

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



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES
Faculté de Génie Electrique
Département d'Electrotechnique

Thèse présentée par :

SADOUNI Radhwane

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat en Sciences

Spécialité : Electrotechnique

Option : Commande Electrique

Intitulé de la thèse :

**Commande directe du couple (DTC-SVM)
d'une MASDE associée à Deux Onduleurs
Multiniveaux en Cascade avec un
Redresseur à MLI Piloté par DPC.**

Présentée devant le jury composé de :

Pr. BENAÏSSA Abdelkader
Pr. MEROUFEL Abdelkader
Pr. MASSOUM Ahmed
Pr. MANSOURI Abdellah
Pr. CHENAFI Mohamed
Dr. GHALEM Bachir

Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)
Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)
Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)
Professeur (USTO-MB-Oran)
Professeur (USTO-MB-Oran)
MCA (USTO-MB-Oran)

Président
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur
Examineur

Soutenue le : 28 /09/2017

REMERCIEMENTS

*Je tiens, tout particulièrement, à exprimer ma profonde gratitude à mon promoteur monsieur **MEROUFEL Abdelkader**, professeur à l'université de Sidi Bel-Abbès, pour ces conseils précieux, ses directives enrichissantes, sa patience et sa disponibilité, ainsi que pour la confiance et l'aide qu'il m'a accordé pour mener ce travail à terme.*

*Je tiens à remercier monsieur **BENAISSA Abdelkader**, professeur à l'université de Sidi Bel Abbès, pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury.*

Toutes mes reconnaissances vont également aux membres de jury:

*Monsieur **MASSOUM Ahmed**, professeur à l'université de Sidi Bel Abbès.*

*Monsieur **MANSOURI Abdellah**, professeur à USTO-MB-Oran.*

*Monsieur **CHENAFI Mohamed**, professeur à USTO-MB-Oran.*

*Monsieur **GHALEM Bachir**, professeur à USTO-MB-Oran.*

Pour avoir acceptés d'évaluer ce travail.

Je remercie également tous ceux qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail.

Dédicace

*A mes parents avec ma gratitude pour toutes ces
années de sacrifices et d'encouragement*

A ma femme et ma petite fille Razane

A mes frères et sœurs

A toute la famille SADOUNI

A mon cher encadreur Pr. MEROUFEL Abdelkader

A tous mes amis et mes collègues à l'université de Ghardaia.

Les résultats de simulation consignés par la présente thèse ont été concrétisés par plusieurs publications et communications nationales et internationales. Ces travaux sont effectués au sein du laboratoire ICEPS (Intelligent Control and Electrical Power Systems) de l'université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès.

PUBLICATIONS INTERNATIONALES

R. Sadouni, A. Meroufel, S. Djriou, A. Kheldoun: “Robust Control by Fuzzy Sliding Mode for a Field Oriented Dual Star Induction Machine Fed by Photovoltaic Generator with MPPT”. *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Volume 10, No. 4, Octobre 2016.

S. Djeriou, A. Kheldoun, **R. Sadouni**: “Fuzzy indirect field oriented control of a dual star induction motor water pumping system fed by photovoltaic generator”, *Engineering Intelligent Systems*, (2015) 2: 63–76.

A. Zemmit, **R. Sadouni**, A. Meroufel: “Direct Torque Control of Double Feed Induction Machine (DTC-DFIM)”. *Journal of Advanced Research in Science and Technology*, 2015, 2(2), 204-209.

R. Sadouni, A. Meroufel: “Direct Vector Control Scheme for a Dual Stator Induction Machine (DSIM) Using Fuzzy Logic Controller”, *Journal of Advanced Research in Science and Technology*, 2014, 1(1), 28-38.

R. Sadouni, A. Meroufel and S. Djriou: “Study and Simulation of Direct Torque Control (DTC) for a Six Phase Induction Machine (SPIM)”, *International Journal Of Energy*, Issue 2, Vol. 7, 2013.

