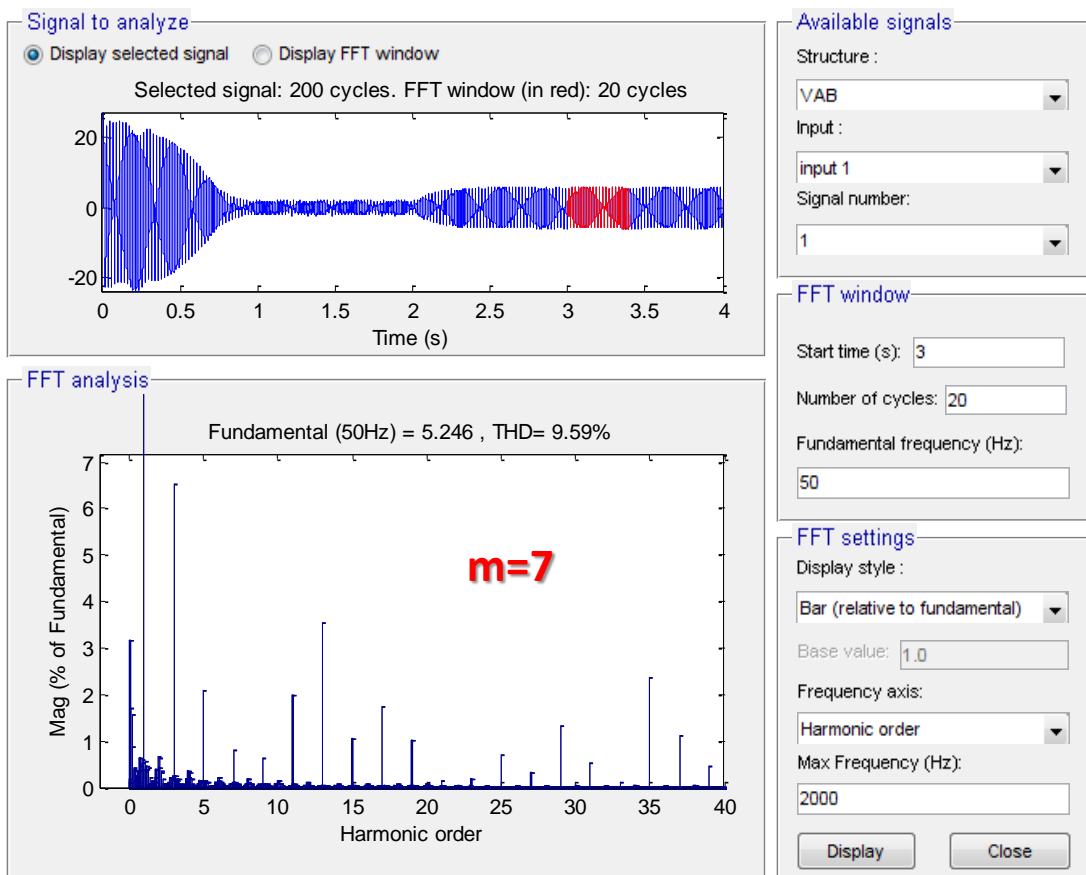
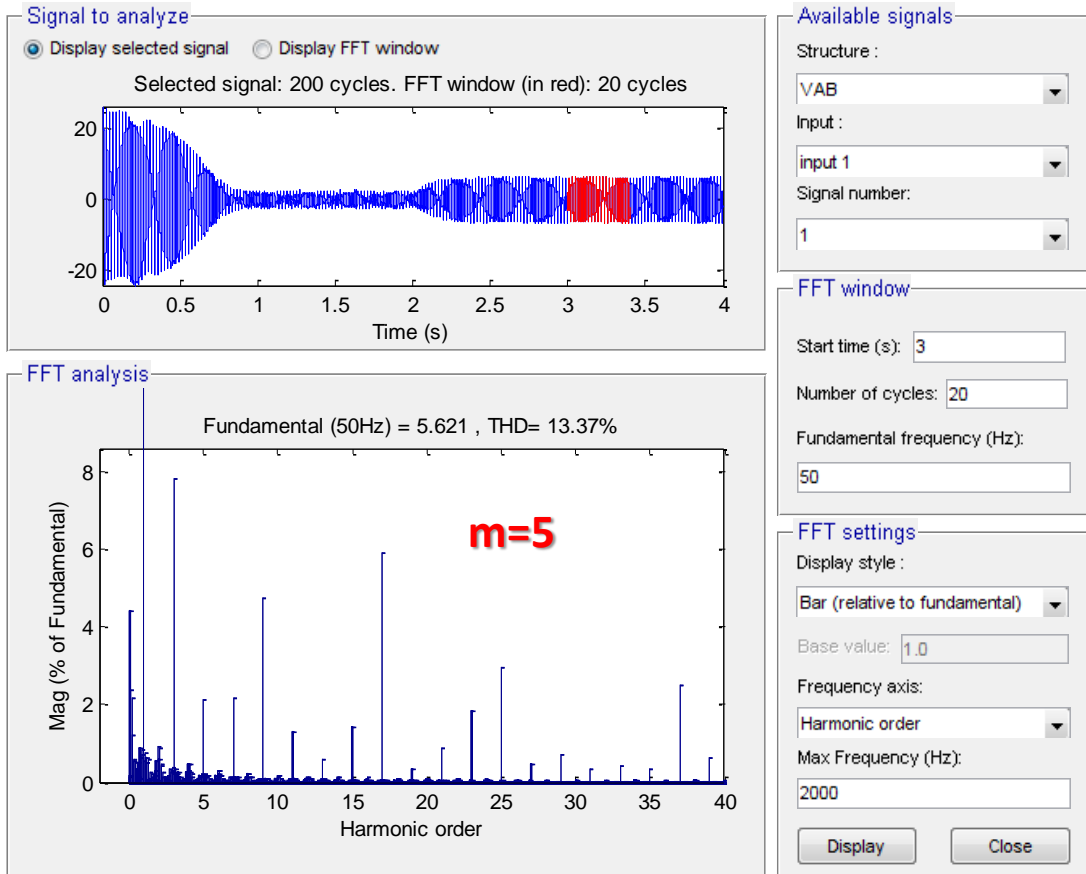


Figure 2-14 : Principe Résultats de simulation pour différents niveaux d'onduleurs

Et cela traduit par l'analyse spectrale du courant statorique de première phase avec la décroissance de facteur de distorsion THD à partir de 17,51 pour le 2 niveaux à 8,51 pour le neuf niveau.







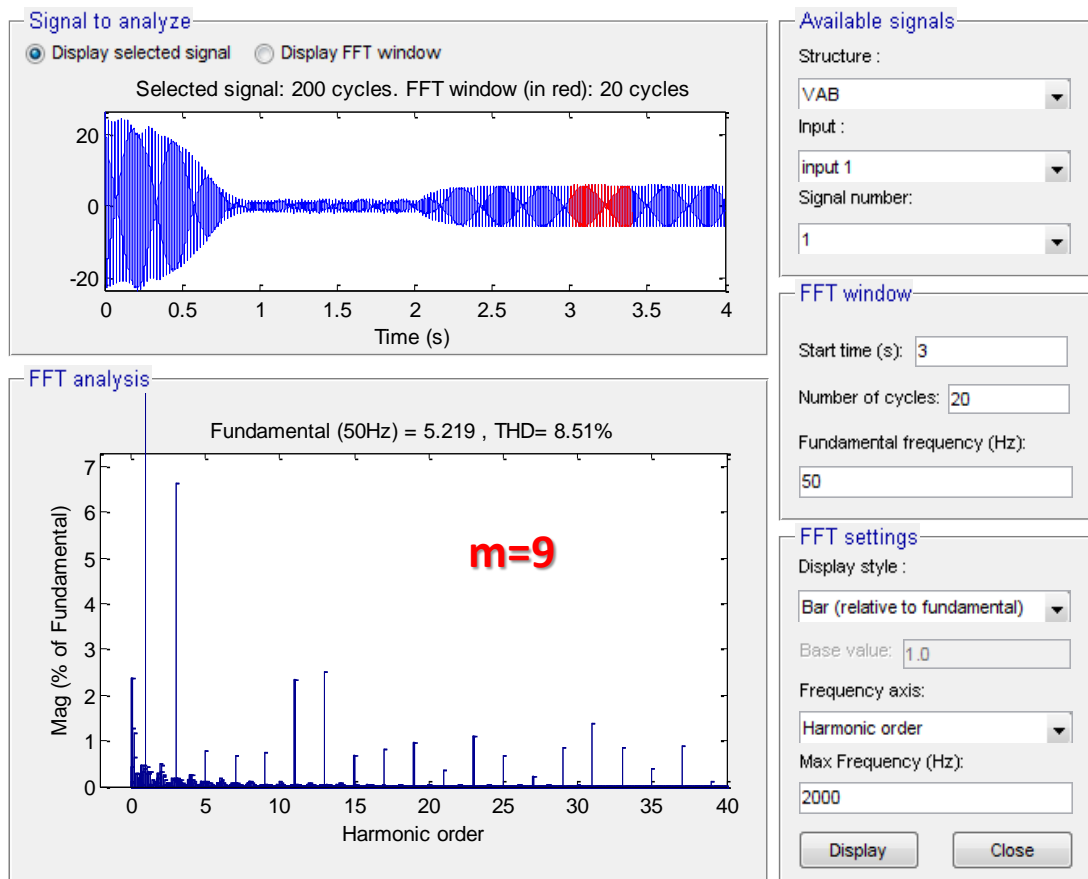


Figure 2-15 : Analyse spectrale du premier courant statorique

Paramètre	Niveau de l'onduleur				
	2	3	5	7	9
<b>THD du courant</b>	17,51%	14.14%	13.37%	9.59%	8,51%

## 2. 11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone double étoile dans le repère  $d-q$  et la modélisation de deux onduleurs triphasés à deux niveaux commandés par la stratégie MLI. Le modèle mathématique de la MASDE a été élaboré en imposant quelques hypothèses simplificatrices.

La description de l'onduleur multi-niveaux a été présentée, ce type de convertisseur statique est capable d'atténuer les harmoniques causées par les onduleurs classiques.

Nous avons remarqué clairement que l'amplitude des ondulations pour couple **diminue** et la forme des courant statoriques s'approche à la forme **sinusoïdale** à chaque fois que le niveau de l'onduleur augmente.

On a besoin de régler la vitesse quel que soit la charge appliquée et pour des vitesses de fonctionnement différentes à sa valeur nominale.

Parmi les techniques de réglage de la vitesse, on trouve la technique : Scalaire, DTC et **Vectorielle**.

Dans notre travail on a choisi cette dernière qui est basé sur l'**orientation de flux rotorique**.

Pour **améliorer** le comportement dynamique de la machine quand celle-ci est soumise à des perturbations externes, on va introduire, dans le prochain chapitre, la **commande floue** basée sur la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

---

# Chapitre 3 : Contrôle de la MASDE par Logique Floue

---

## 3. 1 Introduction

La logique floue est l'une des techniques de l'intelligence artificielle qu'on trouve dans plusieurs domaines : médicale, industriel, transport ferroviaire, ... etc.

La commande par logique floue a plusieurs avantages par rapport aux contrôleurs PI et PID. Elle fournit une méthode systématique pour intégrer l'expérience humaine. Elle implémente des algorithmes non linéaires caractérisés par une série d'énoncés linguistiques et sa conception n'a pas besoin du modèle mathématique exact du système. Tous ces avantages lui permettent d'avoir une robustesse comparativement forte. La trajectoire de réponse d'un contrôleur flou évoluera de manière significative lorsque les changements de paramètres du système auront lieu.

La commande vectorielle assure un découplage entre le flux et le couple dans les machines à courant alternatif et permet ainsi d'assimiler le comportement d'une machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu.

La commande par logique floue appliquée sur la MASDE a été conçue en se basant sur la commande vectorielle par le remplacement des régulateurs PI par d'autres flous.

## 3. 2 Commande Vectorielle

### 3. 2. 1 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle par orientation de flux est basée sur la commande du couple par une composante du courant et le flux par l'autre composante. Pour cela, on doit orienter l'une des composantes du flux statorique, rotorique ou de l'entrefer sur un axe de référentiel tournant à la vitesse du champ ; c'est-à-dire appliquer le même principe que dans une machine à courant continu à excitation séparée où le courant d'induit  $I_a$  contrôle le couple, alors que le courant inducteur  $I_f$  contrôle le flux.

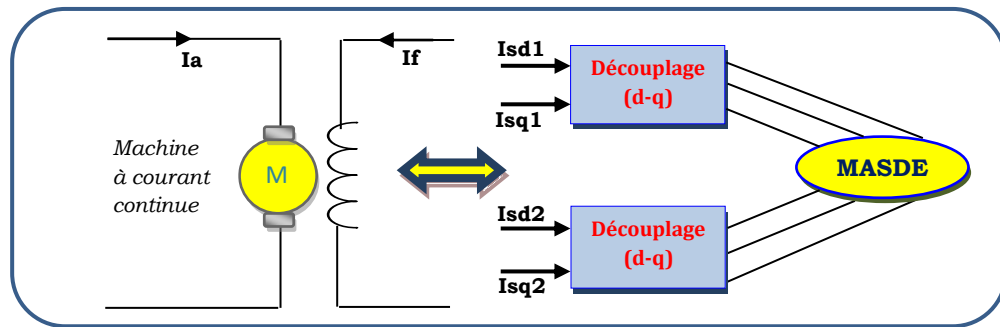


Figure 3-1 : Assimilation avec la machine à courant continu à excitation séparée.

### 3. 2. 2 Différentes méthodes de la commande vectorielle

La méthode de la commande vectorielle est basée sur la sélection d'un repère de référence relatif à la vitesse donnée au repère  $(d, q)$ . Dans ce travail, on choisira l'orientation du flux rotorique :  $\varphi_{rq} = 0 \Rightarrow \varphi_{rd} = \varphi_r$ . Selon cette orientation, il existe deux approches de la commande vectorielle.

#### A) Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite la connaissance précise de l'amplitude du flux et de son argument ; pour cela, on peut mesurer le flux soit à l'aide d'un capteur ou par estimation en utilisant des méthodes mathématiques [50].

#### B) Commande vectorielle indirecte

Dans cette méthode, le contrôle du flux est en boucle ouverte et dans ce cas, le flux ne sera ni mesuré ni estimé.

### 3. 2. 3 Commande vectorielle indirecte de la MASDE

Pour réaliser cette méthode sur la machine double étoile on fait appel aux équations qui assurent un découplage entre les variables productrices du couple électromagnétique et du flux rotorique, ce dernier sera aligné avec l'axe  $d$  du référentiel lié au champ tournant. L'expression du couple électromagnétique est exprimée comme suit :

$$C_{em} = \frac{PL_m}{L_m + L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (3.1)$$

L'appliquant de l'orientation du flux rotorique au système d'équations (2.18), (2.19), (2.20) et (2.21) donne [24] :

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_r - L_m (i_{sd1} + i_{sd2})] \\ i_{rq} = \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{sq1} + i_{sq2})] \end{cases} \quad (3.2)$$

En remplaçant le système d'équation (3.2) dans (2.21), on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{sd1} = \lambda_1 \dot{i}_{sd1} + L_r L_l \dot{i}_{sd2} + L_l \cdot \varphi_r^* \\ \varphi_{sq1} = \lambda_1 \dot{i}_{sq1} + L_r L_l \dot{i}_{sq2} \\ \varphi_{sd2} = \lambda_2 \dot{i}_{sd2} + L_r L_l \dot{i}_{sd1} + L_l \cdot \varphi_r^* \\ \varphi_{sq2} = \lambda_2 \dot{i}_{sq2} + L_r L_l \dot{i}_{sq1} \end{cases} \quad (3.3)$$

$$\text{Où : } L_l = \frac{L_m}{L_m + L_r}; \quad \lambda_1 = L_{s1,s2} + L_l L_r$$

$$\varphi_r^* = L_m (\dot{i}_{sd1} + \dot{i}_{sd2}) \quad (3.4)$$

$$i_{rq} = \frac{\varphi_{gl}^* \varphi_r^*}{R_r} \quad (3.5)$$

L'équation dynamique du flux est donnée par :

$$\frac{d}{dt} \varphi_r + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (\dot{i}_{sd1} + \dot{i}_{sd2}) \quad (3.6)$$

En remplaçant (3.3), (3.4) dans les équations (18), (19) et (20), on obtient pour le stator 1 et le stator 2 :

$$\begin{cases} v_{sd1}^* = R_{s1} \dot{i}_{sd1} + L_{s1} \frac{d}{dt} \dot{i}_{sd1} - \omega_s^* (L_{s1} \dot{i}_{sq1} + T_r \cdot \phi_r^* \cdot \omega_{gl}^*) \\ v_{sq1}^* = R_{s1} \dot{i}_{sq1} + L_{s1} \frac{d}{dt} \dot{i}_{sq1} - \omega_s^* (L_{s1} \dot{i}_{sd1} + \phi_r^*) \\ v_{sd2}^* = R_{s2} \dot{i}_{sd2} + L_{s2} \frac{d}{dt} \dot{i}_{sd2} - \omega_s^* (L_{s2} \dot{i}_{sq2} + T_r \cdot \phi_r^* \cdot \omega_{gl}^*) \\ v_{sq2}^* = R_{s2} \dot{i}_{sq2} + L_{s2} \frac{d}{dt} \dot{i}_{sq2} - \omega_s^* (L_{s2} \dot{i}_{sd2} + \phi_r^*) \end{cases} \quad (3.7)$$

Avec :

$$i_{sq1}^* + i_{sq2}^* = \frac{L_r + L_m}{P L_m \phi_r^*} C_{em}^* \quad (3.8)$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r \cdot L_m}{(L_m + L_r) \phi_r^*} (\dot{i}_{sq1}^* + \dot{i}_{sq2}^*) \quad (3.9)$$

On peut décomposer le système d'équation (3.7) en deux termes :

Le premier terme :

$$\begin{cases} v_{sd1c}^* = \omega_s^* (L_{s1} i_{sq1} + T_r \cdot \varphi_r^* \cdot \omega_{gl}^*) \\ v_{sq1c}^* = \omega_s^* (L_{s1} i_{sd1} + \varphi_r^*) \\ v_{sd2c}^* = \omega_s^* (L_{s2} i_{sq2} + T_r \cdot \varphi_r^* \cdot \omega_{gl}^*) \\ v_{sq2c}^* = \omega_s^* (L_{s2} i_{sd2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (3.10)$$

Dans le système d'équation (3.10), les tensions de références sont fonction des courants statoriques, de la pulsation de synchronisme, de la pulsation de glissement et du flux rotorique de référence.

Le deuxième terme :

$$\begin{cases} v_{sd1l} = R_{s1} i_{sd1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{sd1} \\ v_{sq1l} = R_{s1} i_{sq1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{sq1} \\ v_{sd2l} = R_{s2} i_{sd2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{sd2} \\ v_{sq2l} = R_{s2} i_{sq2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{sq2} \end{cases} \quad (3.11)$$

Dans le système d'équation ci-dessus on remarque qu'il y a un couplage entre les tensions statoriques  $v_{sd1l}$ ,  $v_{sq1l}$ ,  $v_{sd2l}$ ,  $v_{sq2l}$  et les courants statoriques  $i_{sd1}$ ,  $i_{sq1}$ ,  $i_{sd2}$  et  $i_{sq2}$ . Pour réaliser le découplage entre le flux et le couple, on introduira des régulateurs de courants qui génèrent les tensions de références.

### 3. 2. 4 Bloc de défluxage

Le rôle de ce bloc est de maintenir une valeur constante du flux rotorique lorsque la vitesse est inférieure à sa valeur nominale ou dépasse cette grandeur auquel cas le flux sera diminué.

Le flux de référence est défini comme suit :

$$\varphi_r^* = \begin{cases} \varphi_r^n & si \quad \Omega_m \leq \Omega_m^n \\ \frac{\Omega_m^n}{\Omega_m} \varphi_r^n & si \quad \Omega_m > \Omega_m^n \end{cases} \quad (3.12)$$

### 3. 2. 5 Synthèse des régulateurs PI

L'introduction des régulateurs PI dans la boucle de régulation assurent une grande robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Le schéma global d'un régulateur PI est donné dans la figure 3.2.

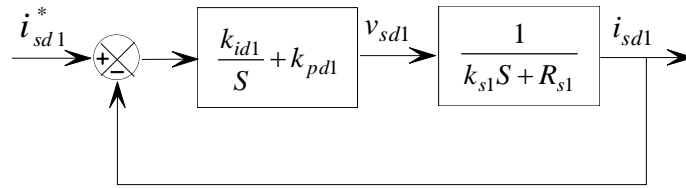


Figure 3-2 : Schéma de régulation du courant.

**Calcul des paramètres du régulateur PI**

A partir de la figure 3.2, on peut extraire la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{i_{sd1}}{i_{sd1}^*} = \frac{k_{id1} + k_p \cdot S}{L_{s1}S^2 + (R_{s1} + k_{pd1})S + k_{id1}} \tag{3.13}$$

L'équation (3.13) a une paire de pôles complexes conjugués  $S_{1,2} = \rho_{d1} \pm j \cdot \rho_{d1}$ . Le polynôme caractéristique s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2 \cdot \rho_{d1} \cdot S + 2 \cdot \rho_{d1}^2 \tag{3.14}$$

Par assimilation, les paramètres du régulateur PI sont identifiés comme suit :

$$k_{pd1} = 2 \cdot \rho_{d1} \cdot L_{s1} - R_{s1} \tag{3.15}$$

$$k_{id1} = 2 \cdot \rho_{d1}^2 \cdot L_{s1} \tag{3.16}$$

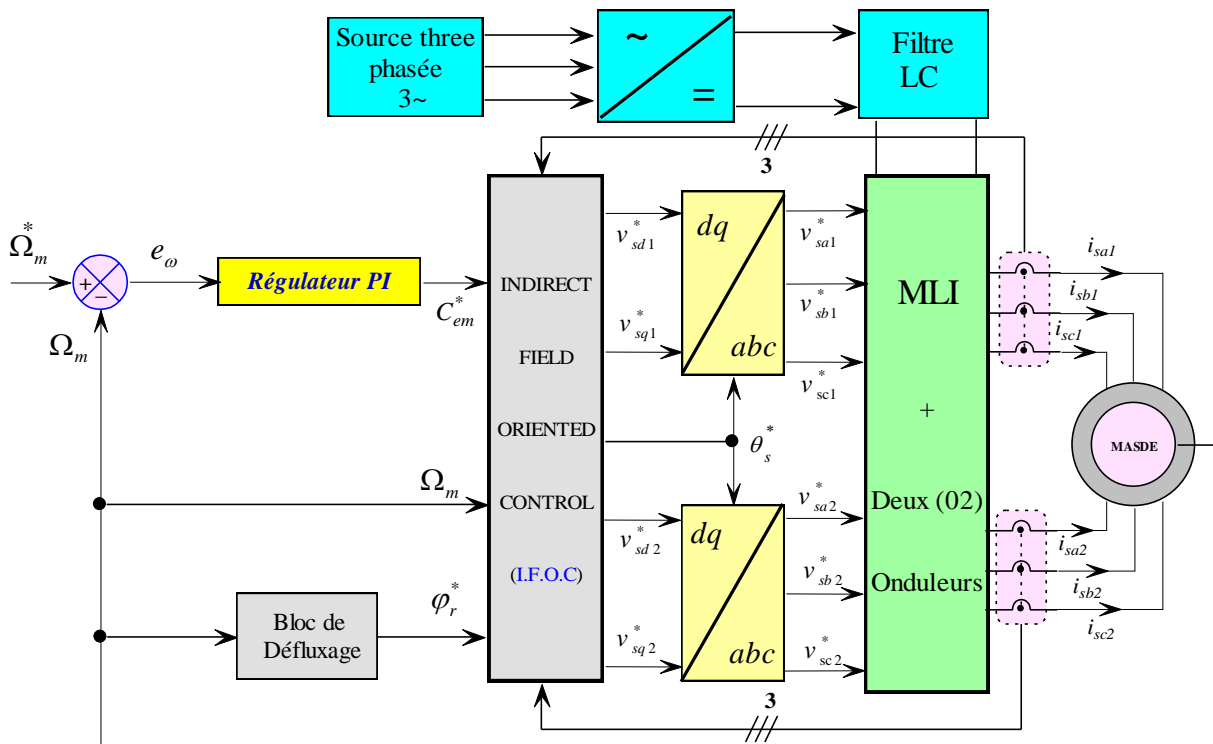


Figure 3-3 : Schéma bloc de régulation de vitesse de la MASDE par la méthode indirecte.

### 3. 2. 6 Simulation et interprétation des résultats

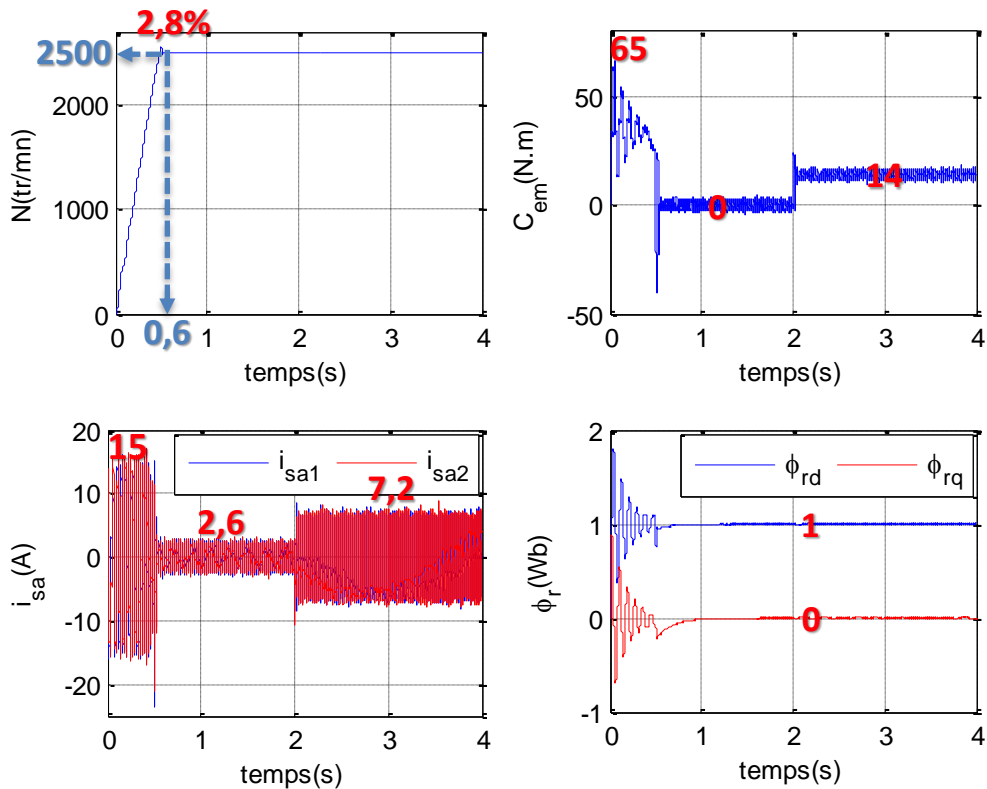


Figure 3-4 : Régulation de la vitesse par la commande vectorielle indirecte.

Les performances de la commande vectorielle indirecte sont présentées dans la figure 3.4.

La vitesse de rotation atteint sa valeur de référence durant un temps d'environ 0.6 seconde avec un dépassement de 2.8 %. La compensation du couple de charge est rapidement atteinte.

Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie en régime dynamique. Il atteint une valeur crête égale à 65 N.m avec des oscillations autour de zéro pendant le régime permanent. Après l'insertion de la charge, le couple électromagnétique compense le couple de charge et les frottements.