R. Sadouni, A. Meroufel: “Performances comparative study of Field Oriented Control (FOC) and Direct Torque Control (DTC) of Dual Three Phase Induction Motor (DTPIM)”, *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, North Atlantic University Union_USA. Issue 2, Volume 6, 2012.

R. Sadouni, A. Meroufel: “Indirect Rotor Field Oriented Control (IRFOC) of a Dual Star Induction Machine (DSIM) Using Fuzzy controller”, *Acta Polytechnica Hungarica*, Vol. 9, No. 4, 2012.

COMMUNICATIONS INTERNATIONALES

R. Sadouni, A. Meroufel, S. Djeriou, A. Khaldoune: “Field Oriented Control of a Dual Star Induction Machine Fed by Photovoltaic Solar Panel with MPPT”. 2^{ème} conférence Internationale des énergies renouvelables CIER-2014, Tunisie.

M. Hechelef, A. Meroufel, **R. Sadouni**: “Contribution to the Fuzzy Direct Control of Torque Application Utilising Double Stars Induction Motor”. International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT'13), Tunisia.

COMMUNICATIONS NATIONALES

R. Sadouni, A. Meroufel: “Fuzzy Sliding Mode Robust Control of Dual Three Phase Induction Machine (DTPIM)”. *International Conference on Electromechanical Engineering (ICEE'2012) Skikda, Algeria.*

R. Sadouni, A. Meroufel: “Fuzzy Speed Controller of a Six Phase Induction Machine (SPIM) With Rotor Field Orientation”. *International Conference on Electromechanical Engineering (ICEE'2012) Skikda, Algeria.*

R. Sadouni, A. Meroufel: “Fuzzy Sliding Mode Control of Dual Star Induction Machine (DSIM) Using Field Orientation”. *7th International Conference on Electrical Engineering, October 2012, Batna, Algeria.*

R. Sadouni, A. Meroufel: “Réglage Flou de la Vitesse d'une Machine Asynchrone à Double Etoile (MASDE) avec Orientation du Flux Rotorique”. *CGE'07 EMP, Avril 2011 Alger, Algérie.*

S. Messalti, S. Belkhiat, R.Sadouni, R.Baali: “Conception des postes de distribution MT/BT”. *3rd International Conference on Electrical Engineering, May 2009, Algiers, Algeria.*

Sommaire

Sommaire	i
Symboles et Abréviations	I
Table des figures	III
Liste des tableaux	VII
Introduction générale	01

Chapitre I

Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE)

I.1 Introduction	05
I.2 Caractéristiques des machines multiphasées	06
I.2.1 Machines multiphasées de "Type 1"	06
I.2.2 Machines multiphasées de "Type 2"	07
I.3 Avantages des machines multiphasées	07
I.4 Inconvénients des machines multiphasées	07
I.5 Modélisation de la MASDE	08
I.5.1 Introduction	08
I.5.2 Description de la MASDE	08
I.5.3 Hypothèses simplificatrices	09
I.5.4 Modèle de la MASDE dans le repère réel abc	10
I.5.4.1 Equations électriques	10
I.5.4.2 Equations magnétiques	11
I.5.5 Energie magnétique	14
I.5.6 Couple électromagnétique	14
I.5.7 Equation mécanique	14
I.5.8 Transformation de Park	15
I.5.9 Choix du référentiel	16
I.5.9.1 Référentiel lié au stator	16
I.5.9.2 Référentiel lié au rotor	16
I.5.9.3 Référentiel lié au champ tournant	16
I.5.10 Premier modèle de la MASDE	16

I.5.11 Application de la transformation de Park	17
I.5.11.1 Equations transformées	18
I.5.11.2 Equations des tensions	19
I.5.11.3 Equations de flux	20
I.5.11.4 Equation mécanique	22
I.5.12 Deuxième modèle de la MASDE	23
I.5.13 Passage du système (a, b, c) au système ((α , β), (x, y), (o1, o2))	24
I.5.14 Mise sous forme d'équation d'état	24
I.6 Simulation de la MASDE alimentée par le réseau électrique	26
I.6.1 Résultats de simulation	27
I.6.2 Interprétation des résultats de simulation	29
I.7 Conclusion	30