Les courants statoriques des deux étoiles  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  ont la même forme et les mêmes amplitudes. La valeur crête au démarrage est égale à 15 A ; après l'application de la charge, ces courants atteignent une valeur crête de 7 A. La valeur crête à vide est de 2.6 A. L'allure des courants est sinusoïdale et présentent des harmoniques due aux deux onduleurs de tension.



Les flux rotoriques suivent les valeurs imposées en régime établi,  $\varphi_{rd}$  suit la valeur de 1Wb et  $\varphi_{rq}$  suit celle de 0 Wb.

#### A) Test de robustesse

Le test de robustesse de la commande vectorielle indirect consiste à faire varier les paramètres de la machine tout en observant les résultats.

Pour évaluer la robustesse de la commande vectorielle, on a fait les tests suivants (figure 3-5) :

Le premier test on a proposé une augmentation de 50% dans la résistance rotorique à partir de  $t=1s$  plus une insertion d'une charge de 14N.m entre l'instant  $t=2s$  et  $t=3s$ ,

Le deuxième test de robustesse est une inversion de vitesse à l'instant  $t=2s$  suivi par une augmentation de 50% de la valeur du moment d'inertie.

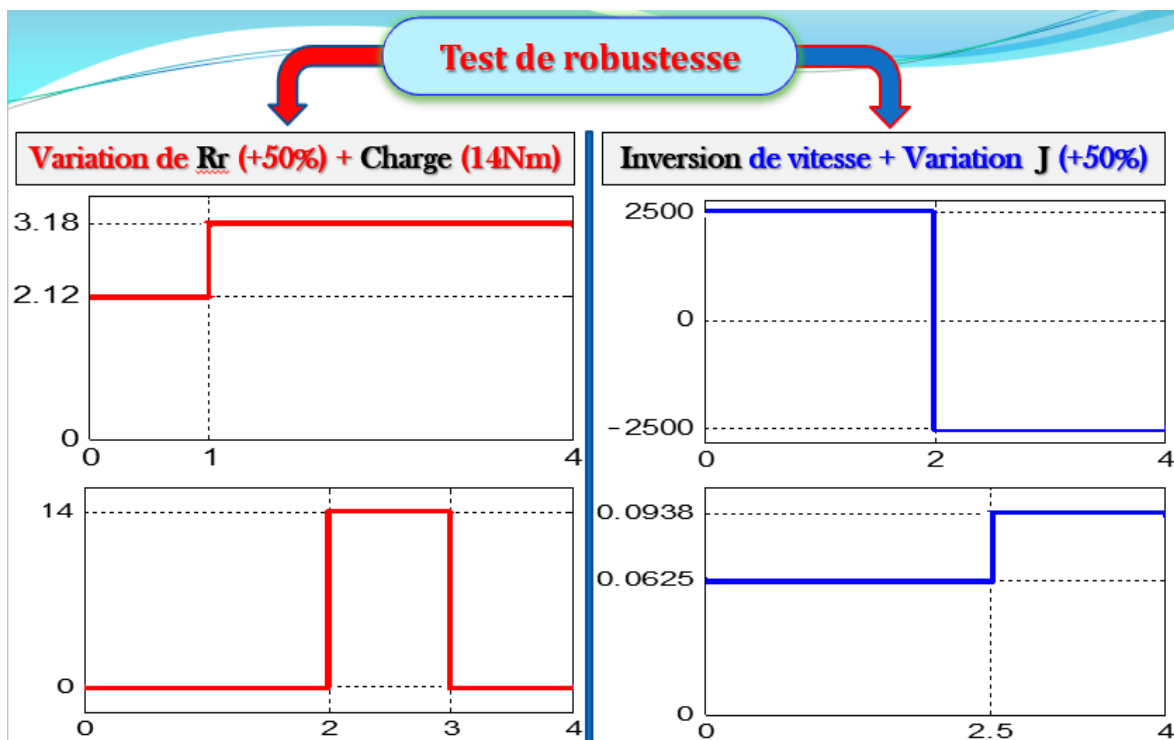


Figure 3-5 : Description de deux tests de robustesse proposés

#### Robustesse vis-à-vis à la variation de la résistance rotorique

La figure 3.6 représente la vitesse, le couple, le courant statorique et les composantes du flux rotorique obtenus pendant la variation de la résistance rotorique. D'après ces résultats, on remarque que l'influence apparaît lors du fonctionnement en charge après  $t = 2s$  ; la vitesse oscille

autour de 2500 tr/min, le couple électromagnétique présente des pics qui atteignent -45 N.m, alors que les composantes du flux rotorique oscillent autour de leurs valeurs imposées 1 Wb et 0 Wb.

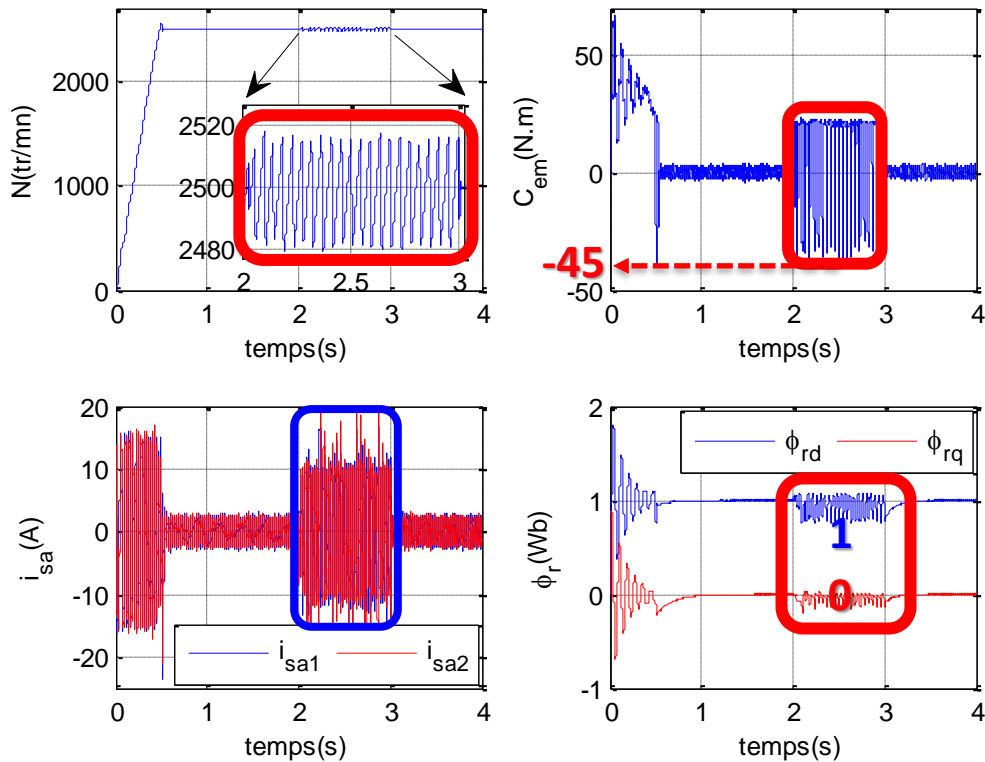


Figure 3-6 : Influence de la variation de la résistance rotorique ( $R_r=1.5R_{rn}$  à  $t=1.5s$ ) : Démarrage à vide suivi de l'application du couple de charge  $C_r = 14N.m$  entre  $t = 2$  et  $3s$ .

**2- Robustesse vis-à-vis à la variation du moment d'inertie et de l'inversion de vitesse**

L'inversion du sens de rotation de MASDE est assurée par l'inversion de deux phases dans chaque étoile.

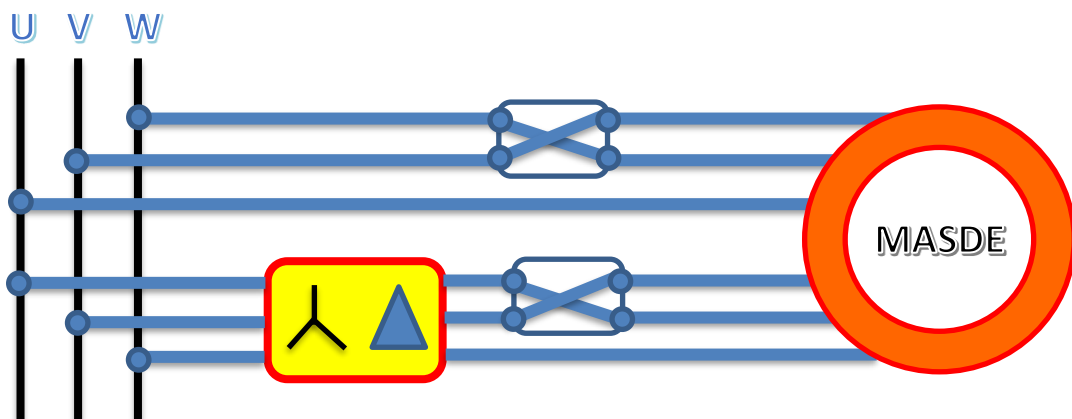


Figure 3-7 : Description de l'inversion de vitesse pour la MASDE

Pour évaluer l'influence d'inertie, on a procédé à une inversion de la vitesse de rotation à  $t = 2\text{s}$  suivie d'une variation du moment d'inertie par rapport à sa valeur nominale à  $t = 2.5\text{s}$ .

Le taux de variation est de 50%.

Les résultats de ce test sont affichés dans la figure 3.6 où on constate que la réponse de la vitesse est influencée par la variation de l'inertie et provoque une augmentation du temps d'inversion ; par contre celle-ci n'influe pas sur les allures du couple électromagnétique et des composantes du flux rotorique.

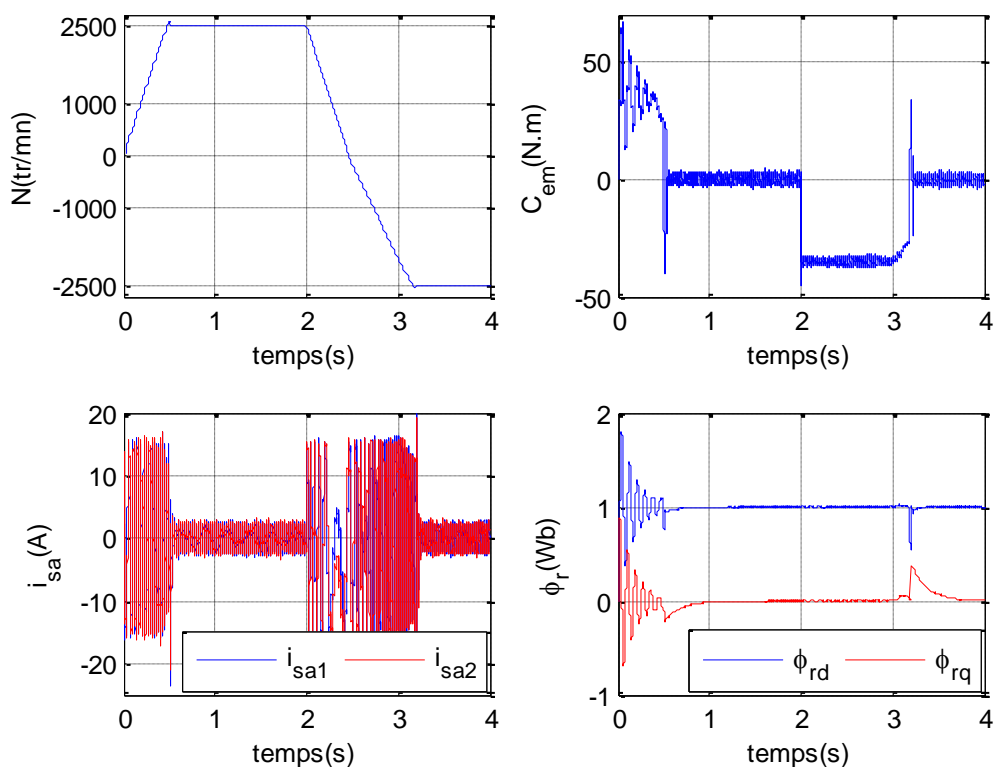


Figure 3-8 : Influence de la variation d'inertie ( $J = 1.5J_n$  à  $t = 2.5\text{s}$ ) et l'inversion de vitesse à  $t = 2\text{s}$ .

A partir des résultats précédents :

Il est remarquable que le régulateur PI est inefficace contre les variations paramétriques.

Afin d'améliorer les performances de régulation, nous allons remplacer ce régulateur classique par des autres artificielles.

Le premier régulateur intelligent proposé dans ce travail est un régulateur flou.

Ce régulateur proposé il prend la place de régulateur de la vitesse PI.

### 3. 3 Commande par logique floue de la MASDE

La commande floue a pour but de gérer automatiquement un processus en fonction d'une consigne, par action sur des variables de commande [52-55], elle possède des caractéristiques et des avantages intrinsèques qui sont :

- Le non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus [56-60] ;
- L'utilisation de connaissance ;
- La simplicité de définition et de conception ;
- La robustesse de la commande et la possibilité de commande non linéaire [60-62] ;
- La réduction du temps de développement et de maintenance.

#### 3. 3. 1 Structure générale d'un système flou

Généralement un régulateur flou peut être présenté en quatre parties (Figure 3.7) [63] :

1. Base de connaissances (règles et paramètres de fonctions d'appartenances) ;
2. Bloc de décision ou le moteur d'inférence (inférence des opérateurs sur les règles) ;
3. Fuzzification (transformation des entrées précises en degrés d'appartenance) ;
4. Défuzzification (transformation des résultats flous en sorties précises).

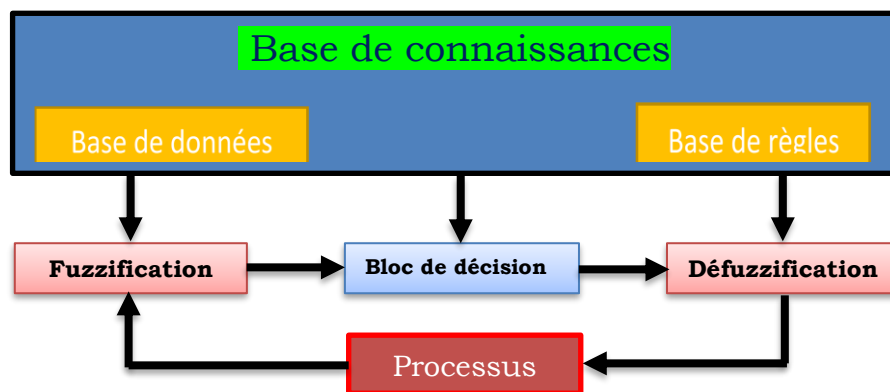


Figure 3-9 : Structure générale d'un système basé sur le contrôleur flou.

### 3. 3. 2 Application de la commande floue pour réglage de la vitesse de la MASDE

La régulation de la vitesse de la MASDE par la commande floue est présentée dans la figure 3.9. Le régulateur flou produit un couple de référence qui sera injecté comme une entrée au bloc de la commande vectorielle (IFOC) qui assure le découplage et fourni les tensions de référence aux deux onduleurs de tension qui, à leur tour, alimentent la machine.

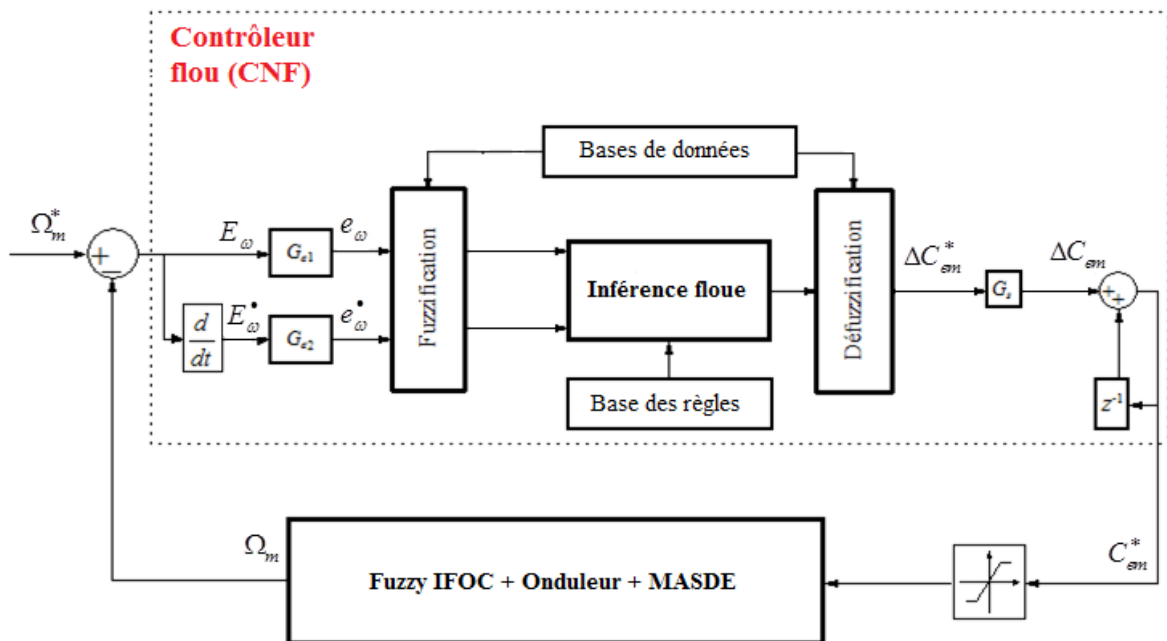
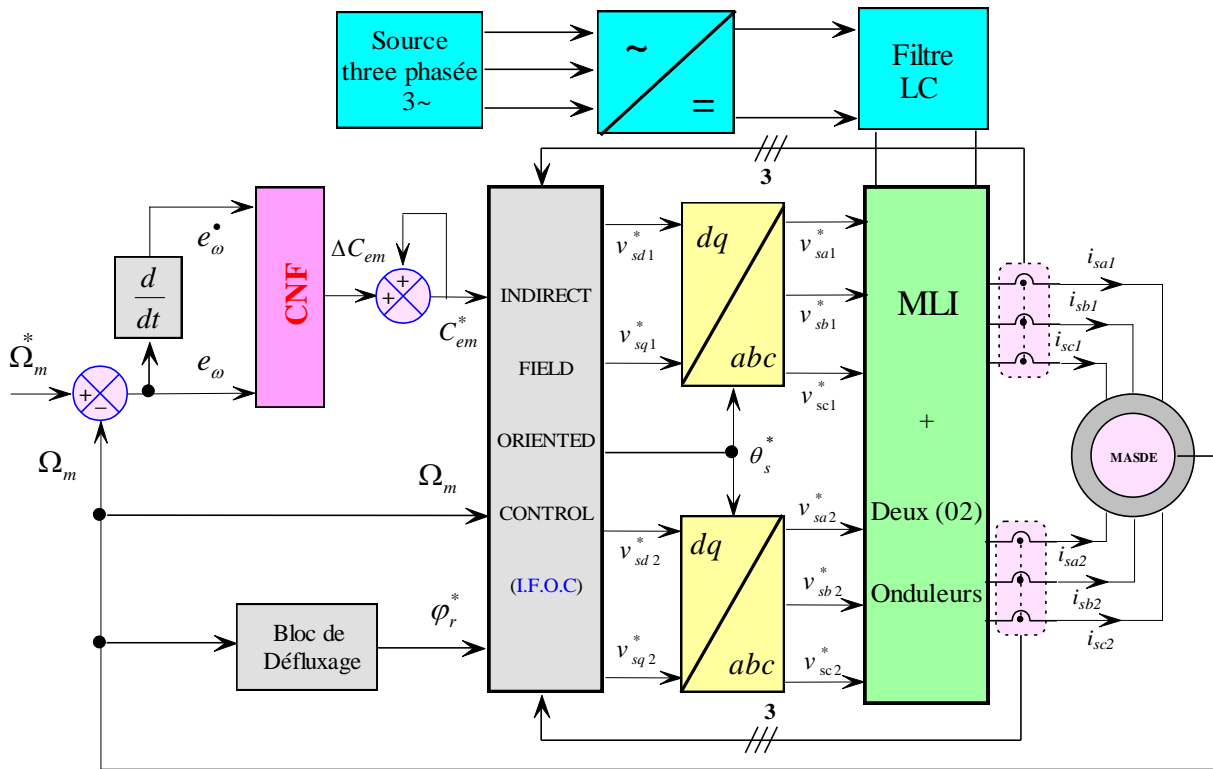


Figure 3-10 : Réglage de vitesse de la MASDE par un régulateur flou.

### 3. 3. 3 Conception du régulateur flou

La conception et la mise en œuvre d'un régulateur flou passe par les processus non linéaires suivants :

#### A) Fuzzification

La fuzzification consiste à transformer l'erreur de vitesse et sa variation en sept valeurs linguistiques **NG** (négatif grand), **NM** (négatif moyen), **NP** (négatif petit), **ZE** (zéro environ), **PP** (positif petit), **PM** (positif moyen), **PG** (positif grand). Ces termes linguistiques prendront des fonctions d'appartenance de type triangulaire comme le montre la figure 3.9.

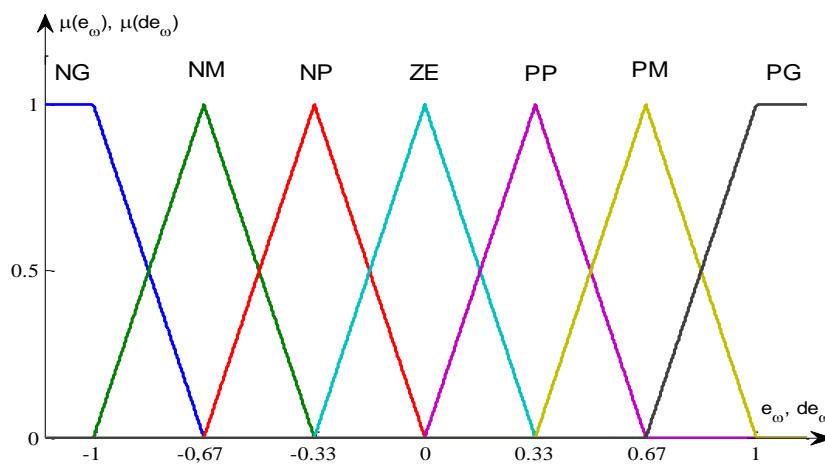


Figure 3-11 : Fonctions d'appartenance de l'erreur  $e_\omega$  et sa variation  $de_\omega$ .

#### B) Inférence floue pour le couple

La figure 3.10 présente la variation de la commande  $\Delta C_{em}$  et les fonctions d'appartenance du couple, ces fonctions d'appartenance ce sont de type singletons.

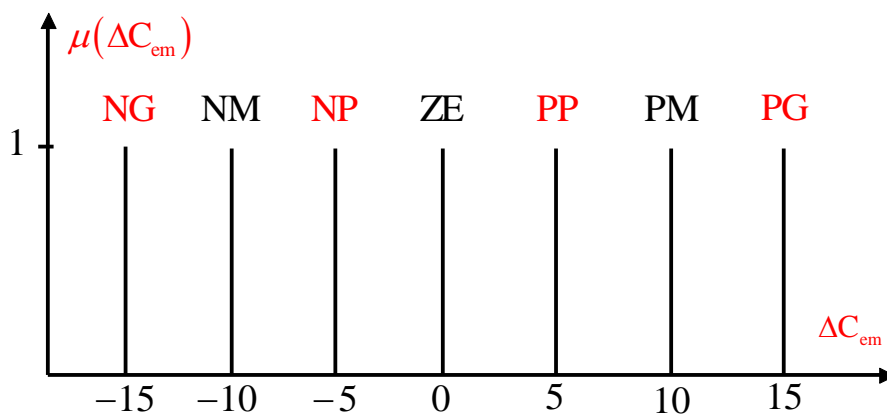


Figure 3-12 : Fonctions d'appartenance du couple électromagnétique.

**C) Défuzzification**

Pour exprimer la commande en valeur réelle interprétable par l'utilisateur, on utilise la méthode de la moyenne pondérée représentée par l'équation suivante [64-66] :

$$\Delta C_{em} = \frac{\sum_{i=1}^{49} \Delta C_{emi} \cdot \mu(\Delta C_{emi})}{\sum_{i=1}^{49} \Delta C_{emi}} \tag{3.17}$$

**D) Structure de contrôle**

A chaque instant, la sortie du contrôleur flou est modifiée suivant l'état de la MASDE. Le calcul de cette sortie est basé sur des règles floues exprimées par l'erreur de la vitesse et sa variation. La fonction qui sert de liaison entre ces trois paramètres est représentée par le tableau ci-dessous [34] [86].

Tableau 3-1 : Table d'inférence du régulateur flou

<b>de</b> <b>e</b>	<b>NG</b>	<b>NM</b>	<b>NP</b>	<b>ZE</b>	<b>PP</b>	<b>PM</b>	<b>PG</b>
<b>NG</b>	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
<b>NM</b>	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
<b>NP</b>	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
<b>ZE</b>	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
<b>PP</b>	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
<b>PM</b>	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
<b>PG</b>	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

La connaissance du gain de sortie et la variation de commande permettent à cette dernière de générer la valeur du couple électromagnétique de référence qui doit être appliqué suivant cette relation :

$$C_{em}^*(k) = C_{em}^*(k - 1) + G_s * \Delta C_{em} \tag{3.18}$$

$G_s$  représente le gain de sortie du régulateur flou.

Le couple électromagnétique doit être limité par la relation suivante [67, 68] :

$$C_{em}^*(k) = \begin{cases} C_{em}^*(k) & si \quad -35 \leq C_{em}^*(k) \leq 35 \\ 35 & si \quad C_{em}^*(k) > 35 \\ -35 & si \quad C_{em}^*(k) < -35 \end{cases} \tag{3.19}$$

### 3. 3. 4 Résultats de simulation numérique

La figure 3.12 représente les performances du régulateur flou lorsque la machine est soumise à un couple de charge de  $C_r = 14 \text{ N.m}$  après un démarrage à vide. Pour ce mode de fonctionnement, la vitesse du rotor atteint la vitesse de référence au bout de 0.5s sans dépassement.

Le couple électromagnétique possède une forme sinusoïdale amortie durant le régime dynamique avec une crête positive au démarrage égale à 68 N.m. Durant le fonctionnement en charge, le couple électromagnétique compense le couple résistant ainsi que les forces de frottements.

Les courants statoriques des deux étoiles ont une forme identique. Ils présentent au démarrage une valeur crête positive de 15 A et leur amplitude diminue à 6.5 A en présence de la charge.

Les deux composantes du flux rotorique suivent leurs références imposées ;  $\phi_{rd}^* = 1$  et  $\phi_{rq}^* = 0$  pendant le régime établi.