Chapitre II

Alimentation de la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE)

II.1 Introduction	31
II.2 Structure générale de l'alimentation de la MASDE	31
II.3 Modélisation du réseau électrique	32
II.4 Modélisation du redresseur	32
II.5 Modélisation du filtre	34
II.6 Modélisation de l'onduleur de tension	34
II.6.1 Onduleur de tension à deux niveaux	35
II.6.1.1 Stratégies de commande de l'onduleur à deux niveaux	37
II.6.1.1.1 Commande par modulation sinus-triangle	38
II.6.1.1.2 Commande par MLI vectorielle (SVM)	40
II.6.1.2 Résultats de simulation	43
II.6.2 Onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC	45
II.6.2.1 Stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux	47
II.6.2.1.1 Commande par modulation sinus-triangle	48
II.6.2.1.2 Commande par MLI vectorielle (SVM)	49
II.6.2.1.2.1 Calcul des rapports cycliques des vecteurs de commutation pour chaque région	49
II.6.2.1.2.2 Calcul des temps de commutation pour chaque interrupteur	52
II.6.2.2 Résultats de simulation	54
II.7 Alimentation de la MASDE par un générateur photovoltaïque	56

II.7.1 Modélisation du générateur photovoltaïque	57
II.7.2 Influence de la température et de l'ensoleillement sur le rendement du GPV	58
II.7.3 Systèmes de poursuite du point de puissance maximale	59
II.7.3.1 Le convertisseur statique DC-DC (Hacheur)	59
II.7.3.2 Poursuite du point de puissance maximale	59
II.7.3.2.1 Technique d'observation et perturbation (P&O)	60
II.7.4 Résultats de simulation	60
II.8 Conclusion	62

Chapitre III

Commande Directe de Puissance DPC

III.1 Introduction	64
III.2 Structure du redresseur triphasé à MLI	64
III.2.1 Redresseur MLI triphasé de tension	65
III.3 Techniques de commande du redresseur MLI triphasé	65
III.4 Commande directe de puissance DPC	67
III.4.1 Commande directe de puissance basée sur l'estimation de la tension	67
III.4.1.1 Estimation des puissances instantanées et de la tension du réseau	68
III.4.1.2 Détermination des secteurs	68
III.4.1.3 Régulateur à hystérésis	69
III.4.1.4 Table de commutation	69
III.4.1.5 Régulation de la tension continue	70
III.4.1.6 Résultats de simulation	70
III.4.2 Commande directe de puissance basée sur l'estimation de flux virtuel	71
III.4.2.1 Estimation du flux virtuel	71
III.4.2.2 Estimation de la puissance instantanée basée sur le flux virtuel	73
III.4.2.3 Détermination des secteurs	74
III.4.2.4 Résultats de simulation	76
III.4.2.5 Interprétations des résultats	81
III.5 Amélioration de la DPC par la modulation vectorielle (DPC_SVM)	81
III.5.1 Synthèse des régulateurs PI des puissances active et réactive	82
III.5.2 Résultats de simulation	84
III.5.3 Interprétation des résultats	86
III.6 Tests de robustesse	86
III.7 Conclusion	90

Chapitre IV***DTC_SVM Multiniveaux de la MASDE***

IV.1 Introduction	91
IV.2 Principe de la commande directe du couple	92
IV.3 Réglage du flux statorique	92
IV.4 Réglage du couple électromagnétique	94
IV.5 Sélection du vecteur tension	96
IV.6 Estimation du flux statorique	97
IV.7 Estimation du couple électromagnétique	98
IV.8 Elaboration des contrôleurs de flux et du couple	98
IV.8.1 Contrôleur à hystérésis de flux	98
IV.8.2 Contrôleur à hystérésis du couple	99
IV.9 Elaboration des tables de commutation	100
IV.9.1 Table de commutation de la DTC à deux niveaux	100
IV.9.2 Table de commutation de la DTC à trois niveaux	101
IV.10 Application de la DTC sur la MASDE	102
IV.11 Interprétations des résultats	106
IV.12 Amélioration de la DTC par la modulation vectorielle (DTC_SVM)	107
IV.13 Résultats de simulation et interprétation	108
IV.14 Conclusion	113