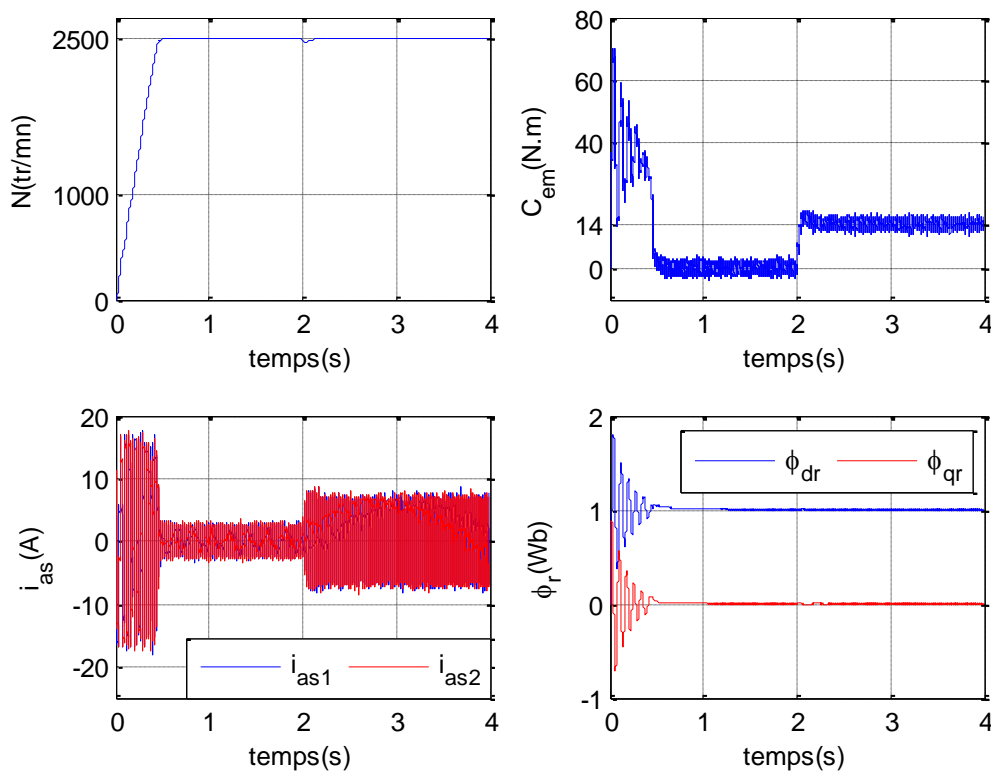


Figure 3-13 : Performance de la MASDE en utilisant un régulateur flou de vitesse : Démarrage à vide suivi de l'application de  $C_r=14\text{N.m}$  à  $t = 2\text{s}$ .



### Test de robustesse vis-à-vis à la variation du moment d'inertie

Les performances de la commande floue lors de la variation de la résistance rotorique sont montrées dans la figure 3.13. Le taux d'augmentation est de 50% par rapport à sa valeur nominale.

Il est clair que cette augmentation n'a aucun impact sur les grandeurs de la MASDE, la vitesse diminue à 2467 tr/min puis elle se stabilise à la valeur de référence à  $t = 2.25$  s. Le signal du couple électromagnétique est sinusoïdal amorti ; ensuite, il compense le couple résistant et les forces de frottement.

Les courants statoriques  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  ont aussi une forme sinusoïdale, leur amplitude atteint une valeur crête de 16 A ; ensuite, ils se stabilisent à 3 A. Après l'introduction de la charge, ils remontent à 7.5 A. On constate aussi que l'orientation du flux est correcte.

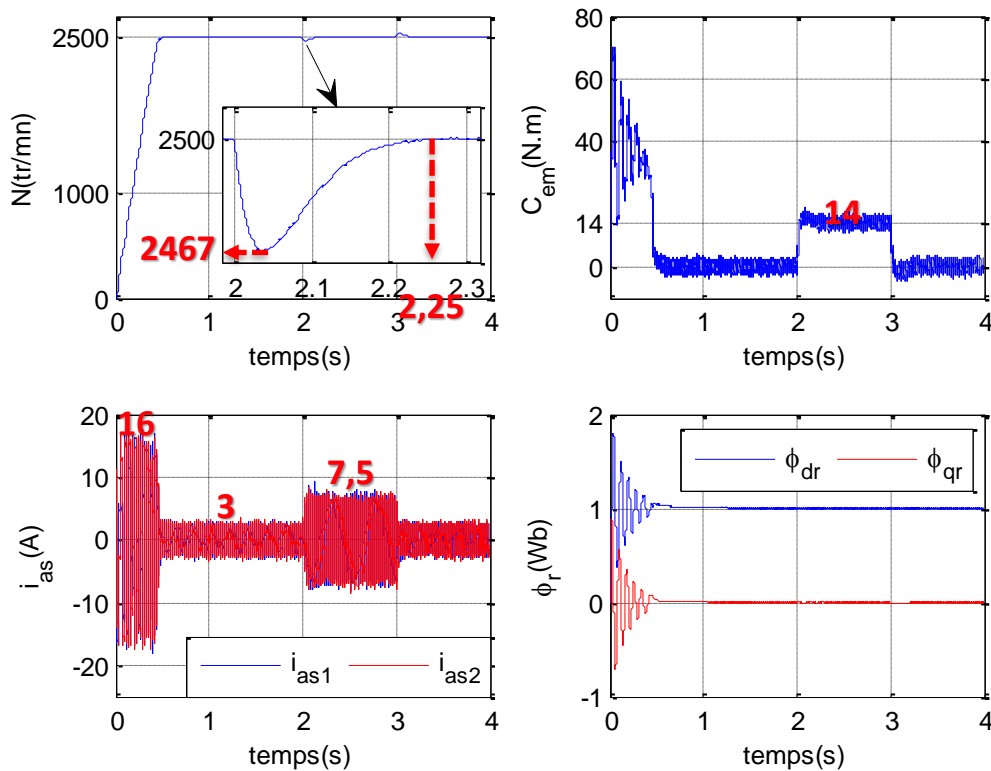


Figure 3-14 : L'impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r = 1.5R_{rn}$  à  $t = 1.5$ s) et l'application de couple de charge entre  $t = 2$  et  $3$ s.

La figure 3.14 présente les performances de la commande floue lorsque la MASDE est soumise à une augmentation de 50% du moment d'inertie par rapport à sa valeur nominale.

A travers cette figure, on constate aussi que la variation du moment d'inertie n'a aucun impact sur la réponse de la vitesse rotorique même lors de l'inversion à  $t = 2$ s où la machine produit un couple négatif de valeur d'environ -35 N.m et un courant statorique de 15 A.

Après l'inversion, la vitesse se stabilise à sa valeur de référence après un temps  $t = 1.4s$ .

Un grand appel de courant est observé à l'instant de l'inversion de vitesse qui atteint 17 A.

### Test de robustesse vis-à-vis à l'augmentation de la résistance rotorique

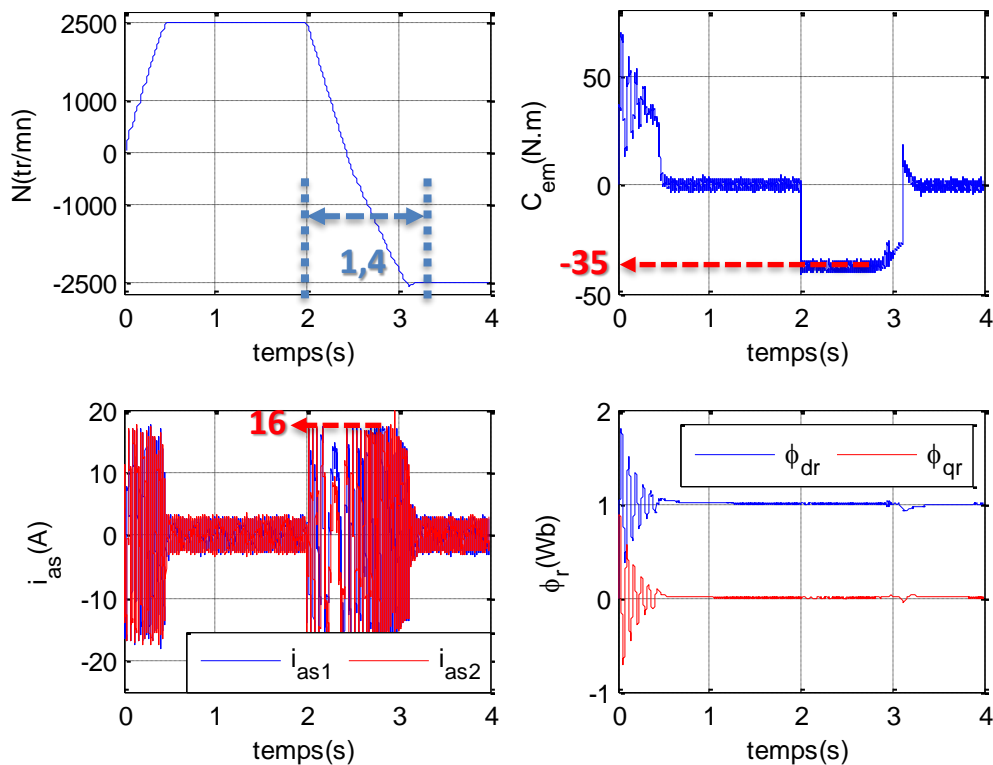


Figure 3-15 : L'impact de la variation de l'inertie ( $J = 1.5J_n$  à  $t = 2.5s$ ) et l'inversion de vitesse à  $t = 2s$ .

### 3. 4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté deux méthodes de contrôle ; la commande vectorielle indirecte basée sur des régulateurs PI et la commande floue basée sur la technique d'orientation du flux rotorique. Après un rappel théorique sur les deux techniques de contrôle, ces dernières ont été appliquées sur la MASDE pour contrôler la vitesse rotorique. Les performances de la machine ont été visualisées premièrement en fonctionnement normal (sans variation paramétrique).

Les résultats de simulation ont montré que la régulation de vitesse de la MASDE par la commande floue est plus efficace par rapport à la commande classique PI en termes de rapidité, de suivi de la vitesse de référence et de rejet des perturbations.

Les tests de robustesse (variation de la résistance rotorique et le moment d'inertie avec inversion de vitesse), ont montré à leur tour que la régulation floue assure de meilleures réponses de vitesse et de couple par rapport à la commande vectorielle.

A travers les résultats obtenus, on peut conclure que le contrôleur floue appliqué à la MASDE est robuste et plus efficace que le régulateur PI que ce soit lors d'un fonctionnement normal ou sous des conditions critiques.

La deuxième stratégie de commande intelligente proposée dans ce travail est la commande par les réseaux de neurones artificielles.

Donc le régulateur neuronal remplace le régulateur classique.

---

# Chapitre 4 : Contrôle de MASDE par les Réseaux de Neurones

---

## 4. 1 Introduction

Un réseau de neurones est un ensemble d'opérateurs non linéaires interconnectés, il génère des signaux à sa sortie après avoir capté l'information de l'extérieur par ces entrées.

Le but d'utiliser les réseaux de neurones était d'améliorer nos connaissances sur le système cérébral en développant des processus artificiels qui ont la capacité de reproduire des calculs complexes.

La recherche n'arrête pas jusqu'à nos jours, où les réseaux neuronaux trouvent des applications dans les différents domaines [69,70].

Le but de ce chapitre est d'appliquer ces réseaux de neurones pour contrôler la vitesse de la MASDE en se basant sur la commande vectorielle indirecte.

## 4. 2 Réseaux de neurones

### 4. 2. 1 Neurone biologique

Le neurone biologique est le composant cellulaire de base de cerveau, il comprend [71] : Le corps cellulaire, l'axone, les dendrites et les synapses.

### 4. 2. 2 Neurone formel

Durant l'année 1943, les chercheurs *Mac Culloch* et *Pitts* ont conçu le premier prototype de neurone formel.

Ce système est équivalent à un opérateur mathématique qui fait la somme pondérée de ses entrées suivie d'une fonction d'activation comme montré sur la figure 4.1 [71].

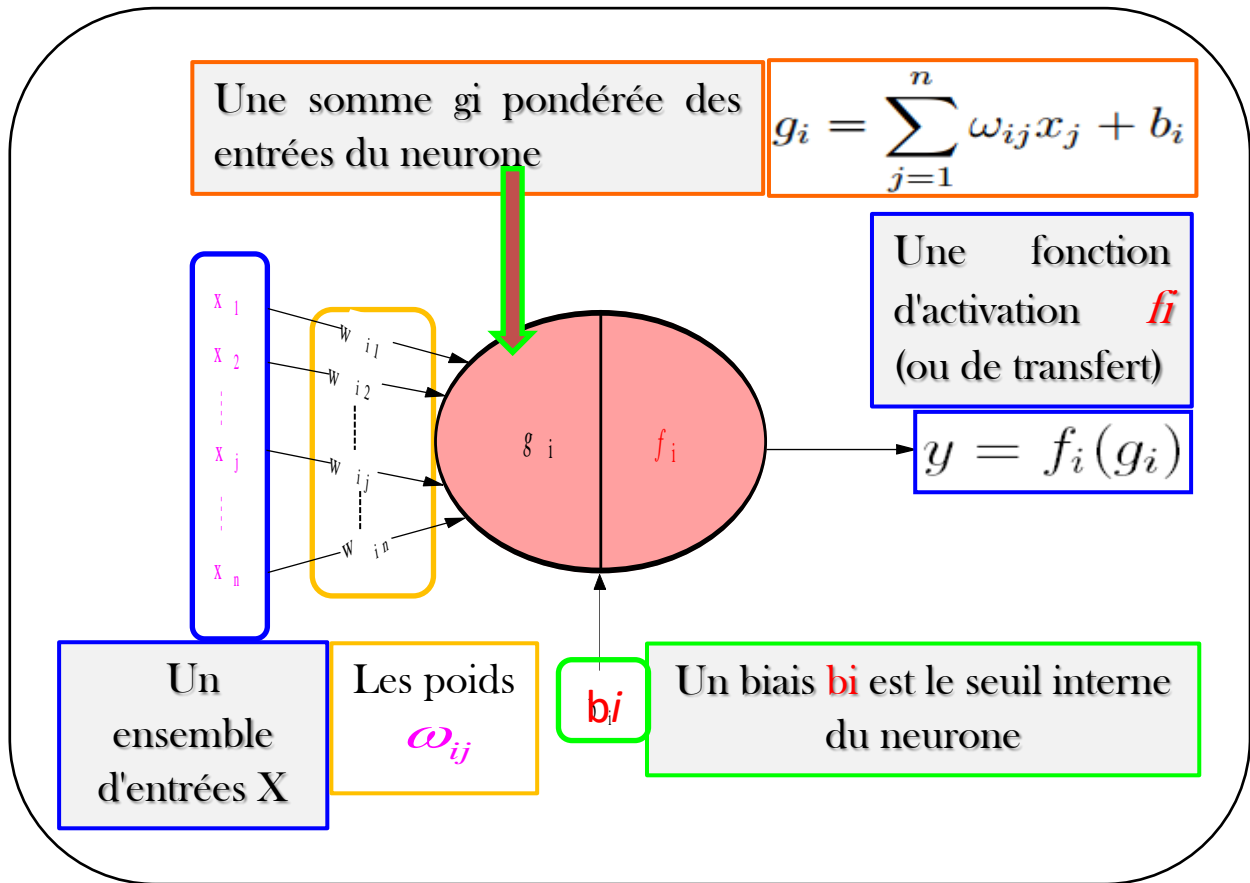


Figure 4-1 : prototype de neurone formel.

La somme pondérée des entrées du neurone est donnée par :

$$g_i = \sum_{j=1}^n w_{i,j} \cdot x_j + b_i \tag{4.1}$$

Où  $[x_1, x_2, \dots, x_j, \dots, x_n]^T$  - Représente la connexion des neurones  $1, \dots, n$  au neurone  $i$  ;

$w_{i,j}$  - Désigne le poids de la connexion reliant l'entrée  $j$  au neurone  $i$  ;

$b_i$  - Le seuil interne du neurone.

### 4. 2. 3 Réseaux de neurones

La grille formée par l'interconnexion de plusieurs neurones représente un réseau de neurones. Habituellement ces neurones ont les mêmes caractères et exploitent la même fonction d'activation, les poids qui font le travail des synapses assurent la connexion entre les neurones. Il existe deux conceptions différentes de réseaux de neurones bouclés et non bouclés [71-73].

### A) Réseaux non bouclés

On dit qu'un réseau de neurone est non bouclé si son graphe ne possède pas de cycle. La topologie la plus connue est les perceptrons multicouches avec  $N$  couches successives ( $N \geq 3$ ) comme indiqué sur la figure 4.2.a. La couche d'entrée est la première couche, la couche de sortie est la troisième couche et la couche cachée est la couche du milieu représenté par des neurones intermédiaires.

### B) Réseaux bouclés

Un réseau bouclé est un réseau dynamique, il a la même structure qu'un réseau multicouches avec des rétroactions, la connexion dynamique relie les sorties de neurones d'une couche aux entrées de la couche qui se place à droite de la première couche comme indiqué sur la figure 4.2.b.

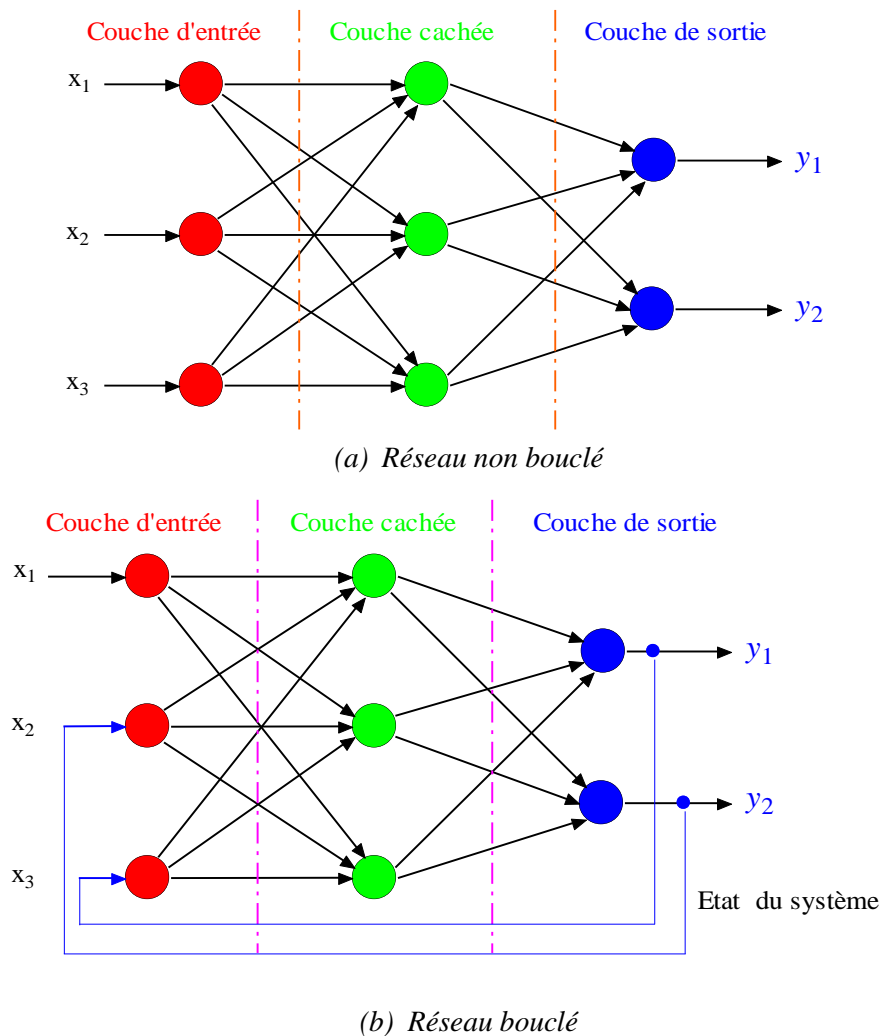


Figure 4-2 : Perceptrons à une couche cachée.

### 4. 2. 4 Algorithmes d'apprentissage

L'algorithme le plus efficace et le plus utilisé est la rétropropagation de gradient qui assure l'adaptation des réseaux multicouches [74]. Ce processus a été développé par *Rumelhat, Parken* et *Cun* en 1985. Le but principal de cet algorithme est de varier les poids du réseau dans le sens contraire du critère de performance. Ce critère nommé gradient est donné par [75, 76] :

$$E(t) = \frac{1}{2} e^2(t) = \frac{1}{2} [y_d - y(t)]^2 \tag{4.2}$$

$$\Delta \omega_{ij} = -\eta \frac{\delta E(t)}{\delta \omega_{ij}} \tag{4.3}$$

Avec :  $e(t)$  - L'écart entre la sortie désirée  $y_d$  et la sortie réelle  $y(t)$  ;

$\eta$  - Le coefficient d'apprentissage.

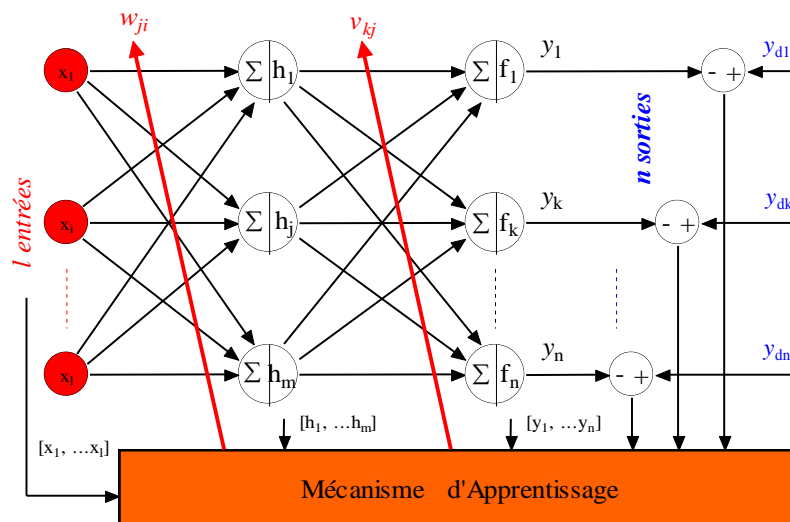


Figure 4-3 : Apprentissage par rétropropagation du gradient.

### 4. 3 Application des réseaux de neurones dans la régulation de vitesse

La figure 4.4 montre le schéma de principe de régulation de la vitesse par les réseaux de neurones. Il se compose de : l'IFOC, la MASDE, les onduleurs MLI, le régulateur PI, le bloc d'algorithme d'apprentissage et des réseaux de neurones. Le but du contrôleur PI est d'obtenir le couple électromagnétique désiré. La vitesse mesurée  $\Omega_m$  est comparée à la vitesse de référence  $\Omega_m^*$ , l'erreur résultante et sa dérivée sont transmises au contrôleur neuronal. La couche d'entrée possède deux entrées, l'erreur de vitesse et sa dérivée, deux couches cachées chacune d'elle est composée de trois neurones, la couche de sortie est composée d'un seul neurone.

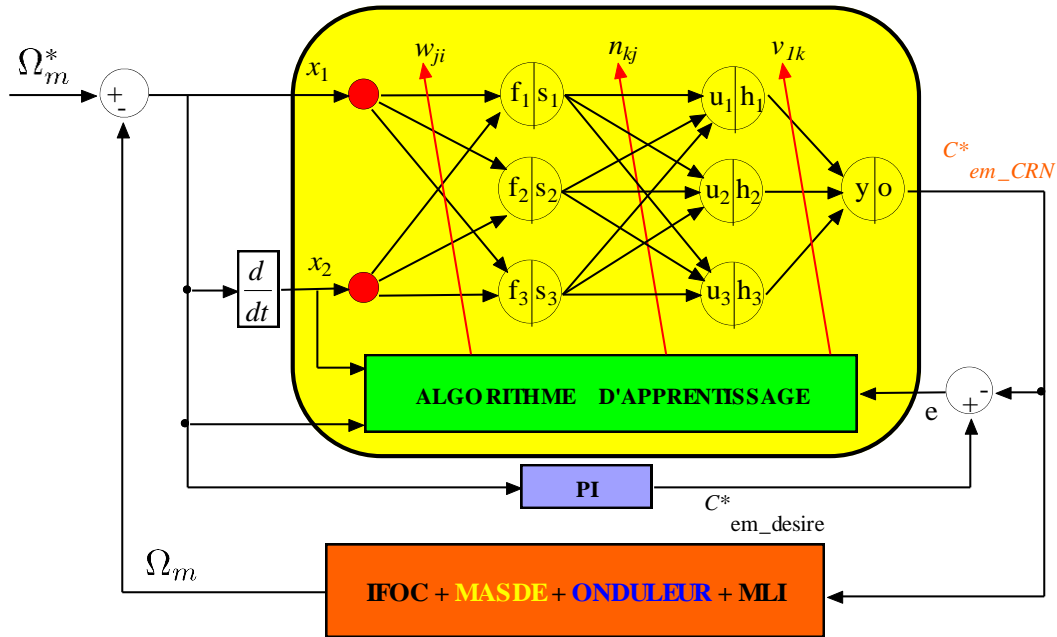


Figure 4-4 : Diagramme de régulation de la vitesse par les réseaux de neurones.

Avec :

$x_1$  - L'erreur de vitesse ;

$x_2$  - La variation de l'erreur ;

$e$  - L'écart entre le couple désiré  $C_{em\_désiré}^*$  fournie par le régulateur PI et le couple de référence généré par le contrôleur neuronal, donc on pourra écrire :

$$e = C_{em\_désiré}^* - C_{em\_CRN}^* \quad (4.4)$$

Les sorties de neurones données par la couche de sortie sont :

$$y = \sum_{k=1}^3 v_{1k} \cdot h_k = v_{11} \cdot h_1 + v_{12} \cdot h_2 + v_{13} \cdot h_3 \quad (4.5)$$

Les couches cachées sont [77, 78] :

$$u_k = \sum_{j=1}^3 n_{kj} \cdot s_j \quad 1 \leq k \leq 3 \quad (4.6)$$

$$\begin{cases} u_1 = n_{11}s_1 + n_{12}s_2 + n_{13}s_3 \\ u_2 = n_{21}s_1 + n_{22}s_2 + n_{23}s_3 \\ u_3 = n_{31}s_1 + n_{32}s_2 + n_{33}s_3 \end{cases}$$

$$f_j = \sum_{i=1}^2 \omega_{ji} \cdot x_i \quad 1 \leq j \leq 3 \quad (4.7)$$

$$\begin{cases} f_1 = \omega_{11}x_1 + \omega_{12}x_2 \\ f_2 = \omega_{21}x_1 + \omega_{22}x_2 \\ f_3 = \omega_{31}x_1 + \omega_{32}x_2 \end{cases}$$



### 4. 3. 1 Algorithme d'apprentissage pour le contrôle neuronal proposé

L'algorithme d'apprentissage pour le contrôleur neuronal est une phase très importante dans le développement du réseau de neurones dans lequel le comportement du réseau est modifié jusqu'à ce que l'erreur entre la valeur cible et la sortie du régulateur flou sera inférieure à un seuil prédéfini.

L'apprentissage se reflète dans la plupart des architectures, par un changement des poids d'une couche à l'autre. Dans ce travail on utilisera l'algorithme de rétropropagation du gradient.

Pour minimiser l'erreur, on détermine les variations de chaque poids en utilisant la règle delta généralisée comme suit :

$$\Delta v_{1k} = -\eta \frac{\partial E}{\partial v_{1k}}, \Delta w_{ji} = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{ji}} \quad \text{et} \quad \Delta n_{kj} = -\eta \frac{\partial E}{\partial n_{kj}}$$

$$\Delta v_{1k} = \eta \cdot \delta_o \cdot h_k \quad (4.8)$$

$$\Delta n_{kj} = \eta \cdot \delta_k \cdot s_j \quad (4.9)$$

$$\Delta w_{ji} = \eta \cdot \delta_j \cdot x_i \quad (4.10)$$

Avec :  $\eta$  - le taux constant d'apprentissage.

Pour les couches cachées, la fonction d'activation utilisée est une sigmoïde, son graphe est montré dans la figure 4.5.a. Pour la couche de sortie, on utilise la fonction de saturation. Elle est illustrée dans la figure 4.5.b.