Chapitre V***Techniques de Réglage Robuste de la Vitesse***

V.1 Introduction	114
V.2 Réglage par logique floue	114
V.2.1 Introduction	114
V.2.2 Principe de la logique floue	115
V.2.3 Notions de base de la logique floue	115
V.2.3.1 Ensemble ordinaire et ensemble flou	115
V.2.3.2 Fonction d'appartenance	116
V.2.3.3 Univers de discours	117
V.2.3.4 Raisonnement en logique floue	117
V.2.4 Commande par logique floue	117

V.2.4.1 Bloc de Fuzzification	118
V.2.4.2 Base des règles et inférence floue	119
V.2.4.3 Mécanisme d'inférence	120
V.2.4.4 Bloc de Défuzzification	120
V.2.5 Avantages et inconvénients de la logique floue	121
V.2.6 Application de la logique floue à la commande de la MASDE	122
V.2.7 Interprétation des résultats	126
V.3 Réglage par mode glissant	127
V.3.1 Principe de fonctionnement	127
V.3.2 Conception de la commande par mode glissant	128
V.3.2.1 Choix de la surface de glissement	128
V.3.2.2 Condition d'existence et de convergence	129
V.3.2.3 Détermination de la loi de commande	129
V.3.3 Application du mode glissant pour le réglage de vitesse de la MASDE	129
V.3.3.1 Surface de régulation de la vitesse	129
V.3.3.2 Interprétations des résultats	133
V.4 Réglage par mode glissant flou	134
V.4.1 Application du mode glissant flou pour le réglage de vitesse de la MASDE	134
V.4.2 Résultats de simulation	135
V.4.3 Interprétations des résultats	136
V.5 Réglage par réseaux de neurone artificiels	137
V.5.1 Généralité sur les réseaux de neurones	138
V.5.1.1 Neurone biologique	138
V.5.1.2 Neurone formel (artificiel)	139
V.5.2 Architecture des réseaux de neurones	141
V.5.2.1 Les réseaux de neurones non bouclés	141
V.5.2.2 Les réseaux de neurones bouclés	142
V.5.3 L'apprentissage d'un réseau de neurones	143
V.5.3.1 Apprentissage supervisé	143
V.5.3.2 Apprentissage non supervisé	143
V.5.3.3 Apprentissage auto-supervisé	144
V.5.4 Règles d'apprentissage des réseaux de neurones	144
V.5.4.1 Règle de Hebb	144
V.5.4.2 Règle de Rosenblatt	145

V.5.4.3 Règle de Widrow-Hoff	145
V.5.4.4 Règle de rétro-propagation du gradient de l'erreur	146
V.5.5 Différents modèles des réseaux de neurones	146
V.5.5.1 Modèle de Perceptron	146
V.5.5.1.1 Le Perceptron simple (monocouche)	146
V.5.5.1.2 Le Perceptron multicouches (PMC)	147
V.5.5.2 Modèle de Hopfield	147
V.5.5.3 Modèle de Kohonen	147
V.5.5.4 Modèle ADALINE	148
V.5.6 Application des RNA pour le réglage de la vitesse de la MASDE	148
V.6 Conclusion	151
Conclusion générale	112
Annexe	I-II
Bibliographie	i-x