La fonction sigmoïde est définie par :

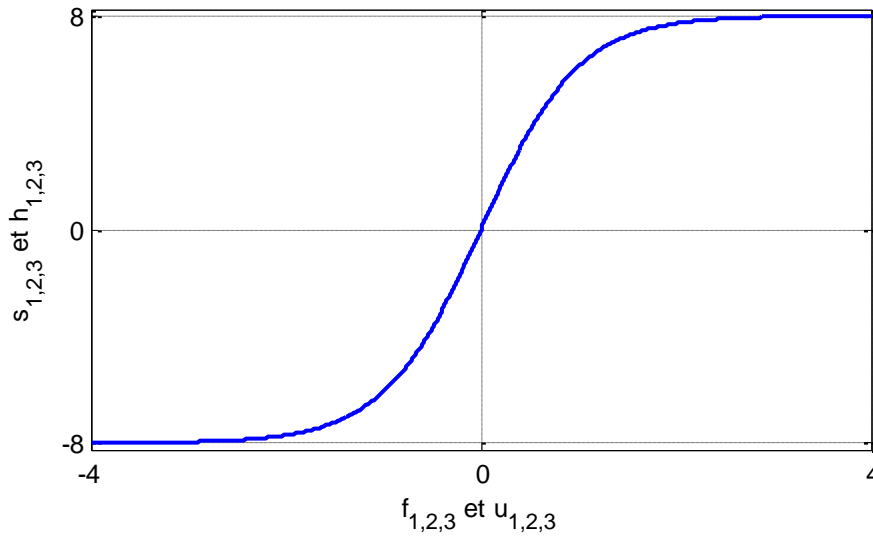
$$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}} \quad (4.11)$$

C'est-à-dire :

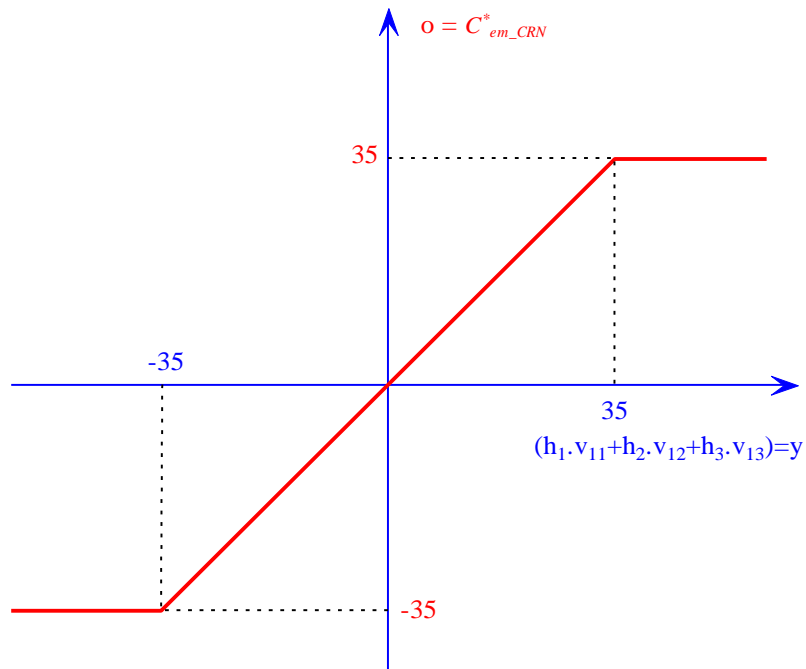
$$s_{1,2,3} = \frac{1}{1 + e^{-f_{1,2,3}}}$$

et

$$h_{1,2,3} = \frac{1}{1 + e^{-u_{1,2,3}}}$$



(a) Couche cachée



(b) Couche de sortie

Figure 4-5 : Les fonctions d'activation utilisées.

La dérivée de l'équation (4.11) est donnée par :

$$f'(x) = f(x) \cdot (1 - f(x)) \tag{4.12}$$

En utilisant cette fonction, on obtient :

$$o = \frac{1}{1 + e^{-y}} \tag{4.13}$$

$$h_k = \frac{1}{1 + e^{-u_k}} \tag{4.14}$$

$$s_j = \frac{1}{1 + e^{-f_j}} \quad (4.15)$$

$$\delta o = e.o.(1 - o) \quad (4.16)$$

$$\delta h_k = h_k(1 - h_k).\delta o.v_{1k} \quad (4.17)$$

$$\begin{cases} \delta h_1 = h_1(1 - h_1).\delta o.v_{11} \\ \delta h_2 = h_2(1 - h_2).\delta o.v_{12} \\ \delta h_3 = h_3(1 - h_3).\delta o.v_{13} \end{cases}$$

$$\delta s_j = s_j(1 - s_j) \sum_{k=1}^3 \delta h_k.n_{kj} \quad (4.18)$$

Enfin, chaque poids peut être mis à jour pour minimiser l'erreur comme suit [76] :

$$w_{ji}^{nouveau} = w_{ji}^{ancien} + \Delta w_{ji} \quad (4.19)$$

$$n_{kj}^{nouveau} = n_{kj}^{ancien} + \Delta n_{kj} \quad (4.20)$$

$$v_{1k}^{nouveau} = v_{1k}^{ancien} + \Delta v_{1k} \quad (4.21)$$

#### 4. 4 Simulation et interprétation

Le premier test est montré sur la figure 4.6. C'est un démarrage à vide suivi par l'application d'un couple de charge à partir de  $t = 2s$ , la vitesse atteint sa référence au bout de  $t = 0.55s$  avec un dépassement de 0.4%, la perturbation du couple est rapidement compensée par le régulateur de vitesse.

Le couple électromagnétique atteint une valeur de 62 N.m pendant le démarrage, ensuite, il oscille autour de zéro et de 14 N.m durant le régime permanent.

Les courants statoriques de deux étoiles  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  sont de forme identique. Ils ont aussi les mêmes valeurs crêtes de 15 A et 2.6 A au démarrage et à vide respectivement. En présence de la charge ces courants atteignent 6.5 A.

Les composantes du flux rotorique suivent l'orientation imposée ;  $\varphi_{rd}^* = 1$  et  $\varphi_{rq}^* = 0$ .

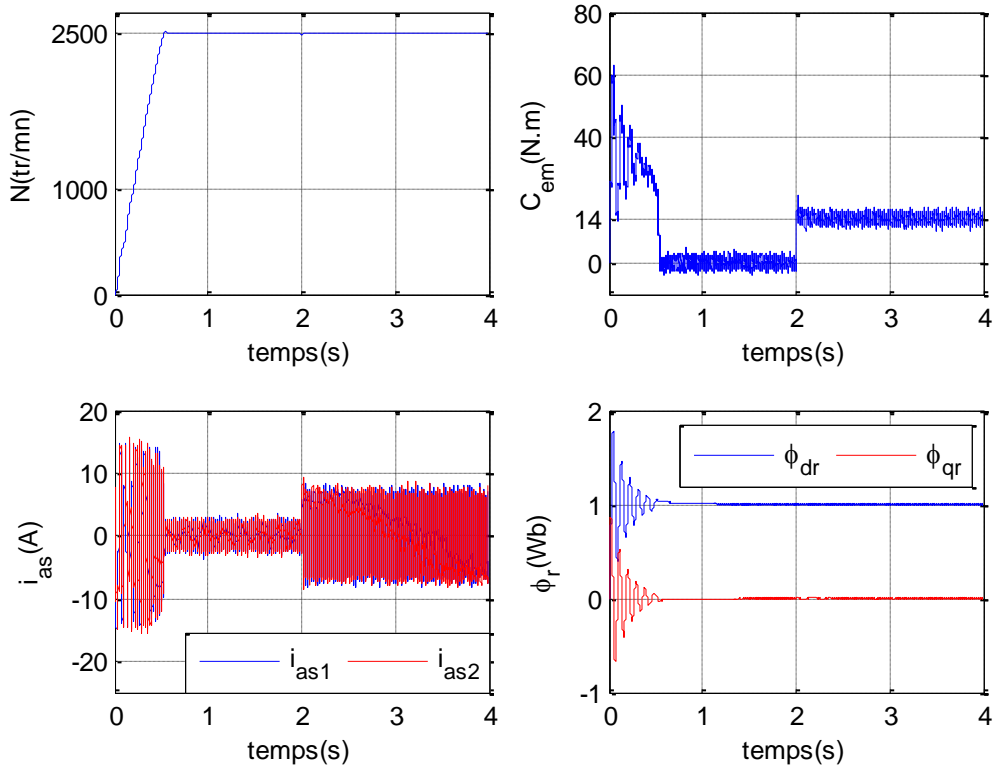


Figure 4-6 : Performance de la MASDE contrôlée par un régulateur RN : Démarrage à vide suivi d'une charge de 14N.m à  $t = 2s$ .

Maintenant, pour évaluer la robustesse de la commande neuronale, on fait les mêmes tests de robustesse avec la commande vectorielle (PI) et la commande floue.

#### **Premier test de robustesse vis-à-vis à la variation de la résistance rotorique**

Le premier test de robustesse de la commande neurale à l'égard de la variation de la résistance rotorique est montré sur la figure 4.7.

D'après les signaux de réponse des différentes grandeurs, on constate clairement qu'aucun impact enregistré pendant la variation de la résistance rotorique, soit en fonctionnement à vide ou à charge.

La vitesse suit la valeur de référence 2500 tr/min, le couple électromagnétique rejette l'effet de couple de charge sans ondulations.

Les courants statoriques de deux étoiles  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  ont le même comportement que dans le précédent test, idem pour l'orientation du flux rotorique.

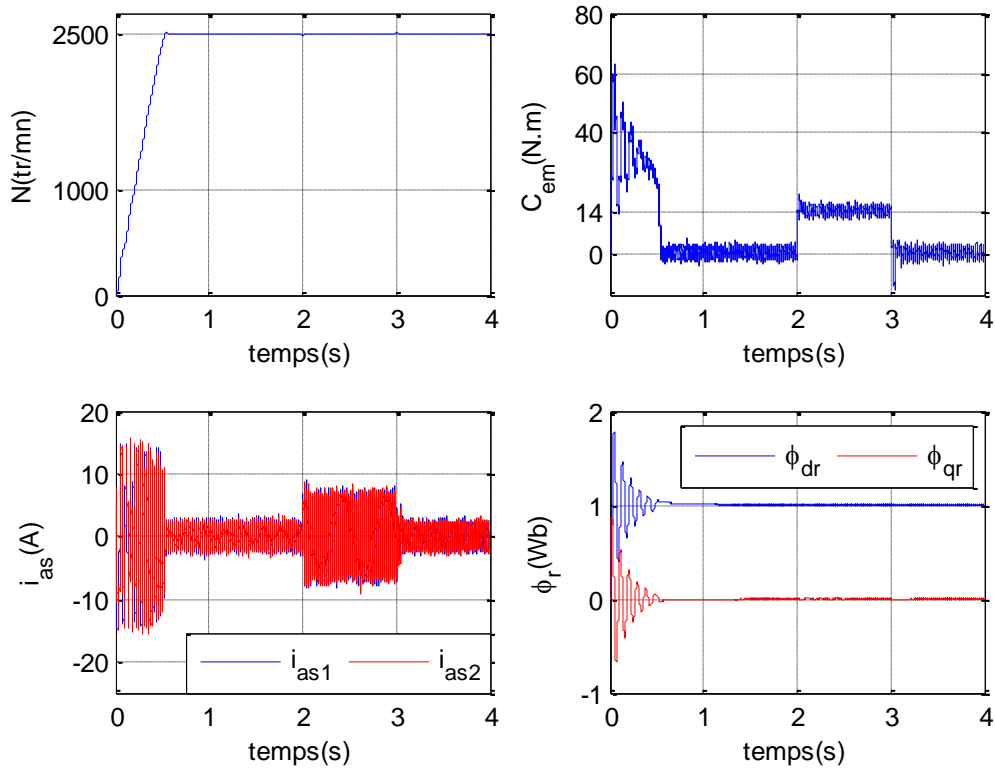


Figure 4-7 : Impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r = 1.5R_{rn}$  à  $t = 1.5s$ ) suivi d'une charge de 14 N.m entre 2 et 3s.

### Deuxième test de robustesse vis-à-vis à la variation du moment d'inertie

Le deuxième test de robustesse à l'égard de la variation du moment d'inertie et de l'inversion de vitesse est illustré dans la figure 4.8. Le taux de variation de l'inertie est de +50% de la valeur nominale.

D'après les résultats obtenus, on remarque que la variation d'inertie affecte la réponse de la vitesse du rotor et provoque une augmentation du temps d'inversion par rapport à la vitesse obtenue sans variation d'inertie.

Pour les autres grandeurs, comme le couple électromagnétique, les courants statoriques et le flux rotorique, l'augmentation de l'inertie n'a aucun impact.

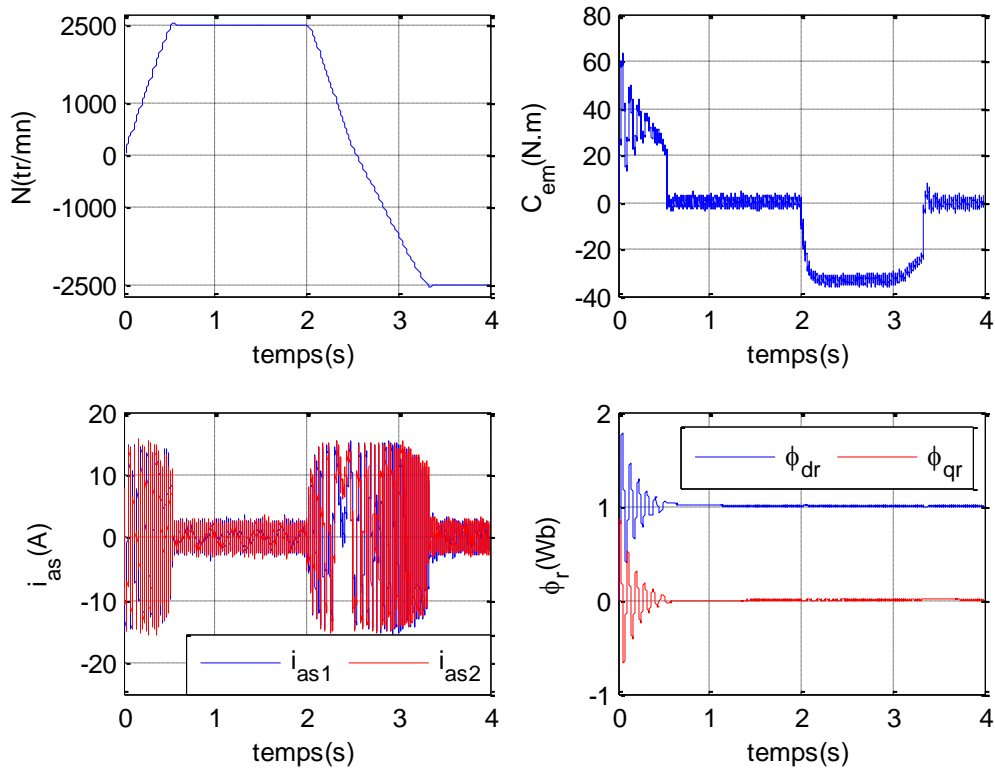


Figure 4-8 : Impact de la variation d'inertie ( $J=1.5J_n$  à  $t = 2.5s$ ) après une inversion de vitesse à  $t = 2s$ .

#### 4.5 Conclusion

Le contrôle de vitesse de la MASDE par un régulateur de réseau de neurones artificiel basé sur la commande vectorielle a été présenté dans ce chapitre.

Après un rappel théorique sur la commande neuronale, on a exploité cette technique de commande pour ajuster la vitesse de la machine. Les performances de cette méthode ont été illustrées en fonctionnement normale (sans variation des paramètres), de même qu'avec un changement de paramètres.

Les résultats de simulation prouvent clairement que la stratégie du contrôle neuronal est satisfaisante en termes de rapidité de suivi de la vitesse de référence, de réponse du couple électromagnétiques (sans ondulations) et de compensation des perturbations.

Les tests de variation de la résistance rotorique et de l'inertie ont confirmé la robustesse de la commande proposée qui s'est traduite par d'excellentes réponses de vitesse et du couple électromagnétique qui nous permet d'affirmer que la commande par réseaux de neurones de la MASDE est robuste et efficace que ce soit en fonctionnement normal ou critique.

La dernière stratégie de commande proposé dans ce travail est la commande par un contrôleur neuro-flou, le but de cette méthode est d'exploiter les performances de deux techniques de commande floue et neuronale.

---

## Chapitre 5 : Contrôle de MASDE par un régulateur neuro-flou

---

### 5. 1 Introduction

Pour améliorer la commande de la MASDE, de nombreuses méthodes ont été proposées pour remplacer le schéma de contrôle basé sur des régulateurs classiques PI, tels que le mode glissant, le control direct du couple, le backstepping et enfin la méthode floue.

Dans cette contribution, on va proposer une nouvelle stratégie de commande qui est la régulation neuro-floue. Il arrive parfois que le domaine d'expertise pour la commande floue ne soit pas disponible. Il est donc naturel de construire des systèmes hybrides qui combinent les concepts des systèmes d'inférence flous et des réseaux de neurones, ce sont des réseaux neuro-flous, dont l'apprentissage permet d'ajuster les paramètres et de s'adapter aux changements de conditions [5]. Le rôle des réseaux de neurones dans cette méthode c'est l'ajustement automatique des paramètres des fonctions d'appartenance du contrôleur flou afin d'augmenter la robustesse face aux variations paramétriques et aux perturbations externes. Un contrôleur neuro-flou, ou simplement CNF possède les avantages des contrôleurs flou et neuronal.

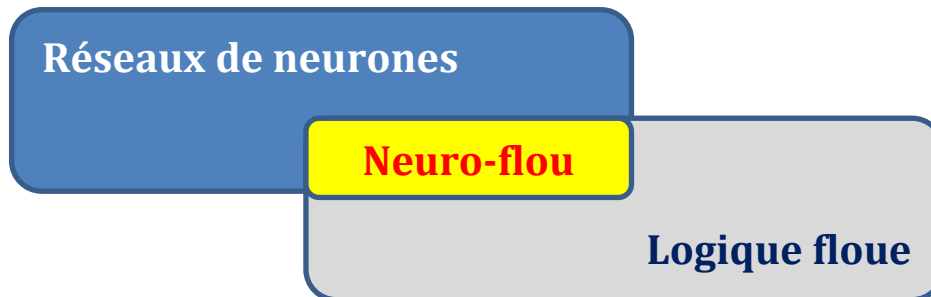
La commande neuro-floue CNF a été développée au début des années 90 par *Jang* [80-82]. Les auteurs ont combiné les concepts de la logique floue et les réseaux de neurones pour créer un système intelligent hybride qui améliore la capacité à apprendre et à s'adapter automatiquement.

### 5. 2 Définition

Le système neuro-flou est un système flou formé par un algorithme d'apprentissage inspiré de la théorie des réseaux de neurones. La technique d'apprentissage opère en fonction de l'information locale et produit uniquement des changements locaux dans le système flou d'origine.



Un système neuro-flou est un réseau de neurones qui est typologiquement équivalent à la structure d'un système flou.



Les systèmes neuro-flous sont créés afin de synthétiser les avantages et de surmonter les inconvénients des réseaux neuronaux et des systèmes flous. De cette manière, les algorithmes d'apprentissage peuvent être employés pour déterminer les paramètres des systèmes flous.

### 5. 3 Conception du contrôleur de vitesse neuro-flou

Le contrôleur neuro-flou (CNF) est composé d'un algorithme d'apprentissage en ligne avec un réseau neuro-flou (voir le schéma de la figure 5.1).

L'apprentissage du réseau neuro-flou est assuré par un algorithme en ligne. L'erreur de la vitesse et sa variation représentent les deux entrées du contrôleur CNF, tandis que la sortie est représentée par la commande du couple  $C_{em\_CNF}$ . [82-84]. La figure 5.2 montre la structure à quatre couches du réseau neuro-flou utilisé où première couche représente les entrées, alors que la deuxième sert à la fuzzification.

L'évaluation des règles floues est effectuée dans la troisième couche et enfin la quatrième couche est réservée à la défuzzification.

Dans ce schéma de contrôle, le couple électromagnétique désiré  $C_{em}^*$  est généré par un contrôleur PI.  $e_{C_{em}}$  représente l'erreur entre le couple désiré  $C_{em}^*$  et le couple de commande  $C_{em\_CNF}$ . La valeur instantanée de ce dernier est donnée par le contrôleur neuro-flou.

Ce dernier  $C_{em\_CNF}$ , sera injecté comme une entrée pour le bloc de control principal (d'orientation de flux rotorique IFOC) qui assure le découplage et généré les tensions de référence aux deux onduleurs qui à leurs tours alimentent la machine (MASDE).

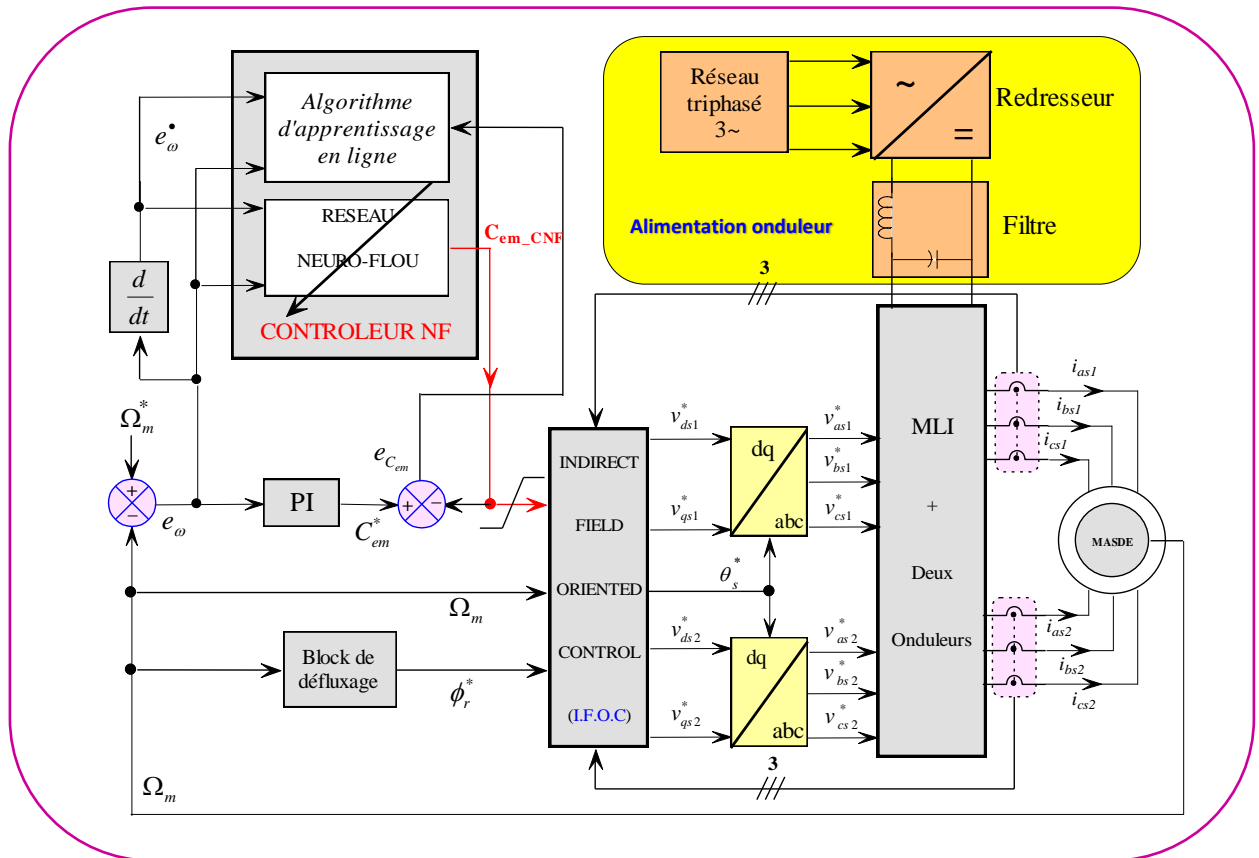


Figure 5-1 : Schéma de connexion RNF avec IFOC pour la régulation de vitesse de la MASDE.

Les discussions détaillées sur différentes couches du réseau neuro-flou sont données ci-dessous :

**Couche d'entrée :** Chaque nœud d'entrée de cette couche correspond à la variable d'entrée spécifique ; les poids de cette couche sont fixes et de valeur unitaire (figure 5.2).

Les entrées et les sorties de cette couche sont données par [4] [85] :

$$\begin{cases} net_1^I = e_\omega \\ net_2^I = \dot{e}_\omega \end{cases} \quad (5.1)$$

$$\begin{cases} y_1^I = f_1^I (net_1^I) = e_\omega \\ y_2^I = f_2^I (net_2^I) = \dot{e}_\omega \end{cases} \quad (5.2)$$

**Couche de fuzzification** : Chaque nœud exécute une fonction d'appartenance que l'on peut appeler la procédure de fuzzification.

L'ensemble flou est basé sur (07) fonctions d'appartenance qui sont utilisées pour obtenir le nombre flou pour chaque entrée. Dans ce RNF proposé, les fonctions gaussiennes sont choisies comme des fonctions d'appartenance, voir figure 5.3.

Les équations de fuzzification sont données par :

$$net_{1,j}^{II} = - \left( \frac{x_{1,j}^{II} - m_{1,j}^{II}}{\sigma_{1,j}^{II}} \right)^2 \tag{5.3}$$

$$net_{2,k}^{II} = - \left( \frac{x_{2,k}^{II} - m_{2,k}^{II}}{\sigma_{2,k}^{II}} \right)^2 \tag{5.4}$$

$$y_{1,j}^{II} = f_{1,j}^{II} (net_{1,j}^{II}) = e^{-net_{1,j}^{II}} \tag{5.5}$$

$$y_{2,k}^{II} = f_{2,k}^{II} (net_{2,k}^{II}) = e^{-net_{2,k}^{II}} \tag{5.6}$$

Où  $m_{1,j}^{II}$ ,  $m_{2,k}^{II}$  - Sont la moyenne et la déviation de la fonction gaussienne ;

$\sigma_{1,j}^{II}$ ,  $\sigma_{2,k}^{II}$  - Déterminent les largeurs des fonctions d'appartenances.

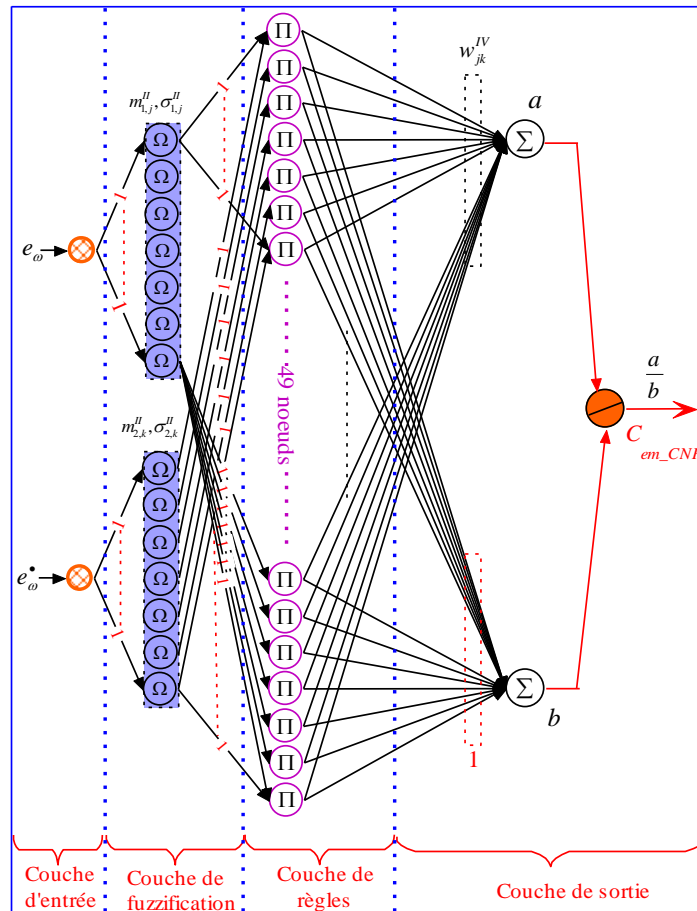


Figure 5-2 : Structure du réseau neuro-flou.

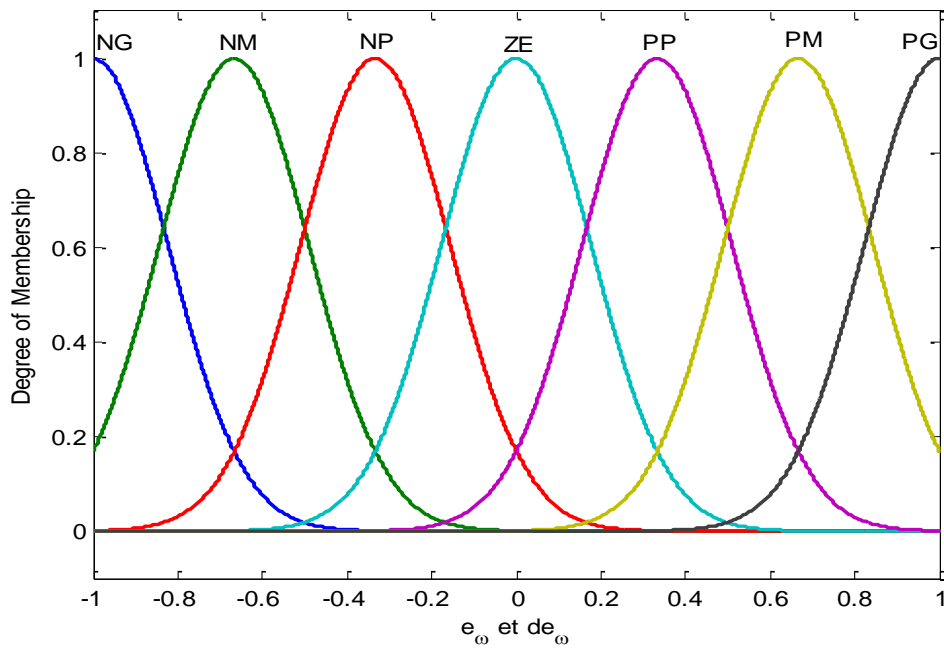


Figure 5-3 : Fonctions d'appartenance pour les entrées  $e_w$  et  $de_w$ .

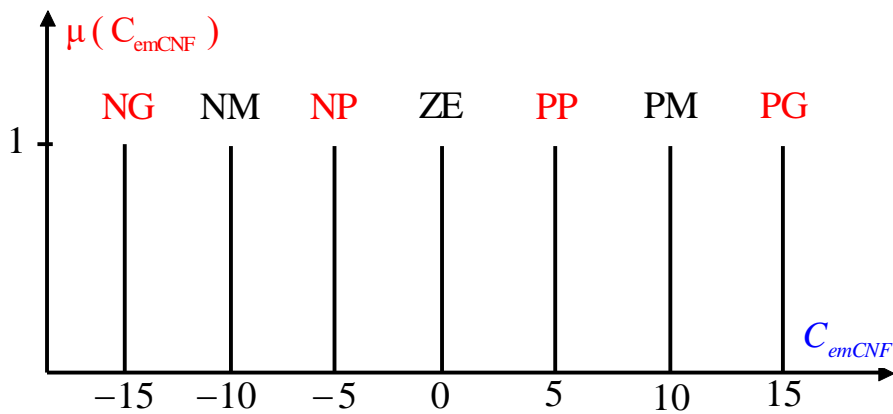


Figure 5-4 : Fonctions d'appartenances pour la sortie  $C_{em\_CNF}$ .

**Couche de règles :**

Le nombre total de règles de cette couche est de 49 ( $7 \times 7 = 49$ ). Chaque nœud de cette couche est un nœud fixe étiqueté  $\Pi$ , représentant une base de règles utilisée par le contrôleur flou. L'opérateur de produit est utilisé dans chaque nœud. Les 49 bases de règles pour le contrôleur flou sont projetées dans le tableau 5-1[86].

La figure 5.5 montre un tracé de surface montrant la relation entre les paramètres d'entrée et de sortie.

Tableau 5-1 : Bases de règles pour le contrôleur flou.

$\begin{matrix} de \\ e \end{matrix}$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
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

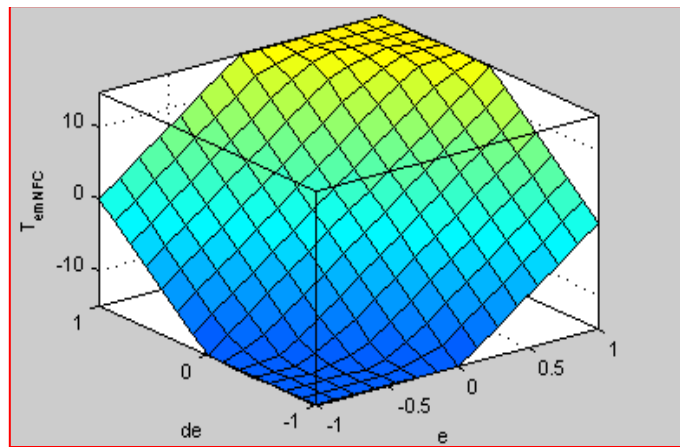


Figure 5-5 : Diagramme de surface montrant la relation entre les paramètres d'entrée et le paramètre de sortie.

L'entrée et la sortie de cette couche sont données par :

$$net_{jk}^{III} = (x_{1,j}^{III} \times x_{2,k}^{III}) \tag{5.7}$$

$$y_{jk}^{III} = f_{jk}^{III} (net_{jk}^{III}) = net_{jk}^{III} \tag{5.8}$$

Les valeurs de poids entre la couche de règles et la couche de fuzzification sont égales à l'unité.

**Couche de défuzzification :**

La méthode du centre de gravité est utilisée pour déterminer la sortie du RNF. Chaque équation de nœud est spécifiée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} a = \sum_j \sum_k (w_{jk}^{IV} y_{jk}^{III}) \\ b = \sum_j \sum_k y_{jk}^{III} \\ net_0^{IV} = \frac{a}{b} \\ y_0^{IV} = f_0^{IV} (y_0^{IV}) = \frac{a}{b} \end{array} \right. \quad (5.9)$$

Avec :

$w_{jk}^{IV}$  - Représentent les valeurs de la sortie du RNF comme indiqué sur la figure 5.2 ;

$y_0^{IV}$  - Représente la sortie de la couche de défuzzification ;

$a$  et  $b$  - Sont respectivement le numérateur et le dénominateur de la fonction utilisée dans la méthode du centre de gravité.

Dans le réseau neuro-flou, l'objectif de l'algorithme d'apprentissage est d'ajuster les poids  $w_{jk}^{IV}$ , les  $m_{1,j}^{II}$ ,  $m_{2,k}^{II}$  et les  $\sigma_{1,j}^{II}$ ,  $\sigma_{2,k}^{II}$ .

Pour l'algorithme d'apprentissage, nous utilisons la méthode de la propagation du gradient où l'erreur quadratique  $E$  qui décrit cet algorithme est donnée par l'expression suivante [76] [85] :

$$E(l) = \frac{1}{2} e_{Cem}^2 \quad (5.10)$$

Et où la valeur d'erreur peut être écrite par :

$$e_{Cem} = d - y \quad (5.11)$$

Avec :

$d$  - Le couple désirée  $C_{em}^*$  (la sortie du régulateur PI) ;

$y$  - Le couple de référence  $C_{em\_CNF}$  ( $y$  est égale à la sortie du RNF).

### 5. 3. 1 L'algorithme de rétropropagation

- **La couche de sortie**

L'expression d'erreur de la quatrième couche est donnée par :

$$\delta_0^{IV} = -\frac{\partial E}{\partial t_0^{IV}} = -\frac{\partial E}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial t_0^{IV}} = e = e_{cem} \quad (5.12)$$

Les variations  $\Delta w_{jk}^{IV}$  des poids  $w_{jk}^{IV}$  pour minimiser l'erreur peuvent être déterminées par la règle delta généralisée comme suit :

$$\Delta w_{jk}^{IV} = -\frac{\partial E}{\partial w_{jk}^{IV}} = -\left[ \frac{\partial E}{\partial t_0^{IV}} \right] \frac{\partial t_0^{IV}}{\partial a} \frac{\partial a}{\partial w_{jk}^{IV}} = \frac{1}{b} \delta_0^{IV} y_{jk}^{III} \quad (5.13)$$

Enfin, les poids peuvent être mis à jour pour minimiser l'erreur comme suit :

$$w_{jk}^{IV}(t) = w_{jk}^{IV}(t-1) + \mu_w \Delta w_{jk}^{IV}(t) \quad (5.14)$$

Où  $\mu_w$  est le taux d'apprentissage pour  $w_{jk}^{IV}$ .

- **La couche des règles**

L'erreur reçue par cette couche à partir de la couche de sortie est calculée comme suit :

$$\delta_{jk}^{III} = -\frac{\partial E}{\partial t_{jk}^{III}} = -\left[ \frac{\partial E}{\partial t_0^{IV}} \right] \frac{\partial t_0^{IV}}{\partial y_{jk}^{III}} \frac{\partial y_{jk}^{III}}{\partial t_{jk}^{III}} = \frac{1}{b} \delta_0^{IV} (w_{jk}^{III} - y) \quad (5.15)$$

- **La couche de fuzzification**

L'erreur générée de cette couche est calculée comme suit :

$$\delta_{2,k}^{II} = -\frac{\partial E}{\partial t_{2,k}^{II}} = \sum_j \left[ \left( -\frac{\partial E}{\partial t_{jk}^{III}} \right) \frac{\partial t_{jk}^{III}}{\partial y_{2,k}^{II}} \frac{\partial y_{2,k}^{II}}{\partial t_{2,k}^{II}} \right] = \sum_j \delta_{jk}^{III} y_{jk}^{III} \quad (5.16)$$

$$\delta_{1,j}^{II} = -\frac{\partial E}{\partial t_{1,j}^{II}} = \sum_k \left[ \left( -\frac{\partial E}{\partial t_{jk}^{III}} \right) \frac{\partial t_{jk}^{III}}{\partial y_{1,j}^{II}} \frac{\partial y_{1,j}^{II}}{\partial t_{1,j}^{II}} \right] = \sum_k \delta_{jk}^{III} y_{jk}^{III} \quad (5.17)$$

Dans cette couche, les changements de  $m_{1,j}^{II}$ ,  $m_{2,k}^{II}$  et  $\sigma_{1,j}^{II}$ ,  $\sigma_{2,k}^{II}$  sont exprimés comme suit :

$$\Delta m_{1,j}^{II} = -\frac{\partial E}{\partial m_{1,j}^{II}} = \left[ -\frac{\partial E}{\partial t_{1,j}^{II}} \right] \frac{\partial t_{1,j}^{II}}{\partial m_{1,j}^{II}} = \delta_{1,j}^{II} \frac{2(x_{1,j}^{II} - m_{1,j}^{II})}{(\sigma_{1,j}^{II})^2} \quad (5.18)$$

$$\Delta m_{2,k}^{\prime\prime} = -\frac{\partial E}{\partial m_{2,k}^{\prime\prime}} = \left[ -\frac{\partial E}{\partial t_{2,k}^{\prime\prime}} \right] \frac{\partial t_{2,k}^{\prime\prime}}{\partial m_{2,k}^{\prime\prime}} = \delta_{2,k}^{\prime\prime} \frac{2(x_{2,k}^{\prime\prime} - m_{2,k}^{\prime\prime})}{(\sigma_{2,k}^{\prime\prime})^2} \quad (5.19)$$

$$\Delta \sigma_{1,j}^{\prime\prime} = -\frac{\partial E}{\partial \sigma_{1,j}^{\prime\prime}} = \left[ -\frac{\partial E}{\partial t_{1,j}^{\prime\prime}} \right] \frac{\partial t_{1,j}^{\prime\prime}}{\partial \sigma_{1,j}^{\prime\prime}} = \delta_{1,j}^{\prime\prime} \frac{2(x_{1,j}^{\prime\prime} - m_{1,j}^{\prime\prime})^2}{(\sigma_{1,j}^{\prime\prime})^3} \quad (5.20)$$

$$\Delta \sigma_{2,k}^{\prime\prime} = -\frac{\partial E}{\partial \sigma_{2,k}^{\prime\prime}} = \left[ -\frac{\partial E}{\partial t_{2,k}^{\prime\prime}} \right] \frac{\partial t_{2,k}^{\prime\prime}}{\partial \sigma_{2,k}^{\prime\prime}} = \delta_{2,k}^{\prime\prime} \frac{2(x_{2,k}^{\prime\prime} - m_{2,k}^{\prime\prime})^2}{(\sigma_{2,k}^{\prime\prime})^3} \quad (5.21)$$

L'adaptation des paramètres d'appartenance est obtenue par les moyens suivants [79] [87] :

$$m_{1,j}^{\prime\prime}(t) = m_{1,j}^{\prime\prime}(t-1) + \mu_m \Delta m_{1,j}^{\prime\prime}(t) \quad (5.22)$$

$$m_{2,k}^{\prime\prime}(t) = m_{2,k}^{\prime\prime}(t-1) + \mu_m \Delta m_{2,k}^{\prime\prime}(t) \quad (5.23)$$

$$\sigma_{1,j}^{\prime\prime}(t) = \sigma_{1,j}^{\prime\prime}(t-1) + \mu_\sigma \Delta \sigma_{1,j}^{\prime\prime}(t) \quad (5.24)$$

$$\sigma_{2,k}^{\prime\prime}(t) = \sigma_{2,k}^{\prime\prime}(t-1) + \mu_\sigma \Delta \sigma_{2,k}^{\prime\prime}(t) \quad (5.25)$$

Avec :

$\mu_m$  et  $\mu_\sigma$  - les taux d'apprentissage respectivement pour  $m_{1/2,j/k}^{\prime\prime}$  et  $\sigma_{1/2,j/k}^{\prime\prime}$ .

## 5. 4 Simulation et interprétation

### 5. 4. 1 Simulation avec un onduleur à deux niveaux

Le premier test est montré sur la figure 5.6, c'est un démarrage à vide suivi par l'application d'un couple résistant à partir de  $t = 2s$ , où la vitesse atteint sa référence au bout de  $t = 0.58s$ . La perturbation du couple est rapidement rejetée par le contrôleur neuro-flou de vitesse.

Le couple électromagnétique atteint une valeur de 60 N.m pendant le démarrage ; ensuite, il oscille autour de zéro durant le régime permanent et autour de 14 N.m pour compenser le couple de charge.

Les courants statoriques de deux étoiles  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  ont la même allure et possèdent les mêmes valeurs crêtes de 15 A et 2.4 A au démarrage et à vide respectivement. En présence de la charge, ces courants atteignent 6.5 A.

L'orientation du flux est correcte car les composantes du flux rotorique suivent l'orientation imposée;  $\varphi_{rd}^* = 0$  et  $\varphi_{rq}^* = 1$ .



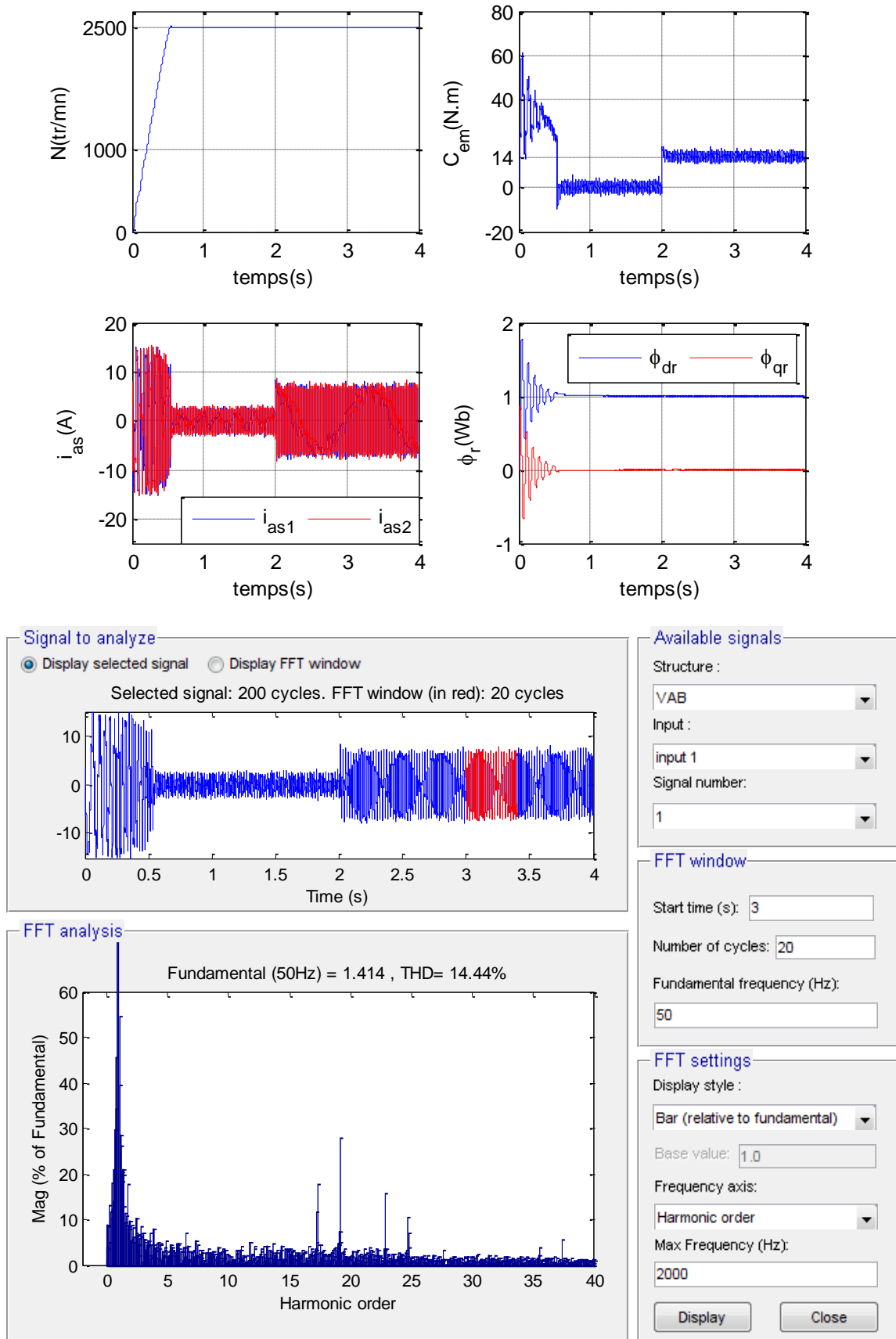
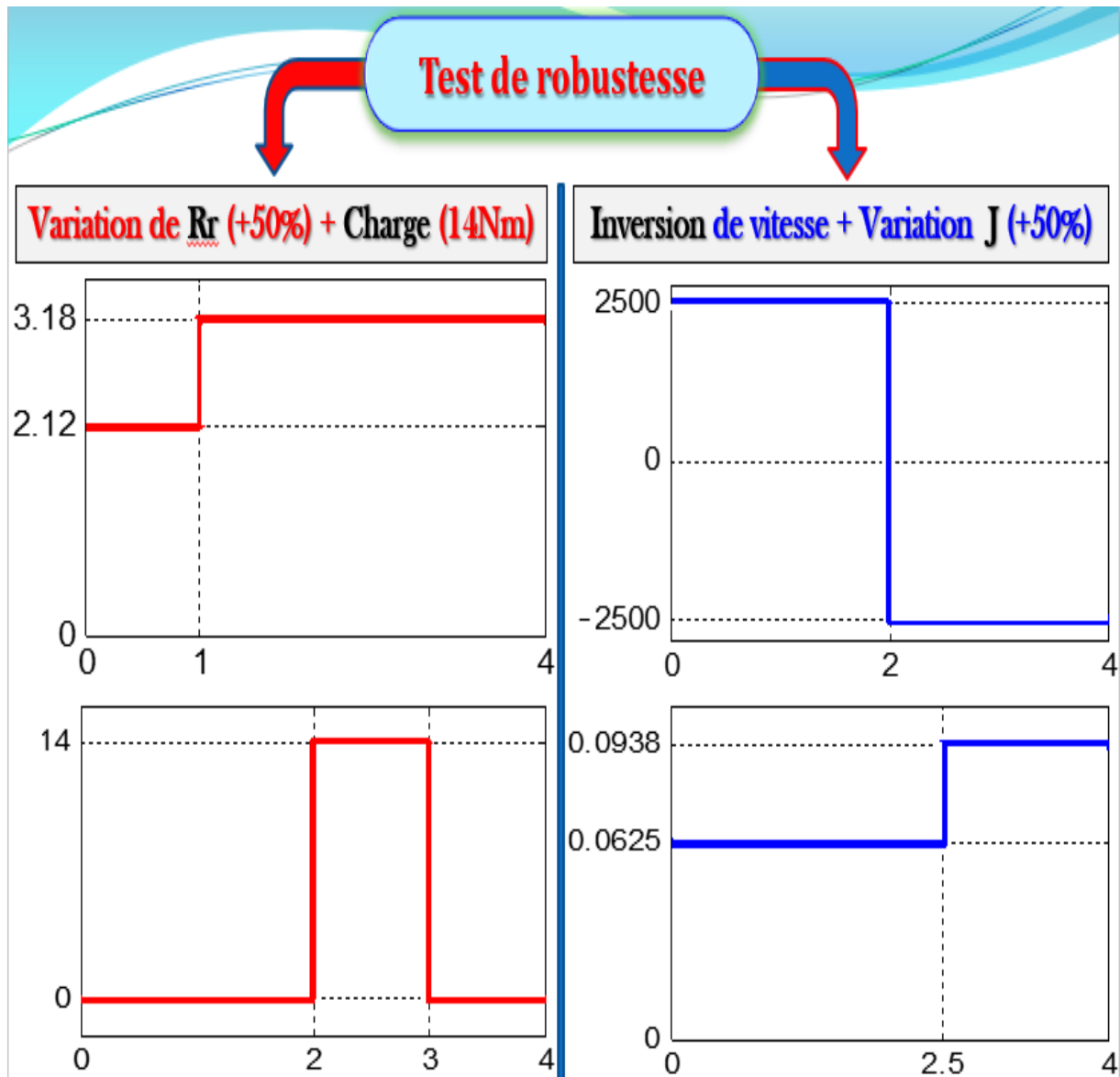


Figure 5-6 : Performance de la MASDE contrôlée par un régulateur NF : Démarrage à vide suivi d'une charge de 14 N.m à  $t = 2s$  + THD du courant statorique (Onduleur à deux niveaux).

## Test de robustesse

Maintenant, pour évaluer la robustesse de cette dernière stratégie de commande, on a fait les mêmes tests de robustesse précédents.



### *Premier test de robustesse vis-à-vis à la variation de la résistance rotorique*

La figure 5.7 prouve la robustesse de la commande neuro-floue vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique.

Les résultats de simulation montrent clairement que cette variation paramétrique n'a aucune influence sur les performances de la machine soit en fonctionnement à vide ou en charge.

La vitesse suit la valeur de référence 2500 tr/min, le couple électromagnétique rejette l'effet de couple de charge sans ondulations.

Les courants statoriques de deux étoiles  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  gardent la même forme.

On constate aussi que les composantes de flux rotorique suivent leurs valeurs de référence avec précision.

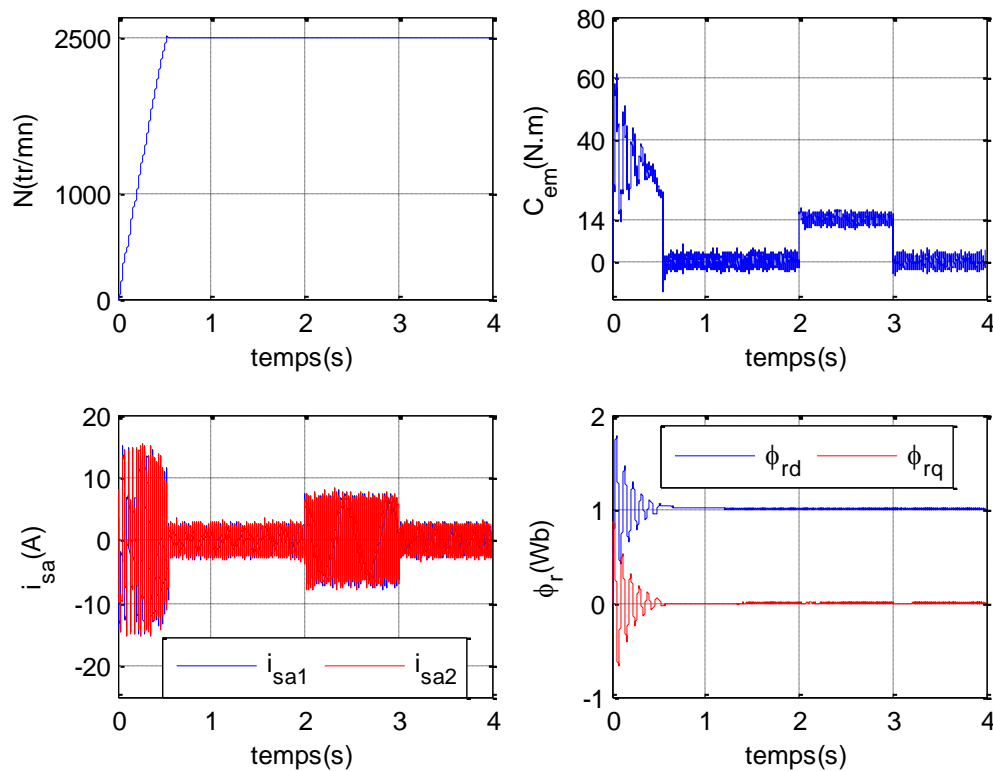


Figure 5-7 : Impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r=1.5R_{rn}$  à  $t = 1.5s$ ) suivi d'une charge de 14 N.m entre 2 et 3s (Onduleur à deux niveaux).

### Deuxième test de robustesse vis-à-vis à la variation du moment d'inertie

Un autre test de robustesse, cette fois ci à l'égard de la variation du moment d'inertie et de l'inversion de vitesse.

Les résultats de simulation sont illustrés dans la figure 5.8, le moment de l'inertie est augmenté de +50% par rapport à la valeur nominale précédé par une inversion de vitesse.

D'après les résultats, on remarque que la variation d'inertie affecte la réponse de la vitesse du rotor et provoque une augmentation du temps d'inversion par rapport à la vitesse obtenue lors d'un fonctionnement normal.

En ce qui concerne les autres performances (le couple électromagnétique, les courants statoriques et le flux rotorique), l'augmentation de l'inertie n'a aucune influence.