Symboles et Abréviations

α	Angle de déphasage entre les deux stators
A	Ensemble flou
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
A_r, B_r, C_r	Les indices correspondants aux trois phases du rotor
β	Seuil du neurone
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
CSV	Commande à Structure Variable
d, q	Les axes directs et quadratiques du repère de Park
DPC	Direct Power Control
de	La drivée de l'erreur
$e(x)$	L'écart sur la variable x (l'erreur)
E	Tension continue
f_p	Fréquence de la porteuse
F_r	Coefficient de frottement
FSMC	Fuzzy Sliding Mode Controller
Φ_s	Flux statorique
Φ_r	Flux rotorique
GPV	Générateur Photo Voltaïque
Ω_m	Vitesse mécanique du rotor
J	Moment d'inertie
k_p, k_i	Paramètres du régulateur PI
L_{s1}, L_{s2}, L_r	Les inductances propres des stators et du rotor
L_{ms}	Inductance mutuelle entre phases statoriques
L_{mr}	Inductance mutuelle entre phases rotoriques
γ	Gain correctif
m	Indice de modulation
MASDE	Machine Asynchrone à Double Etoile
MLI	Modulation de la Largeur d'Impulsion
M_{sr}	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques
MPPT	Maximum Power Point Tracking
p	Nombre de paires de pôle
P_{em}	Puissance électromagnétique
PID	Régulateur Proportionnel-Intégral-Dérivateur
q	Nombre de phase
q_α	Nombre équivalent de phases
r	Indice de réglage en tension

r	<i>Degré relatif du système</i>
R_{s1}, R_{s2}, R_r	<i>Les résistances statoriques et rotoriques</i>
S	<i>L'opérateur de Laplace</i>
$S(x)$	<i>Surface de commutation</i>
S_1, S_2, r	<i>Les indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor</i>
SMC	<i>Sliding Mode Controller</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
τ	<i>Constante de temps d'un système du premier ordre</i>
τ_r	<i>Constante de temps rotorique</i>
θ_e	<i>Angle électrique</i>
θ_m	<i>Angle mécanique</i>
θ_r	<i>Angle rotorique</i>
θ_s	<i>Angle statorique</i>
$u_A(x)$	<i>Degré d'appartenance</i>
U_{eq}	<i>La commande équivalente</i>
U_n	<i>La commande discontinue</i>
$V(x)$	<i>Fonction de Lyapunov</i>
V_{pm}	<i>Valeur crête de l'onde de modulation</i>
ω_{gl}	<i>Pulsation électrique de glissement</i>
ω_r	<i>Pulsation électrique rotorique</i>
ω_s	<i>Pulsation électrique statorique</i>
ω_m	<i>Pulsation mécanique</i>
w_i	<i>Poids synaptiques</i>
x^*	<i>Grandeur de référence</i>
x_{est}	<i>Grandeur estimée</i>

Table des figures

Chapitre I		
Fig.I.1	<i>Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator.</i>	9
Fig.I.2	<i>Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).</i>	15
Fig.I.3	<i>Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.</i>	18
Fig.I.4	<i>Performances de la conduite de la MASDE lors d'un démarrage à vide ($C_r=0$).</i>	28
Fig.I.5	<i>Performances de la conduite de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = 14 \text{ N.m}$) à $t = 3 \text{ s}$.</i>	29
Chapitre II		
Fig.II.1	<i>Schéma synoptique de la MASDE et de son alimentation.</i>	32
Fig.II.2	<i>Représentation du redresseur triphasé à diodes.</i>	33
Fig.II.3	<i>Représentation de la tension redressée.</i>	33
Fig.II.4	<i>Filtre RLC passe-bas.</i>	34
Fig.II.5	<i>Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.</i>	35
Fig.II.6	<i>Représentation d'un GTO.</i>	35
Fig.II.7	<i>Modèle Simulink de la commande MLI Sinus_Triangle.</i>	38
Fig.II.8	<i>Principe de la commande par M.L.I Sinus_Triangle.</i>	39
Fig.II.9	<i>Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension commandés par MLI Sinus_Triangle.</i>	40
Fig.II.10	<i>Représentation du polygone de commutation.</i>	41
Fig.II.11	<i>Projection du vecteur de tension de référence.</i>	41
Fig.II.12	<i>Etats des interrupteurs S_a, S_b et S_c dans le premier secteur de l'hexagone</i>	42
Fig.II.13	<i>Performances de la conduite de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux à MLI_ST ($[m=25, r=0.8]$) lors de l'application d'un $C_r=14\text{N.m}$ entre $[2, 3]$ s.</i>	43
Fig.II.14	<i>Performances de la conduite de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux à MLI vectorielle lors de l'application d'un $C_r=14\text{N.m}$ entre $[2, 3]$ s.</i>	44
Fig.II.15	<i>Schéma de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.</i>	45
Fig.II.16	<i>Séquences fonctionnelles d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux.</i>	46
Fig.II.17	<i>Diagramme du vecteur tension V_s dans le repère $\alpha\beta$.</i>	47
Fig.II.18	<i>MLI_ST d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC.</i>	48
Fig.II.19	<i>Les trois tensions de référence avec les deux porteuses unipolaires.</i>	48
Fig.II.20	<i>Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux avec les états de commutation dans le plan $\alpha\beta$.</i>	49
Fig.II.21	<i>Projection du vecteur de référence dans la première région du secteur A.</i>	50
Fig.II.22	<i>Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur A.</i>	52
Fig.II.23	<i>Performances de la conduite de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux à MLI_ST ($[m=25, r=0.8]$) lors de l'application d'un $C_r = 14\text{N.m}$ entre $[2, 3]$ s.</i>	54
Fig.II.24	<i>Performances de la conduite de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux à MLI vectorielle lors de l'application d'un $C_r=14\text{N.m}$ entre $[2, 3]$ s.</i>	55