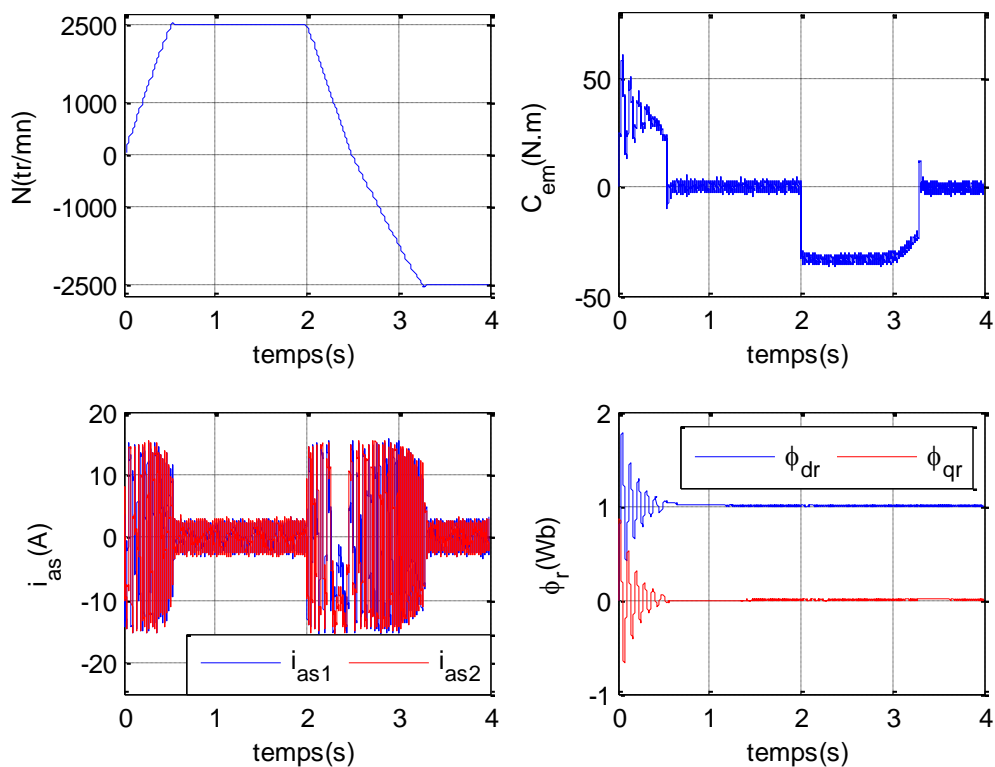


Figure 5-8 : Impact de la variation d'inertie ( $J = 1.5J_n$  à  $t = 2.5s$ ) précédé par une inversion de vitesse à  $t = 2s$  (Onduleur à deux niveaux).

5. 4. 2 Simulation avec un onduleur multi-niveaux

A) Simulation avec un onduleur à trois niveaux

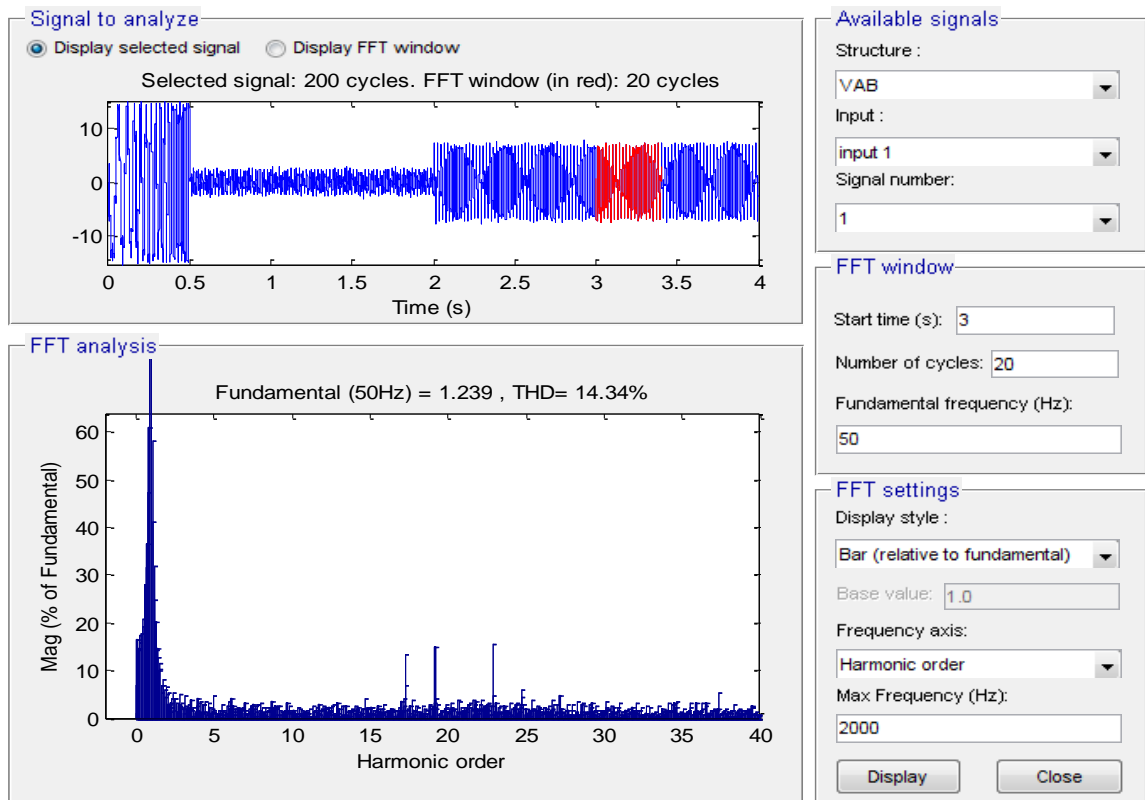
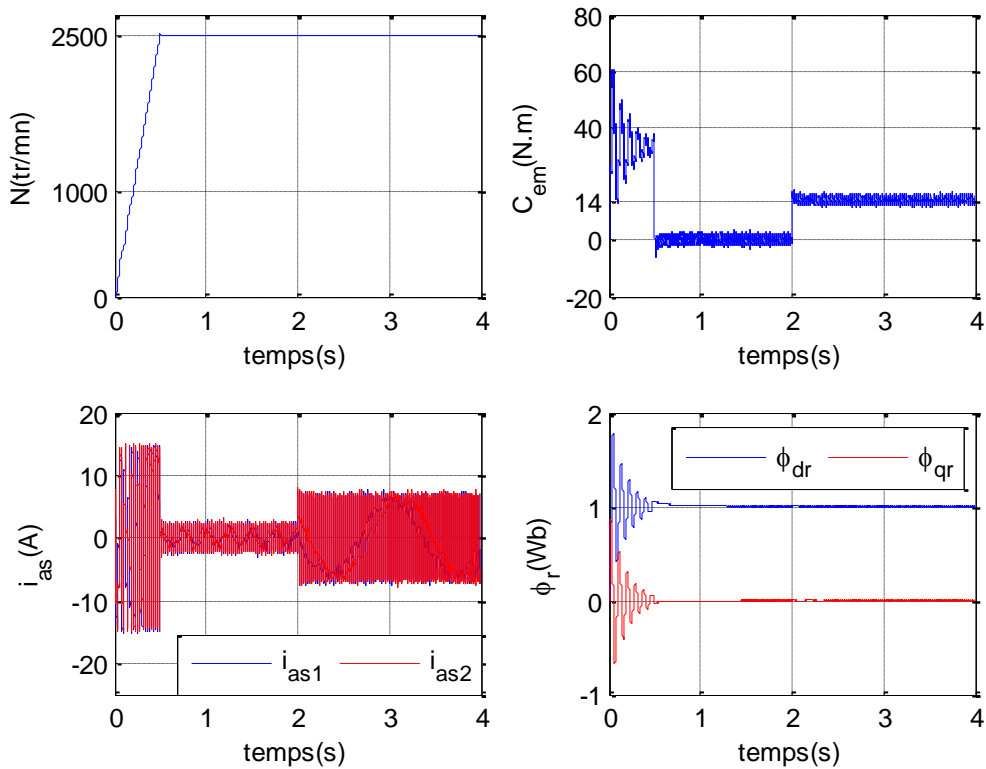


Figure 5-9 : Performances de la MASDE contrôlée par un régulateur NF : Démarrage à vide suivi d'une charge de 14 N.m à  $t = 2s$  + THD du courant statorique (Onduleur à trois niveaux).

Les résultats de simulation en présence d'un onduleur à trois niveaux sont représentés sur les figures ci-dessus.

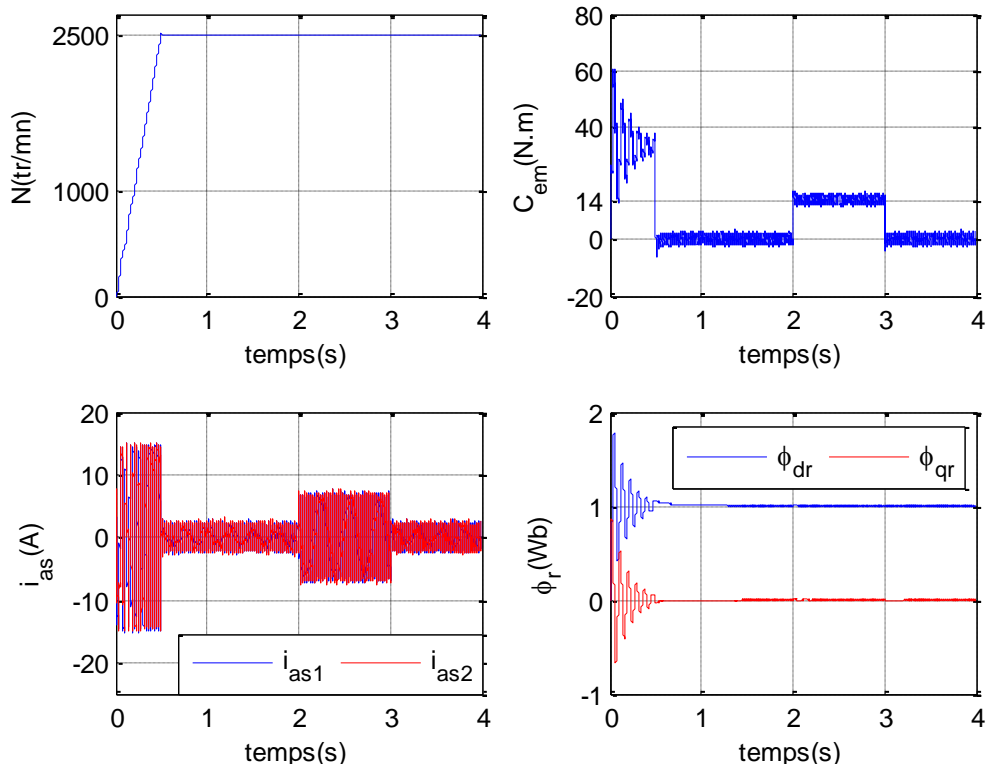


Figure 5-10 : Impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r = 1.5R_{rn}$  à  $t = 1.5s$ ) suivi d'une charge de 14 N.m entre 2 et 3s (Onduleur à trois niveaux).

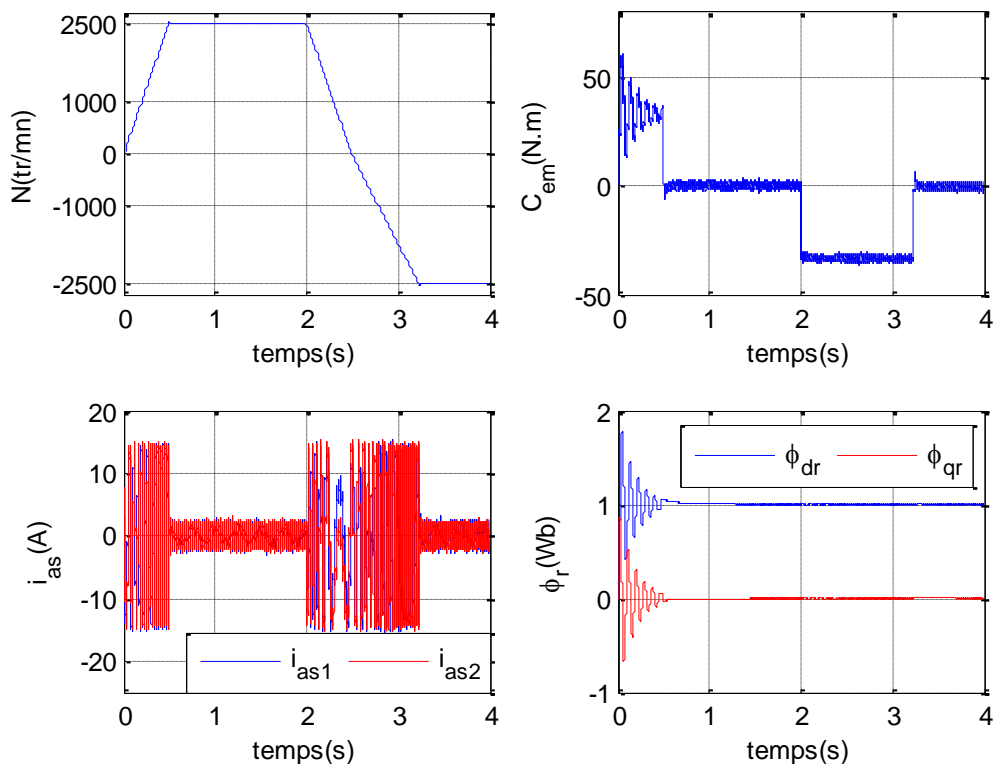


Figure 5-11 : Impact de la variation d'inertie ( $J = 1.5J_n$  à  $t = 2.5s$ ) précédé par une inversion de vitesse à  $t = 2s$  (Onduleur à trois niveaux).

**B) Simulations avec un onduleur à cinq niveaux**

Les résultats de simulation en présence d'un onduleur à cinq niveaux sont représentés sur les figures ci-dessous.

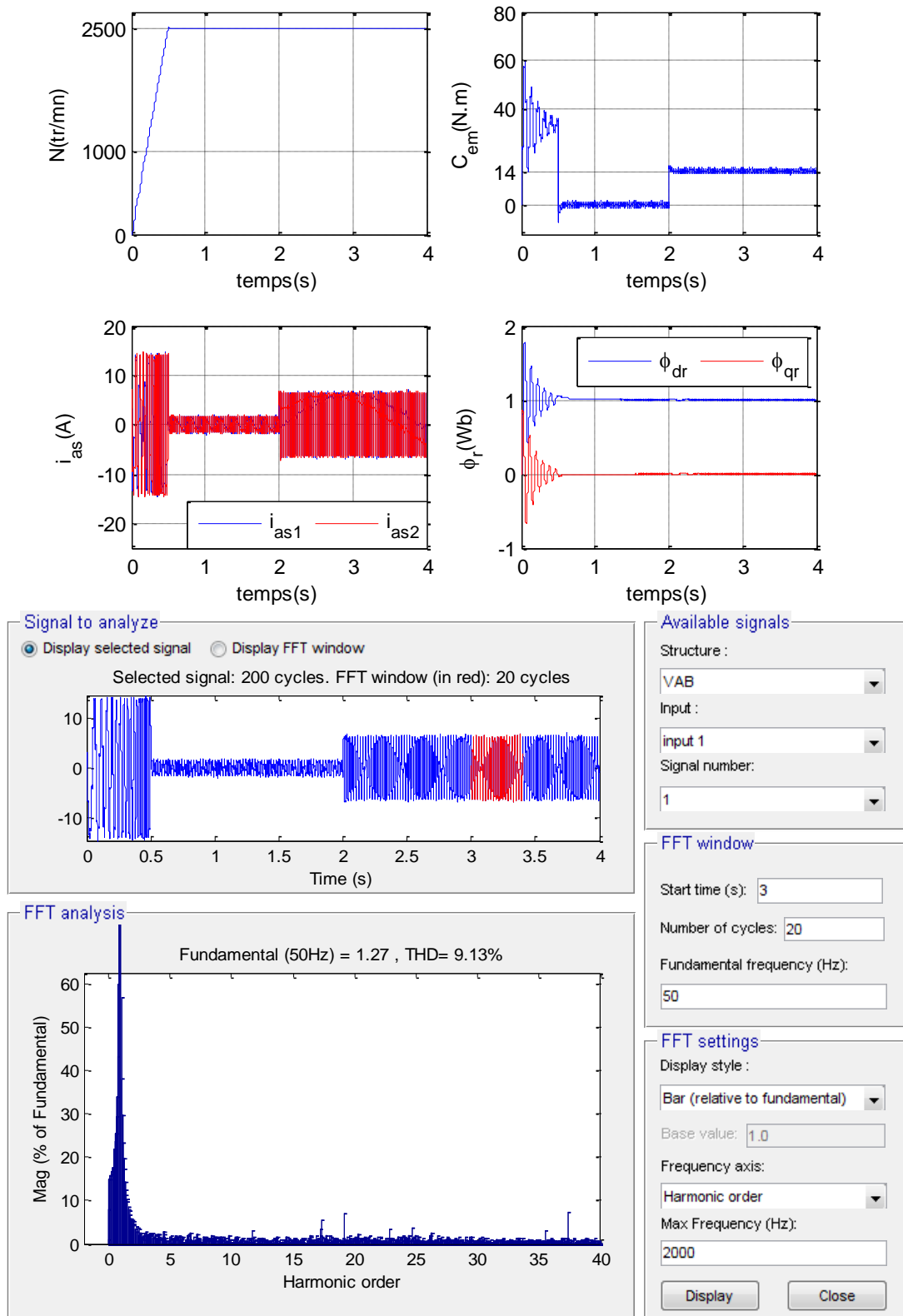


Figure 5-12 : Performances de la MASDE contrôlée par un régulateur NF : Démarrage à vide suivi d'une charge de 14N.m à  $t = 2s$  + THD du courant statorique (Onduleur à cinq niveaux).

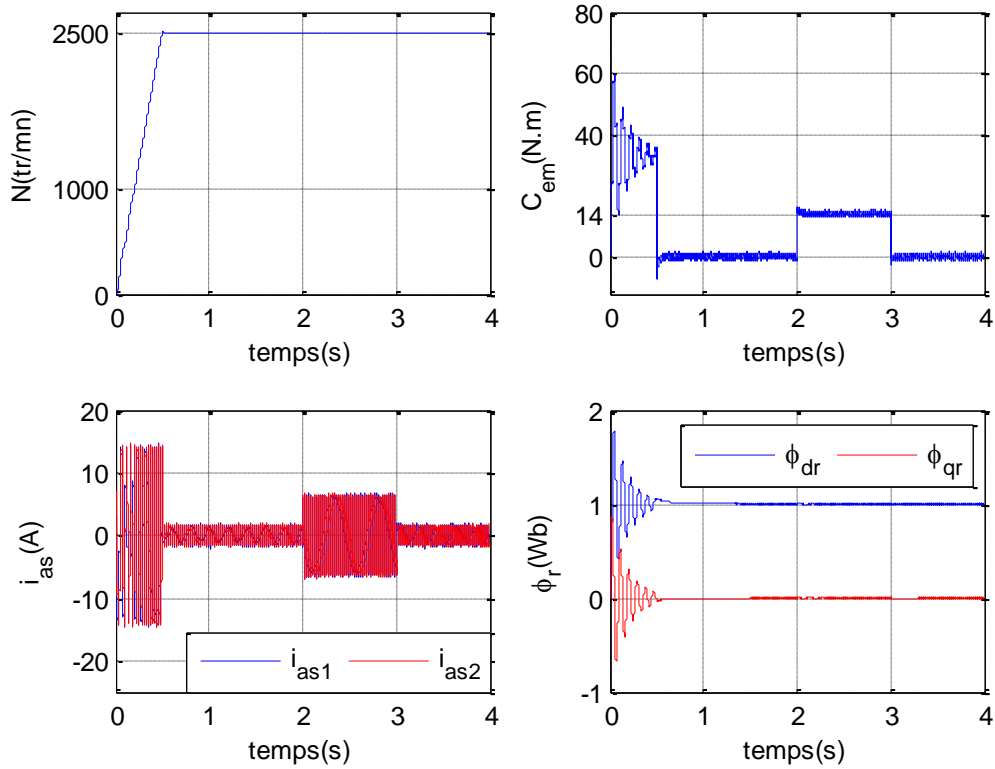


Figure 5-13 : Impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r = 1.5R_{rn}$  à  $t = 1.5$ s) suivi d'une charge de 14 N.m entre 2 et 3s (Onduleur à cinq niveaux).

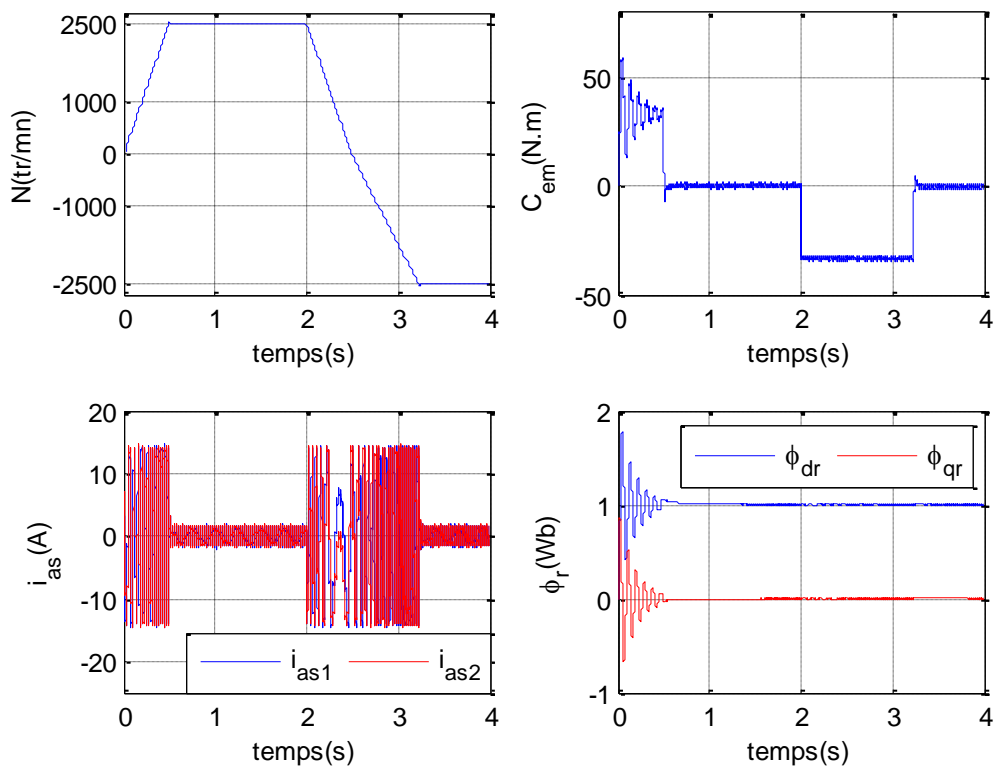
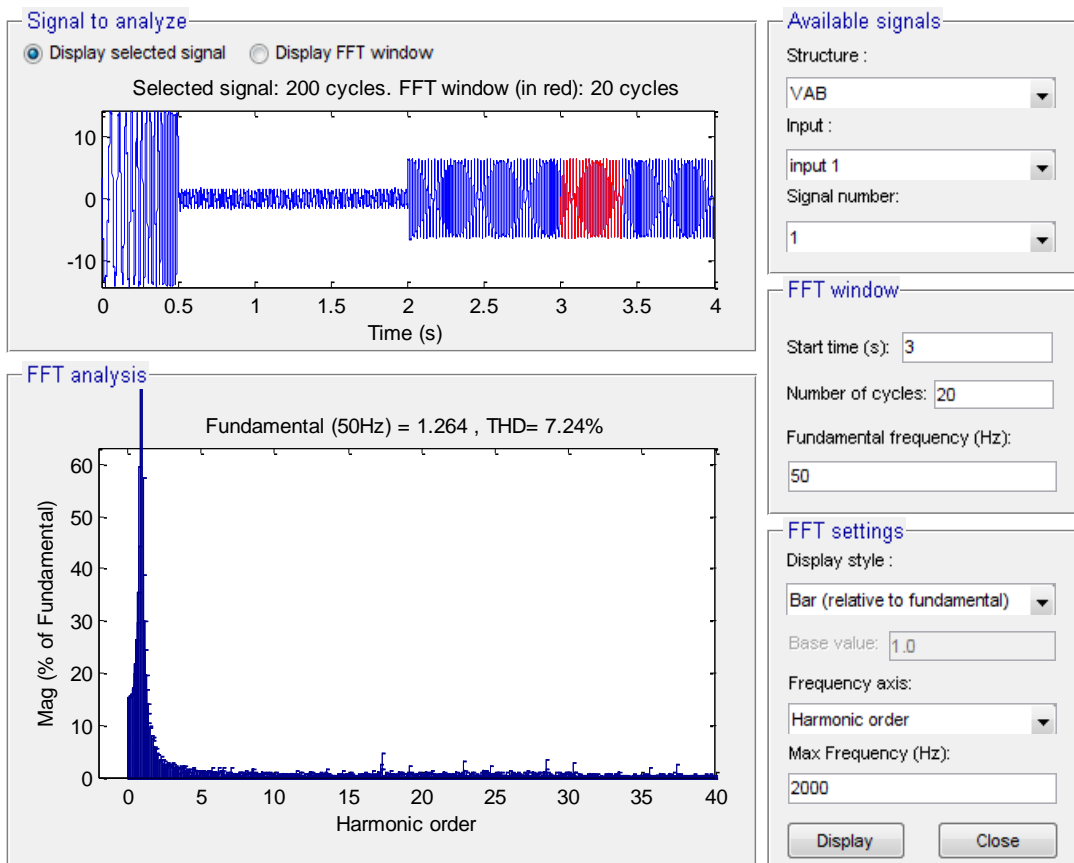
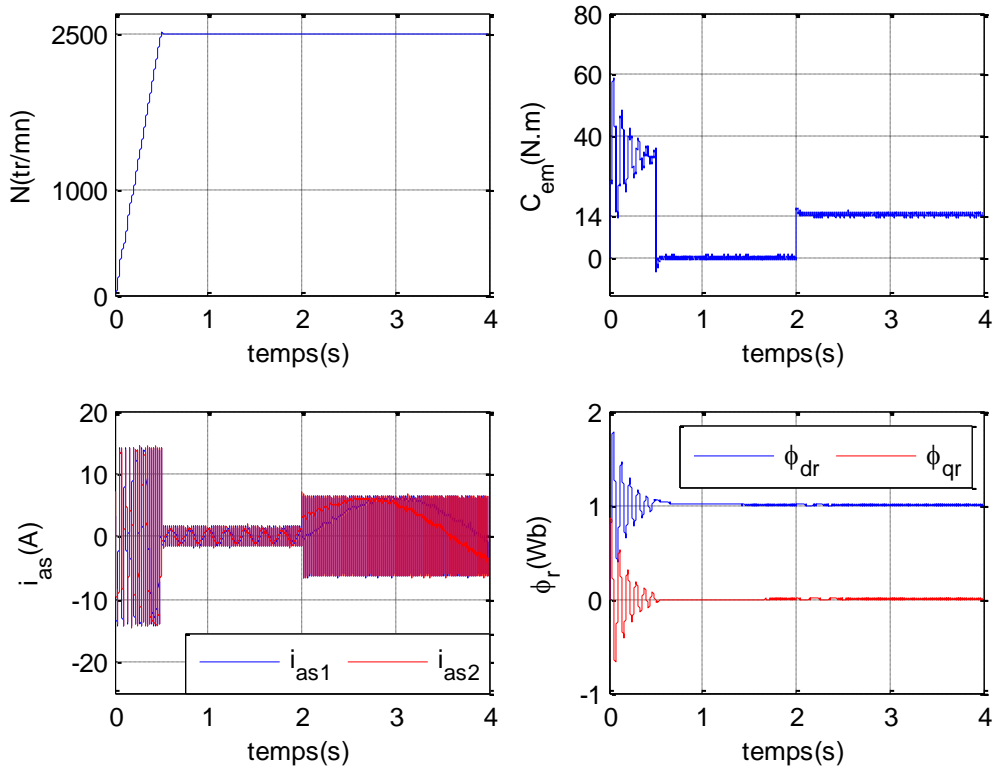


Figure 5-14 : Impact de la variation d'inertie ( $J = 1.5J_n$  à  $t = 2.5$ s) précédé par une inversion de vitesse à  $t = 2$ s (Onduleur à cinq niveaux).



**C) Simulations avec un onduleur à sept niveaux**

Les résultats de simulation en présence d'un onduleur à sept niveaux sont représentés sur les figures ci-dessous.



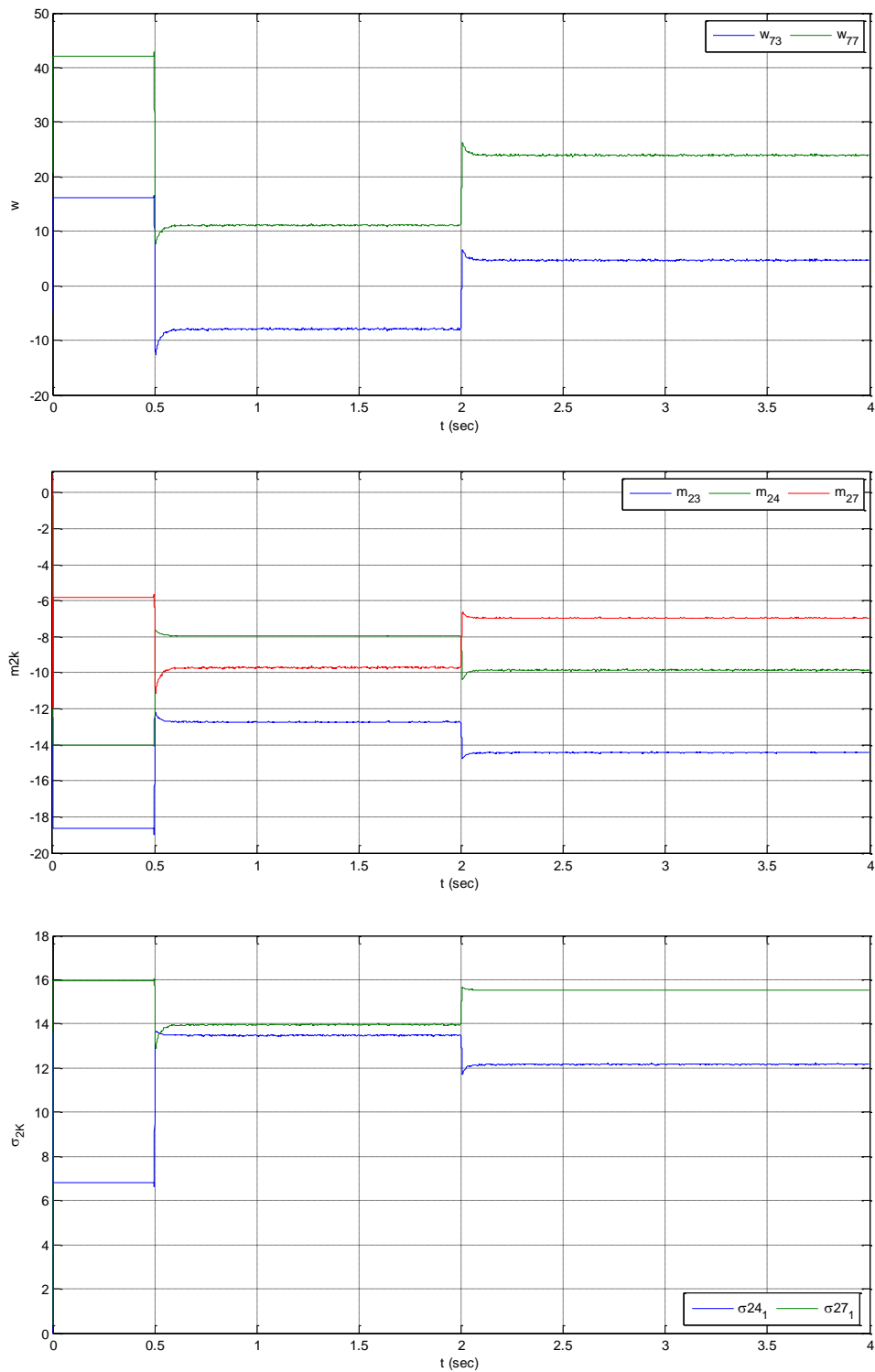


Figure 5-15 : Performances de la MASDE contrôlée par un régulateur NF : Démarrage à vide suivi d'une charge de 14N.m à  $t = 2$ s + THD du courant statorique + Variation des poids  $W_{jk}^V$  et les paramètres des fonctions d'appartenance (La moyenne  $m_{1,j}^II, m_{2,k}^II$  et la déviation  $\sigma_{1,j}^II, \sigma_{2,k}^II$  ; (Onduleur à sept niveaux)).

La différence importante qui distingue les différents niveaux onduleurs, c'est qu'à chaque fois on augmente le niveau d'onduleur, les ondulations dans le couple et le courant diminuent. Pour illustrer ce phénomène, on a fait des zooms sur les différents signaux concernés.

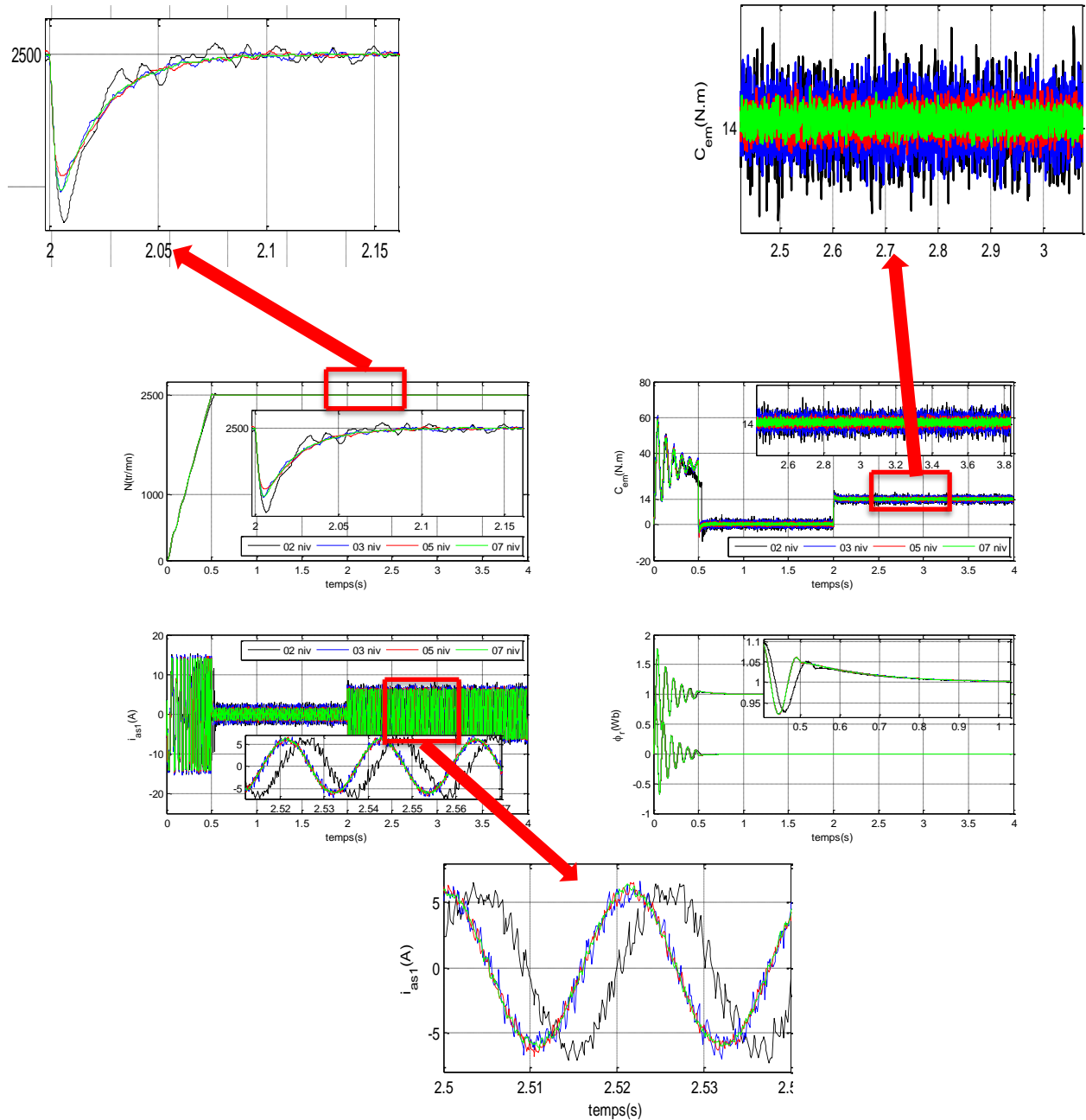


Figure 5-16 : Comparaison des performances entre les différents niveaux d'onduleurs où la MASDE est contrôlée par un régulateur NF : Démarrage à vide suivi d'une charge de 14N.m à  $t = 2$ s.

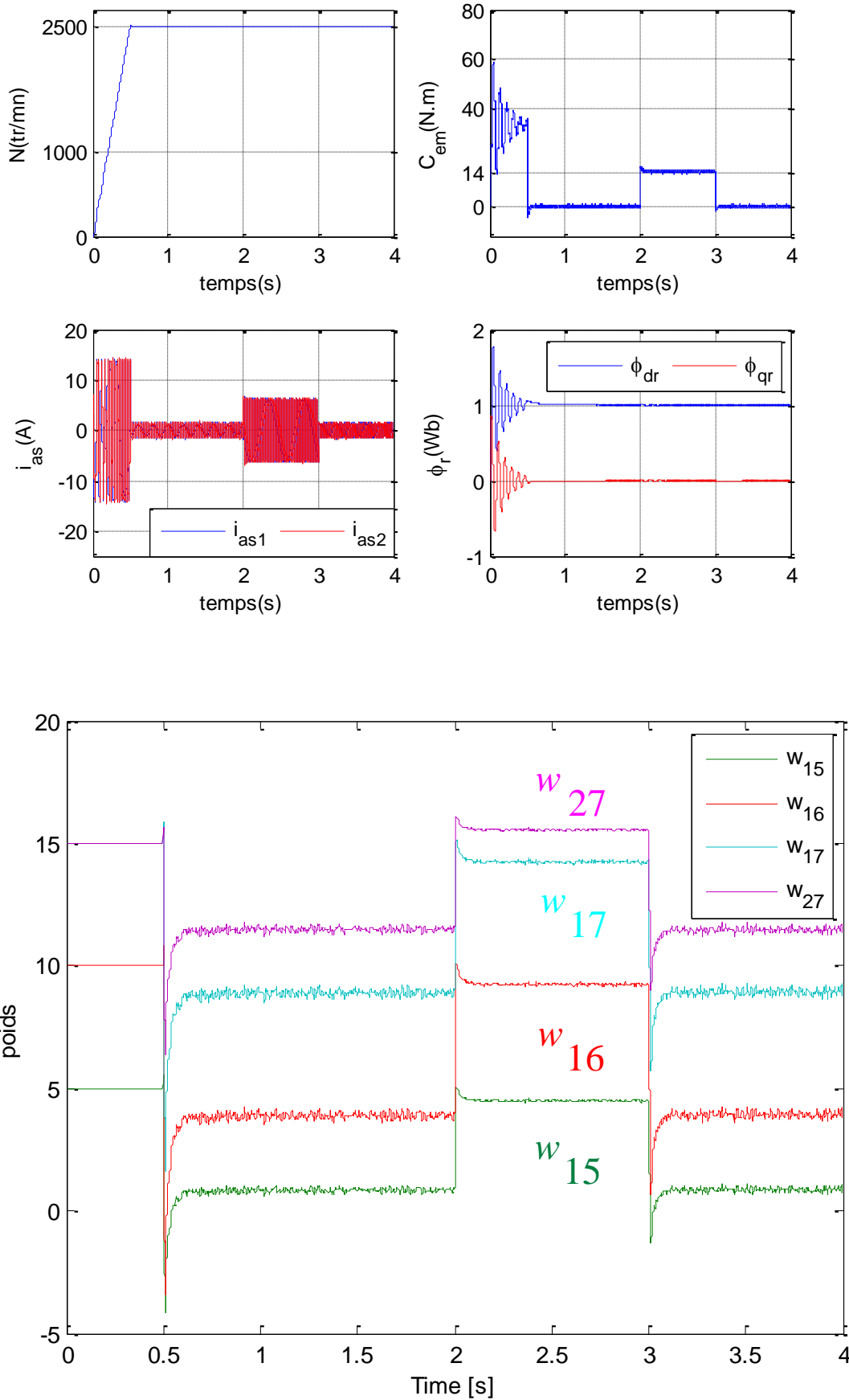


Figure 5-17 : Impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r = 1.5R_{rn}$  à  $t = 1.5s$ ) suivi d'une charge de 14 N.m entre 2 et 3s (Onduleur à sept niveaux) + Variation des poids  $w_{jk}^{IV}$ .

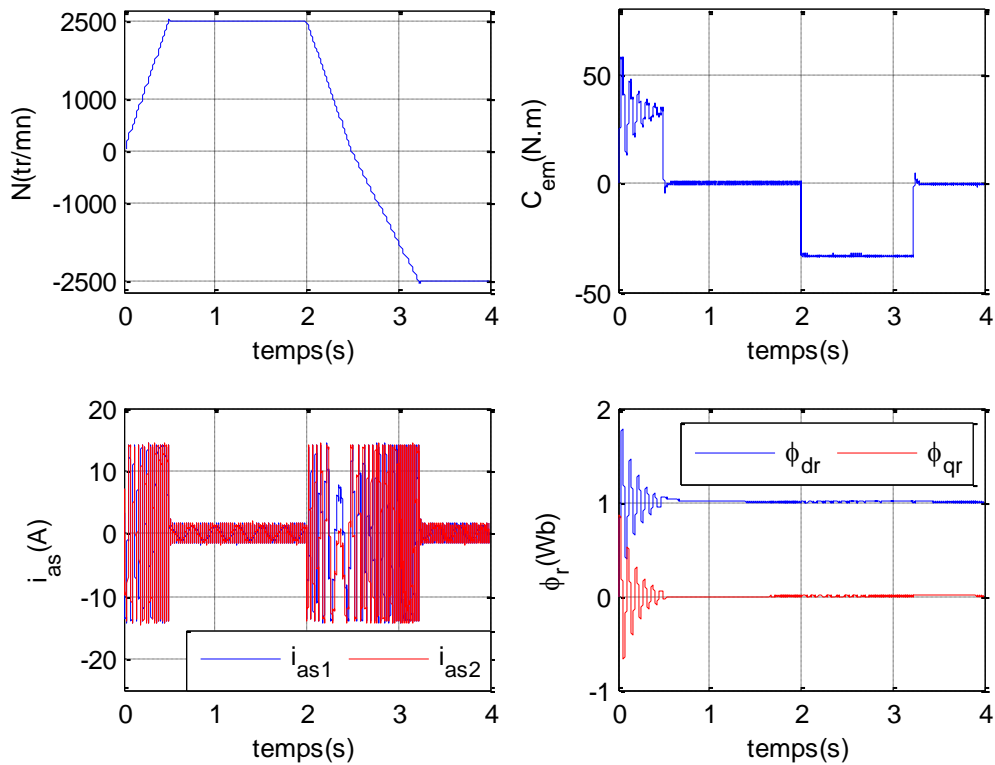


Figure 5-18 : Impact de la variation d'inertie ( $J=1.5J_n$  à  $t=2.5s$ ) précédé par une inversion de vitesse à  $t=2s$  (Onduleur à sept niveaux).

L'efficacité et la robustesse du contrôleur neuro-flou proposé avec différents niveaux d'onduleur sont illustrées par les figures 5.9, 5.12 et 5.15. On remarque clairement que les ondulations du couple électromagnétique et du courant statorique à l'état permanent diminuent progressivement à chaque fois que le niveau de l'onduleur augmente, ceci est confirmé aussi par le zoom effectué pour le couple et le courant à chaque niveau d'onduleur dans la figure 5.18.

L'analyse de la transformée de Fourier rapide (FFT) est effectuée pour le courant statorique, les valeurs de taux de distorsion THD (Total Harmonic Distortion) correspondantes à chaque niveau d'onduleur sont indiquées dans le tableau 5-2, et les spectres correspondants sont représentés sur les figures 5.6, 5.9, 5.12 et 5.15. A partir de ces résultats, nous constatons aussi que le THD diminue lorsque le niveau d'onduleur utilisé augmente.

Les deux tests de robustesse du contrôleur neuro-flou avec les différents niveaux d'onduleur sont présentés par les figures : 5.10, 5.11, 5.13, 5.14, 5.16, 5.17, 5.19 et 5.20, où dans le premier test, on introduit une valeur accrue de la résistance (+ 50% à  $t=1.5$  s) et dans le second, une variation d'inertie ( $J=1,5J_n$  à  $t=2.5$  s) précédé par une inversion de vitesse à  $t=2$  s.

Tous les résultats de simulation montrent la grande robustesse et l'efficacité du contrôleur neuro-flou (CNF) dans les conditions normales et dans un fonctionnement critique. La meilleure

performance de la MASDE a été enregistrée avec un contrôleur neuro-flou connecté à un onduleur à sept niveaux.

Les variations des poids  $W_{jk}^{IV}$  et les paramètres des fonctions d'appartenance (la moyenne  $m_{1,j}^II, m_{2,k}^II$  et la déviation  $\sigma_{1,j}^II, \sigma_{2,k}^II$ ) sont indiquées dans la figure 5.15. Par exemple, les poids  $W_{77}$  démarrent d'une valeur de 42, ensuite ils diminuent à 11 à  $t = 0.5s$ . A l'instant de l'application de la charge, à  $t = 2s$ , ils remontent à 24.

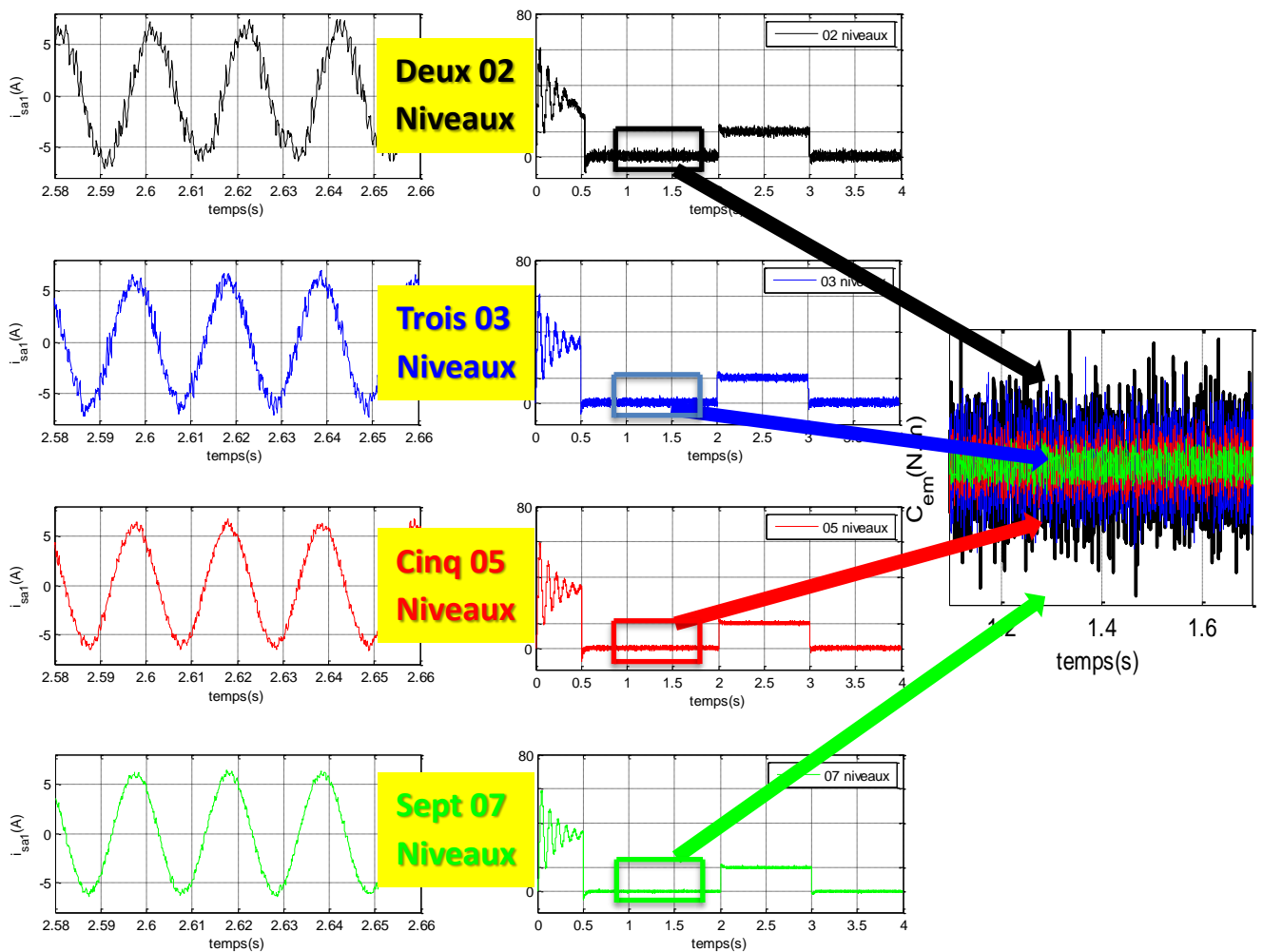


Figure 5-19 : Comparaison des performances entre les différents niveaux d'onduleurs, où la MASDE est contrôlée par un régulateur NF : Variation de la résistance rotorique ( $R_r=1.5R_{rn}$  à  $t = 1.5s$ ) suivi d'une charge de  $14 N.m$  entre 2 et 3s.

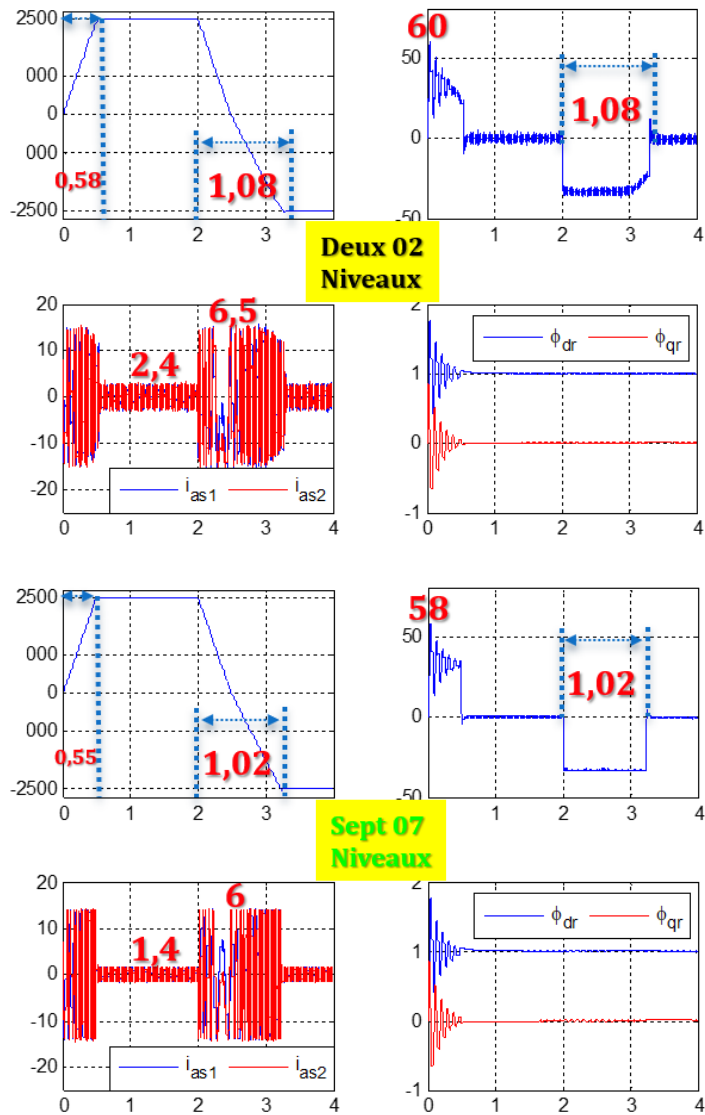


Figure 5-20 : Comparaison des performances entre les différents niveaux d'onduleurs, où la MASDE est contrôlée par un régulateur NF : Variation du moment d'inertie ( $J_r=1.5R_m$  à  $t = 2.5s$ ) précédé d'une inversion de vitesse à  $t = 2s$ .

Avec ce test de robustesse, on remarque clairement que le temps de réponse et d'inversion de vitesse et le pic du couple au démarrage diminuent, les valeurs crêtes pour les deux courants statoriques soit à vide soit en charge diminuent aussi.

Le tableau 5-2 présente les valeurs de THD du courant statorique pour chaque niveau d'onduleur.

Tableau 5-2 : Les valeurs de THD pour chaque niveau d'onduleur

Paramètres	Niveau de l'onduleur			
	2	3	5	7
THD du courant	14.44%	14.34%	9.13%	7.24%

## 5. 5 Conclusion

Ce dernier chapitre représente notre contribution dans le contrôle de la machine asynchrone double étoile par les techniques d'intelligence artificielle. Le contrôleur neuro-flou de vitesse de la MASDE possède les performances de la logique floue et celles des réseaux de neurone. La conception de la commande a été bien détaillée avec la mise en œuvre des équations mathématiques qui relient les deux techniques du contrôle neurale et floue.

Les performances de cette méthode proposée ont été présentées en fonctionnement normale (sans variation des paramètres) et en fonctionnement crucial.

Les résultats de simulation prouvent clairement que la commande neuro-floue avec un onduleur multi-niveau est plus efficace qu'avec un onduleur classique (à deux niveaux) en termes de réduction des harmoniques dans le signal du couple électromagnétique et du courant statorique et aussi de rapidité du régime dynamique.

La robustesse du schéma de contrôle proposé a été prouvée par des tests de variation de la résistance rotorique et de l'inertie.

Les résultats de simulation ont montré d'excellentes réponses de la vitesse et du couple électromagnétique, ce qui nous permet de confirmer la robustesse de la commande neuro-floue de la MASDE en présence d'un onduleur multi-niveaux quel que soit le fonctionnement de la machine.



## Etude comparative

Maintenant on va récapituler les résultats de différentes stratégies de commande et faire une étude comparative qui va souligner les performances de chaque technique de commande.

- Nous avons remarqué de façon claire que, les régulateurs intelligents conduisent à un temps de réponse moindre que celui obtenu par un régulateur classique.
- Aussi une **élimination des pics** de couple au moment de la stabilité de vitesse de consigne est obtenue.
- Une **réduction** de courant statorique de **0,2A** à vide et de **0,7A** en charge est observée.
- Le dépassement est presque **éliminé** lors de l'utilisation des **régulateurs intelligents**.
- 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.
- L'avantage de régulateur neuronal est : le temps de réponse est inférieur par rapport à celui des autres régulateurs.
- L'avantage de régulateur flou est : le taux de dépassement est nul plus sa réaction au moment d'apparaître une perturbation est caractérisé par une lente variation.

Dans ce tableau ci-dessous, les indicateurs de performances (temps de réponse, pic de couple au démarrage, amplitude du courant, dépassement de vitesse, temps de rejet de perturbation et en fin le temps d'inversion de vitesse), montrent clairement la supériorité de performance de la commande neuro-floue par rapport aux autres techniques de commande.

		PI	CLF	CRN	CNF
Temps de réponse (s)	A vide	0.6	0.6	<b>0.55</b>	0.58
	En charge	1.1	1.2	<b>1.1</b>	1.12
Pic de couple au démarrage (N.m)	A vide	65	70	62	<b>60</b>
	En charge	65	70.5	62	<b>60.5</b>
Amplitude de courant (A)	A vide	2.6	2.6	2.6	<b>2.4</b>
	En charge	7.2	7.2	6.5	<b>6.5</b>
Dépassement de vitesse (%)	A vide	2.8	<b>0</b>	0.4	0.8
	En charge	2.2	3	<b>0</b>	0.78
Temps de rejet du perturbation (s)	En charge	<b>0.04</b>	0.25	0.1	0.06
Temps d'inversion de vitesse (s)	A vide	1.1	1.1	1.2	<b>1.08</b>

Surtout avec les onduleurs multiniveaux.