Fig.II.25	<i>Alimentation de la MASDE par un générateur photovoltaïque.</i>	56
Fig.II.26	<i>Schéma équivalent de la cellule solaire à une diode.</i>	57
Fig.II.27	<i>Courbes I(V) d'un panneau à divers ensoleillements à T=25°C.</i>	58
Fig.II.28	<i>Courbes P(V) d'un panneau à divers ensoleillements à T=25°C.</i>	58
Fig.II.29	<i>Circuit équivalent de l'hacheur Buck-Boost.</i>	59
Fig.II.30	<i>Organigramme de l'algorithme perturbation et observation.</i>	60
Fig.II.31	<i>L'irradiation solaire.</i>	61
Fig.II.32	<i>La tension du générateur photovoltaïque.</i>	61
Fig.II.33	<i>La puissance du générateur photovoltaïque.</i>	61
Fig.II.34	<i>Performance de la conduite de la MASDE alimentée par un GPV avec l'application d'un C_r entre 5s et 6s.</i>	62
Chapitre III		
Fig.III.1	<i>Redresseur MLI de tension.</i>	65
Fig.III.2	<i>Commande du redresseur MLI et du MAS avec son alimentation.</i>	66
Fig.III.3	<i>Classification des méthodes de contrôle d'un redresseur MLI.</i>	66
Fig.III.4	<i>Schéma bloc de la commande directe de puissance d'un redresseur à MLI.</i>	67
Fig.III.5	<i>Plant (α, β) divisé en 12 secteurs.</i>	69
Fig.III.6	<i>Bloc de régulation de la tension continue.</i>	71
Fig.III.7	<i>Performances de la DPC d'un redresseur MLI.</i>	73
Fig.III.8	<i>Spectre harmonique du courant de ligne.</i>	73
Fig.III.9	<i>Schéma bloc de la DPC basée sur l'estimation de flux virtuel.</i>	74
Fig.III.10	<i>Analogie entre le côté alternatif du redresseur PWM et le stator d'un moteur virtuel à courant alternatif.</i>	74
Fig.III.11	<i>Vecteurs et coordonnées de références.</i>	75
Fig.III.12	<i>Relation entre la tension et le flux virtuel pour les deux directions du flux de puissance dans le redresseur MLI.</i>	75
Fig.III.13	<i>Plan (α, β) divisé en 12 secteurs pour la commande DPC-VF.</i>	78
Fig.III.14	<i>Performances de la DPC_VF d'un redresseur MLI.</i>	80
Fig.III.15	<i>Spectre harmonique du courant de ligne.</i>	80
Fig.III.16	<i>Schéma bloc de la DPC_VF_SVM.</i>	82
Fig.III.17	<i>Schéma bloc de la boucle de régulation des puissances active et réactive.</i>	83
Fig.III.18	<i>Boucle de régulation de la puissance active.</i>	83
Fig.III.19	<i>Performances de la DPC_VF_SVM d'un redresseur MLI.</i>	85
Fig.III.20	<i>Spectre harmonique du courant de ligne.</i>	85
Fig.III.21	<i>Performances de la commande directe de puissance lors d'une chute de 10% de la tension du réseau. (a):DPC, (b):DPC_VF, (c):DPC_VF_SVM.</i>	87
Fig.III.22	<i>Performances de la commande directe de puissance lors d'une variation de la tension de référence de 600V à 700V à t=0.5s. (a):DPC, (b):DPC_VF, (c):DPC_VF_SVM.</i>	88
Fig.III.23	<i>Performances de la commande directe de puissance lors d'une diminution de 50% de la charge à t=0.5s. (a):DPC, (b):DPC_VF, (c):DPC_VF_SVM.</i>	89
Chapitre IV		
Fig.IV.1	<i>Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique</i>	93
Fig.IV.2	<i>Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.</i>	93
Fig.IV.3	<i>Trajectoire du flux statorique.</i>	93
Fig.IV.4	<i>L'évolution de l'extrémité de \varnothing_s.</i>	94
Fig.IV.5	<i>Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension.</i>	95