		PI	CLF	CRN	CNF	
					2n	mn
Temps de réponse (s)	A vide	0.6	0.6	<b>0:55</b>	0.58	<b>0:55</b>
	En charge	1.1	1.2	<b>1:1</b>	1.12	<b>0:9</b>
Pic de couple au démarrage (N.m)	A vide	65	70	62	<b>60</b>	<b>58</b>
	En charge	65	70.5	62	<b>60.5</b>	<b>58.5</b>
Amplitude de courant (A)	A vide	2.6	2.6	2.6	<b>2.4</b>	<b>1.4</b>
	En charge	7.2	7.2	6.5	<b>6.5</b>	<b>6</b>
Dépassement de vitesse (%)	A vide	2.8	<b>0</b>	0.4	0.8	0.6
	En charge	2.2	3	<b>0</b>	0.78	0.6
Temps de rejet du perturbation (s)	En charge	<b>0:04</b>	0.25	0.1	0.06	<b>0:04</b>
Temps d'inversion de vitesse (s)	A vide	1.1	1.1	1.2	<b>1:08</b>	<b>1:02</b>

Les onduleurs multi-niveaux

Tableau 7-1 : les indicateurs de performance pour chaque stratégie de commande

## 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 la commande classique basée sur des régulateurs proportionnels intégrale (PI) en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle.

On a débuté par un état d'art où on a fait l'étude de la machine asynchrone double étoile en présentant ses caractéristiques et en précisant ses compromis technico-économiques.

Après un rappel théorique sur les deux techniques de contrôle PI et flou, ces dernières ont été appliquées sur la MASDE pour contrôler la vitesse rotorique. Les performances de la machine ont été visualisées premièrement en fonctionnement normal et deuxièmement avec des variations paramétriques.

Les résultats de simulation ont montré que la régulation de vitesse de la MASDE par la commande floue est plus efficace par rapport à la commande classique PI en termes de rapidité, de suivi de la vitesse de référence et de rejet des perturbations.

Les tests de robustesse (variation de la résistance rotorique et le moment d'inertie avec inversion de vitesse) ont montré à leur tour que la régulation floue assure de meilleures réponses de vitesse et de couple par rapport à la commande vectorielle.

A travers les résultats obtenus, on peut conclure que le contrôleur floue pour la MASDE est plus robuste et plus efficace que le régulateur PI dans les deux cas de fonctionnement ; normal et critique.

Pour plus de performance, on a utilisé les réseaux de neurones afin d'améliorer la régulation de la vitesse. Les résultats de simulation prouvent clairement que la stratégie du contrôle neuronal est satisfaisante en termes de rapidité de suivi de la vitesse de référence, de réponse du couple électromagnétiques (sans ondulations) et de compensation des perturbations.

Les tests de variation de la résistance rotorique et de l'inertie ont confirmé la robustesse de la commande proposée qui nous a fourni des réponses excellentes de vitesse et du couple électromagnétique ce qui nous permet d'affirmer que la commande par réseaux de neurones de la MASDE est robuste et efficace que ce soit en fonctionnement normal ou critique.

Pour améliorer encore les performances des deux commandes précédentes, on a fait une combinaison Neurone-floue. Le contrôleur neuro-flou de vitesse de la MASDE possède les performances de la logique floue et celles des réseaux de neurone. La conception de la commande a été bien détaillée avec la mise en œuvre des équations mathématiques qui relient les deux

techniques du contrôle neurale et flou. Les performances de cette méthode proposée ont été présentées en fonctionnement normale (sans variation des paramètres) et en fonctionnement crucial.

Pour diminuer les harmoniques dans les signaux du courant et du couple lors de l'application de la commande neurone-flou, on a alimenté la MASDE par deux onduleurs multiniveaux H-Bridge à trois, cinq et sept niveaux, les résultats de simulation via MATLAB ont clairement montré que chaque fois on augmente le niveau d'onduleur les harmoniques diminuent et cela est prouvé par les valeurs de THD effectués à chaque étape de simulation.

La robustesse du schéma de contrôle proposé a été prouvée par des tests de variation de la résistance rotorique et de l'inertie. Les résultats de simulation ont montré d'excellentes réponses de la vitesse et du couple électromagnétique, ce qui nous permet de confirmer la robustesse de la commande neuro-floue de la MASDE en présence d'un onduleur multi-niveaux quel que soit le fonctionnement de la machine.

### **Suggestions et Perspectives**

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

- L'utilisation de la commande SVM pour les onduleurs multi-niveaux afin de réduire d'avantage les harmoniques.
- L'application d'autres techniques de commande, telles que : la commande adaptative, la commande non linéaire et les commandes modernes (feedback linéarisation, backstepping)
- Afin d'éviter l'utilisation des capteurs, une version sans capteur des commandes proposés pourra augmenter la robustesse et permet un bénéfice économique.
- L'étude du fonctionnement de la machine commandée et sa réponse en cas de cassure de barres et de court-circuit statorique
- Etudier la MASDE en mode génératrice afin de l'exploiter dans un système de production d'énergie tels que : éolien, marémotrice, géothermique.
- L'implémentation matérielle de cette nouvelle stratégie de commande NFC, dans le but de valider la synthèse se base sur le modèle physique de la MASDE.

## Références Bibliographie

- [1] T.A. Lipo, "A d-q Model for Induction Machines," *International Conference on Electrical Machines, Athens, Greece*, pp. 860-867. Sept. 15-17. 1980.
- [2] K. P. Mohandas, S. Karimulla, "Fuzzy and Neuro-fuzzy modeling and control of nonlinear systems," *Second International Conference on Electrical and Electronics*. 2001.
- [3] Fatemeh Zahedi, Zahra Zahedi, "A review of neuro-fuzzy systems based on intelligent control," *Journal of Electrical and Electronic Engineering*, vol. 3, no. 2, pp. 58-61. 2015.
- [4] Mohammad-Reza Mosavi, Abdoreza Rahmati, Alireza Koshsaadat, "Design of Efficient Adaptive Neuro-Fuzzy Controller Based on Supervisory Learning Capable for Speed and Torque Control of BLDC Motor," *Iran University of Science and Technology, Przeglad Elektrotechniczny (Electrical Review)*. vol. 88. 2012.
- [5] Ferhat Lahouazi, Mise en œuvre d'une stratégie de commande neuro floue : Application à un pendule inversé, *Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, Algérie*. 2011.
- [6] A. Kaur, "Comparaison de fuzzy logic and neuro fuzzy algorithms for air conditioning system," *International Journal of Soft Computing and Engineering*, vol. 2. 2012.
- [7] Arshdeep Kaur, Amrit Kaur, "Development of Neuro Fuzzy Controller Algorithm for Air Conditioning System," *International Journal of Engineering Science and Technology (IJEST)*, pp. 1667-1671, vol. 4, no. 04, April. 2012.
- [8] N. Layadi, S. Zeghlache, T. Benslimane, F. Berrabah, "Comparative Analysis between the Rotor Flux Oriented Control and Backstepping Control of a Double Star Induction Machine (DSIM) under Open-Phase Fault," *AMSE JOURNALS-AMSE IIETA*, vol. 72, no. 4, pp. 292-311. 2017.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] H. Amimeur, D. Aouzellag, R. Abdessemed, K. Ghedamsi, "Sliding mode control of a dual-stator induction generator for wind energy conversion systems," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems IJEPES*, vol. 42, no. 1, pp. 60-70, 2012.
- [13] G. K. Singh, "A six-phase synchronous generator for stand-alone renewable energy generation: Experimental analysis," *Energy Journal*, vol. 36, pp. 1768-1775. 2011.
- [14] M. Merabtene, E. R. Dehault, "Modélisation en vue de la commande de l'ensemble convertisseur-machine multi-phase fonctionnant en régime dégradé," *JC-GE'03, Saint-Nazaire*, pp. 193-198. 2003.
- [15] 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.
- [16] 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*, 11 décembre. 2006.
- [17] 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*, 20 décembre. 2001.
- [18] K. S. Khan, "Comparative analysis of multiphase machines," *Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden*. 2008.

- [19] F. Terrien, S. Siala and P. Noy, "Multiphase induction motor sensorless control for electric ship propulsion," *ALSTOM Power Conversion Marine and Oshore, France. Reproduced with kind permission*, pp. 556-561, 2004.
- [20] 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.
- [21] 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. 2005.
- [22] H. Amimeur, H., Abdessemed, R., Aouzellag, "A sliding mode control for dual-stator induction motor drives fed by matrix converter," *J Electric Eng.* vol. 11, no. 2, pp. 136-143. 2011.
- [23] Massoum, Ahmed, Meroufel, Abdelkader, Bentaallah, Abderrahim, "Sliding Mode Speed Controller for a Vector Controlled Double Star Induction Motor," *Electrical review przegląd elektrotechniczny*, pp. 0033-2097. 2012.
- [24] Laamayad. Tahar, Naceri. Farid, Abdessemed. Rachid, "A Fuzzy Adaptive Control for Double Stator Induction Motor Drives," *In : The International Conference on Electronics and Oil: From Theory to Applications*. 2013.
- [25] B. Meliani, A. Meroufel, H. Khoudmi, "Fuzzy gain scheduling of PI controller for dual star induction machine fed by a matrix converter," *Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering*, vol. 5, pp. 77. 2012.
- [26] Massoum, Sarra, Bentaallah, A. Massoum, Ahmed, "Fuzzy Sliding Mode Speed Controller for a Vector Controlled Induction Motor," *World Academy of Science, Engineering and Technology, International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, vol. 7, no. 6, pp. 734-738. 2013.
- [27] Sadouni. Radhwane, Meroufel. Abdelkader, Salim. Djeriou, Kheldoun. Aissa, "A fuzzy sliding mode robust control for a field oriented dual star induction machine fed by photovoltaic power supply with MPPT algorithm," *Mediterranean Journal of Measurement and Control*, vol. 10. pp. 654-663. 2016.
- [28] Rahali. Hilal, Zeghlache. Samir, Benalia. Leila, "Adaptive Field-Oriented Control Using Supervisory Type-2 Fuzzy Control for Dual Star Induction Machine," *International journal of intelligent engineering and systems*, vol. 10, no. 4, pp. 28-40. 2017.
- [29] Lekhchine. Salima, Bahi. Tahar, Soufi. Youcef, "Indirect rotor field-oriented control based on fuzzy logic controlled double star induction machine," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 57, pp. 206-211. 2014.
- [30] Meroufeli. Abdelkader, Massoum. Sarra, Bentaallah. Abderrahim, "Double star induction motor direct torque control with fuzzy sliding mode speed controller," *Revue roumaine des sciences techniques-série électrotechnique et énergétique*, vol. 62, no. 1, pp. 31-35. 2017.
- [31] TIR. Zoheir, Soufi. Youcef, Hasemnia. Mohammad Naser, "Fuzzy logic field-oriented control of double star induction motor drive," *Electrical Engineering*, vol. 99, no. 2, pp. 495-503. 2017.
- [32] K. Kouzi, T. Seghier, A. Natouri, "Fuzzy Speed Sensorless Vector Control of Dual Star Induction Motor Drive Using MRAS Approach,". 2015.
- [33] G. Crellet, G. Clerc, Actionneurs électriques, *Editions Eyrolles, Paris, France*. 1997.
- [34] Bentouhami. Larafi, Abdessemed. Rachid, Kessal. Abdelhalim, Merabet. Elkhier, "Control Neuro-Fuzzy of a Dual Star Induction Machine (DSIM) supplied by Five-Level Inverter," *Journal of Power Technology*, vol. 98, no. 01, pp. 70-79. 2018.
- [35] H. Hammache, Etude et réalisation d'une machine asynchrone double étoile : conception, alimentation et commande, *Mémoire de Magister de l'Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Algérie*. 2007.
- [36] P. Vidal, Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation, *Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France*. 2004.

- [37] R. Abdessemed, M. Kadjoudj, Modélisation des machines électriques, *Presses de l'Université de Batna*, Algérie. 1997.
- [38] Z. Oudjebour, E. M. Berkouk, N. Sami, S. Belgasmi, S. Arezki, I. Messaif, "Indirect space vector control of a double star induction machine fed by two five-levels NPC VSI," *International Conference on Electric Machine, ICEM'04, Poland*. 2004.
- [39] E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur, F. Hamoudi, "Field oriented control of a dual star induction machine using fuzzy regulators," *4<sup>th</sup> International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'07, Université de Sétif, Ref: F10*. 2007.
- [40] E. Merabet, Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile, *Mémoire de Magister en Electrotechnique, Batna*. 2008.
- [41] Y. Zhao, T.A. Lipo, "Space Vector PWM Control of Dual Three-Phase Induction Machine Using Space Vector Decomposition," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1100-1109, Sep/Oct. 1995.
- [42] O.Ojo, Zhiqiao Wu, "Speed Control of a Dual Stator Winding Induction Machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2007.
- [43] Lurong ye, longya xu, "Analysis of a Novel Stator Winding Current and Torque Ripple for Dual Six-Step Converter-Fed High Power AC Machines," *IEEE*. 1993.
- [44] D. Berbier, E. M. Berkouk, A. Talha, M. O. Mahmoudi, "Study and control of two two-level PWM rectifiers-clamping bridge-two three-level NPC VSI cascade. Application to double stator induction machine," *35<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany*, pp. 3894–3899. 2004.
- [45] S. Chekkal, D. Aouzellag, K. Ghedamsi, H. Amimeur, "New control strategy of wind generator based on the dual-stator induction generator," *10<sup>th</sup> International Conference on Environmental and Electrical Engineering EEEIC'11, Rome, Italy*, pp. 268–271. 2011.
- [46] H. Ney, Equipements de puissance, *Editions Fernand Nathan*, Paris, 1988.
- [47] I. Colak, E. Kabalci, R. Bayindir, "Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes," *Energy Conversion and Management*, vol. 52, no. 2, pp. 1114–1128. 2011.
- [48] K. Ghedamsi, Design and realization of different strategies PWM control of the three-phase three-level inverter, *thèse de magister, Ecole Militaire Polytechnique, Algerié*. 2002.
- [49] P. Thongprasri, "A 5-Level Three-Phase Cascaded Hybrid Multilevel Inverter," *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, vol. 6, no. 3, pp. 789–794. 2011.
- [50] A. Merabet, "Amélioration des performances de régulation d'une machine double étoile par les techniques de l'intelligence artificielle," *Thèse doctorat. Université de Batna*. 2013.
- [51] D. Beriber, "Machine Asynchrone a Double Stator Alimentée par Onduleurs à Trois Niveaux à Structure NPC," *Thèse De Magister, Enp., Alger*. 2004.
- [52] R. Babuska, "Fuzzy Modelling for Control," *Boston, MA: Kluwer*. 1998.
- [53] R.E. Bellman, L.A. Zadeh, "Decision Making in a Fuzzy Environment," *Manage. Sci*, vol. 17, pp. 141-164. 1970.
- [54] J.C. Bezdek, J.M. Keller, R. Krishnapuram, N.R. Pal, "Fuzzy Models and Algorithms for Pattern Recognition and Image Processing," *Boston, MA: Kluwer*. 1999.
- [55] P.P. Bonissone, V. Badami, K.H. Chiang, P.S. Khedkar, K.W. Marcelle, M.J. Schutten, "Industrial Applications of Fuzzy logic at General Electric," *Proc. IEEE*, vol. 38, no. 3, pp. 450–465, Mar. 1995.
- [56] J. Fonseca, J. Fonsa, J. Martins, C. Couta, "Fuzzy Logic Speed Control of an Induction Motor," *Microprocessors and Microsystems*, pp. 523-534. 1999.
- [57] S.S. Farinwata, D. Pirovolou, G.J. Vachtsevanos, "On Input-Output Stability Analysis of a Fuzzy Controller for a Missile Autopilot's Yaw Axis," *International.Proceeding.3<sup>rd</sup> IEEE. International Conference on Fuzzy Systems, Orlando*, pp. 930-935. 1994.

- [58] S. Chiu, S. Chand, D. Moore, A. Chaudhary, "Fuzzy Logic for Control of Roll and Moment for a Flexible Wing Aircraft," *IEEE Control Syst. Mag*, vol. 11, no. 1, pp. 42-48, Jan.1991.
- [59] L.I. Larkin, "A fuzzy Logic Controller for Aircraft Flight Control," *In Industrial Applications of Fuzzy Control*, M.Sugeno, Ed. Amsterdam, The Netherlands: North-Holland, pp. 87-104. 1985.
- [60] B. Kadmiry, D. Driankov, "A Fuzzy Gain-Scheduler for the Attitude Control of An Unmanned Helicopter," *IEEE Trans. Fuzzy Syst*, vol. 12, no. 4, pp. 502-515, Aug. 2004.
- [61] R. Mudi, Nikhil R. pal, "Robust Self-Tuning Scheme for PI and PD Type Fuzzy Controllers," *IEEE. Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 7, no. 1, February. 1999.
- [62] T. Takagi, N. Sugeno, "Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modelling and Control," *IEEE. Trans, on Systems Man and Cybernetics*, pp. 116-132. 1985.
- [63] T. J. Ross, "Fuzzy Logic with Engineering Applications," *Third Edition, John Wiley & Sons, Ltd.* 2010.
- [64] L.A. Zadah, "The Concept of a Linguistic Variable and Its Applications to Approximate Reasoning," *Part 3, Information Sciences*, vol. 09, pp. 43-80. 1976.
- [65] B.B. Meunie, Comarsal, Logique Floue : Principe, Aide à la Décision, *Edition Hermes Science, Lavopsier.* 2003.
- [66] H. Buhler, Réglage par Logique Floue, *Presses Polytechnique et Université Romande Paris.*1994.
- [67] 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.
- [68] 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.
- [69] H. Abdi, Les réseaux de neurones, Sciences et Technologie de la Connaissance, *Editions Presses Universitaires de Grenoble*, 1994.
- [70] F. Moutarde, Introduction aux Réseaux de Neurones, *Centre de Robotique (CAOR), Ecole des Mines de Paris*, Mai. 2008.
- [71] P. Borne, J. Haggege, Les réseaux de neurones présentation et applications, *Paris : Editions Technip.* 2007.
- [72] 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.* 2009.
- [73] R. S. Burns, Advanced control engineering, *butterworth Heinemann ed.* 2001.
- [74] M. Fabien, Introduction aux réseaux de neurones et leurs applications en Automatique, *Ecole des Mines de Paris*, Décembre. 2003.
- [75] R. Mellah, Contribution la commande adaptative neuro floue. Application à la robotique, *Thèse de Doctorat, Université des sciences et des Technologie Houari Boumediene. Alger.* Mai. 2006.
- [76] Teresa Orłowska-Kowalska, Mateusz Dybkowski, Krzysztof Szabat, "Adaptive Sliding-Mode Neuro-Fuzzy Control of the Two-Mass Induction Motor Drive Without Mechanical Sensors," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 57, no. 2. 2010.
- [77] U. Michael, T. Wishart, G. Ronald, Harley, "Identification and Control of Induction Machines Using: Artificial Neural Networks," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 31, no. 3. 1995.
- [78] Seong-Hyun Kim, Yong-Ho Kim, Kwee-Bo Sim, Hong-Tae Jeon, "On Developing an Adaptive Neural-Fuzzy Control System," *proceedings of the 1993 IEEEIRSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems Yokohama, Japan*, July 26-30. 1993.
- [79] Teresa Orłowska-Kowalska, Mateusz Dybkowski, Krzysztof Szabat, "Adaptive Sliding-Mode Neuro-Fuzzy Control of the Two-Mass Induction Motor Drive Without Mechanical Sensors," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 57, no. 2. 2010.
- [80] J-S. R. Jang, "Self-Learning Fuzzy Controllers Based on Temporal Back Propagation," *In: IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 3, no. 5, pp. 714-723, Sept. 1992.



- [81] J-S. R. Jang, “ANFIS: Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference Systems,” *In: IEEE Trans. System, Man, and Cybernetics*, vol. 23, no. 3, pp. 665–684. 1993.
- [82] J-S. R. Jang, C-T. Sun, “Neuro-Fuzzy Modeling and Control,” *In: Proceedings of the IEEE*, vol. 83, no. 3, pp. 378–406. 1995.
- [83] C. Elmas, O. Ustun, Hasan H. Sayan, “A neuro-fuzzy controller for speed control of a permanent magnet synchronous motor drive,” *In: Expert Systems with Applications*, pp. 657–664. 2008.
- [84] L. Bentouhami, R. Abdessemed, Y. Bendjeddou, E. Merabet, “neuro-fuzzy control of a dual star induction machine,” *journal of electrical engineering*, vol. 16, no. 4, pp. 1-8. 2016.
- [85] M. Nasir Uddin, IEEE, Hao Wen, “Development of a Self-Tuned Neuro-Fuzzy Controller for Induction Motor Drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 4. 2007.
- [86] Abdelhafid Semmah, Habib Hamdaoui, Abdelghani Ayad, Youcef Ramdani, “Commande Floue et Neuro-Floue d’un Dispositif Facts,” *Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg.*, vol.54, no. 2, pp. 195–204. 2009.
- [87] M. Nasir Uddin, Z. Rui Huang, Md. Muminul I. Chy, “A Simplified Self-Tuned Neuro-Fuzzy Controller Based Speed Control of an Induction Motor Drive,” *IEEE*. 2007.
- [88] Taher Laamayad, Contribution à la Commande d’une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode Glissant. Apport de la Logique floue, Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Batna. 2014.
- [89] T. Laamayad, F. Naceri, R. Abdessemed, S. Belkacem, “A Fuzzy Sliding Mode Strategy for Control of The Dual Star Induction Machine” *Journal of Electrical Engineering*, vol .13, Edit .1, N 30, PP.203-216, Roumanie 2013.
- [90] T. Laamayad, F. Naceri, R. Abdessemed, S. Belkacem, “A New PI-fuzzy Sliding Mode Controller, Application to the Dual Star Induction Machine (DSIM),” *International Conference on Electronics and Oil ICEO’11, Marchl-2, 2011, Ouargla-Algeria*.

## Annexe : Paramètres de MASDE et de Filtre

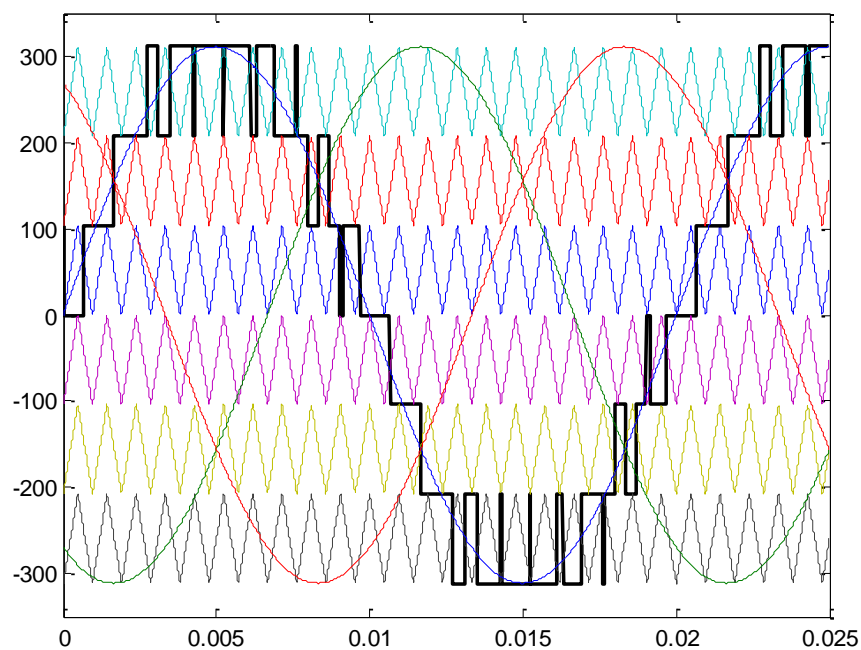
Les paramètres de la MASDE utilisée sont [50] :

Puissance nominale	$P_n = 4.5 \text{ kW}$
Tension Nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
Courant nominal	$I_n = 5.6 \text{ A}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$p = 1$
Résistance statorique	$R_s = 3.72 \ \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2.12 \ \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 0.022 \text{ H}$
Inductance 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	$K_f = 0.001 \text{ kg.m}^2/\text{s}$

### Paramètres du Filtre :

Inductance $L_f$	0.08 H
Résistance $R_f$	17 $\Omega$
Condensateur $C_f$	50 $\mu\text{f}$

### Principe de la stratégie PWM avec un onduleur à sept (07) niveaux



**Résumé :** Cette thèse étudie l'alimentation et la commande de la machine asynchrone double étoile. Pour l'alimentation, on a utilisé des onduleurs multi-niveaux, pour la commande, on a appliqué en premier lieu la commande classique vectorielle indirecte qui est basée sur des régulateurs PI, ensuite et afin d'améliorer les performances de la machine on a proposé trois méthodes de control ; la commande floue, la commande neuronale et la commande neuro-floue. Pour prouver l'efficacité des lois de commandes proposées, plusieurs tests de simulation sont effectués au démarrage, à vide, avec insertion d'une perturbation externe et avec une inversion du sens de rotation. Des tests de robustesse contre les variations paramétriques de la MASDE ont été aussi effectués. Les résultats de simulation via MATLAB sont interprétés en termes de comparaison entre les quatre structures de commande, des bonnes performances dynamiques et statiques ainsi une grande robustesse vis-à-vis à la perturbation externe et à la variation des paramètres résistives et mécaniques sont enregistrées.

**Mots clés :** MASDE (Machine ASynchrone Double Etoile), onduleur multi-niveaux, commande vectorielle, régulateur flou, RNA réseau de neurones, neuro-flou (NF).

**Abstract:** This thesis studies the power supply and the control of the double star induction machine. For the power supply, we used multilevel inverters, for the control, we applied first the indirect vector control based on PI controllers, after that and in order to improve the performance of the machine, we proposed three control methods; fuzzy control, neural control and neuro-fuzzy control. To prove the effectiveness of the proposed control laws, several simulation tests are performed at startup, empty, with insertion of an external disturbance and with a speed reversal. Robustness tests against the parametric variations of the MASDE were also performed. The simulation results via MATLAB are interpreted in terms of comparison between the fourth control structures; good dynamic and static performances and a high robustness with respect to the external disturbance and the variation of the resistive and mechanical parameters are recorded with the new control methods.

**Key-words:** DSIM (Double Star Induction Machine), multilevel-inverters, vector control, fuzzy logic controller, neural network control, neural-fuzzy controller.

**خلاصة :** يقدم هذا البحث دراسة محاكاة التغذية و التحكم لماكنة كهربائية مزدوجة النجم لا تزامنية، بالنسبة للتغذية تم استعمال اثنين من المموجات متعددة المستويات، أما بالنسبة للتحكم تم في البدء تطبيق التحكم الكلاسيكي المتمثل في التحكم الشعاعي الغير مباشر ثم وبهدف تحسين أداء الماكنة تم اقتراح ثلاث طرق للتحكم : المنطق الغامض، شبكات الخلايا العصبية الاصطناعية وأخيرا الغامض-عصبي. عدة اختبارات محاكاة أجريت عند الإقلاع، إدراج اضطراب خارجي، عكس اتجاه الدوران، إضافة إلى ذلك تم إجراء بعض اختبارات المتانة المتعلقة بالتغيرات في قيم الماكنة، تم التعليق على كل النتائج المحصل عليها ومقارنتها مع بعضها البعض، استجابات ميكانيكية واستاتيكية سجلت مع طرق التحكم المقترحة.

**كلمات مفتاحية :** ماكنة كهربائية مزدوجة النجم لا تزامنية، مموج الجهد متعدد المستويات، تحكم شعاعي، ناظم المنطق الغامض، ناظم شبكات الخلايا العصبية الاصطناعية وأخيرا ناظم الغامض-عصبي.