Fig.IV.6	<i>Choix du vecteur tension.</i>	96
Fig.IV.7	<i>Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.</i>	99
Fig.IV.8	<i>Contrôleur à hystérésis à trois niveaux.</i>	100
Fig.IV.9	<i>Structure générale de la commande directe du couple de la MASDE.</i>	102
Fig.IV.10	<i>Performances de la DTC classique à deux niveaux de la MASDE avec application d'un couple résistant $C_r=15$ N.m entre 1s et 2 s.</i>	103
Fig.IV.11	<i>Performances de la DTC classique à deux niveaux de la MASDE avec: a) Variation de la charge, b) Variation de la vitesse rotorique.</i>	104
Fig.IV.12	<i>Performances de la DTC classique à trois niveaux de la MASDE avec application d'un couple résistant $C_r=15$ N.m entre 1s et 2 s.</i>	105
Fig.IV.13	<i>Performances de la DTC classique à trois niveaux de la MASDE avec: a) Variation de la charge, b) Variation de la vitesse rotorique.</i>	106
Fig.IV.14	<i>Schéma bloc de la DTC-SVM appliquée à la MASDE</i>	108
Fig.IV.15	<i>Performances de la DTC_SVM à deux niveaux de la MASDE avec application d'un couple résistant $C_r=15$ N.m entre 1s et 2 s.</i>	109
Fig.IV.16	<i>Performances de la DTC_SVM à trois niveaux de la MASDE avec application d'un couple résistant $C_r=15$ N.m entre 1s et 2 s.</i>	110
Fig.IV.17	<i>Performances de la DTC_SVM_3N de la MASDE avec un redresseur à MLI piloté par la DPC_SVM_VF. a) Avec variation de la charge b) Avec variation de la vitesse</i>	111
Fig.IV.18	<i>Signal de commutation de l'interrupteur supérieur.</i>	111
Fig.IV.19	<i>Tension statorique de la phase a pour la première étoile.</i>	112
Chapitre V		
Fig.V.1	<i>Formes usuelles des fonctions d'appartenance.</i>	116
Fig.V.2	<i>Système de commande par logique floue.</i>	118
Fig.V.3	<i>Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance triangulaires.</i>	119
Fig.V.4	<i>Défuzzification par centre de gravité.</i>	120
Fig.V.5	<i>Méthode de Défuzzification par valeur maximum.</i>	121
Fig.V.6	<i>Réglage flou de la vitesse d'une MASDE.</i>	122
Fig.V.7	<i>Les fonctions d'appartenance des entrées et de la sortie.</i>	123
Fig.V.8	<i>Commande directe du couple DTC de la MASDE avec réglage flou de la vitesse en appliquant un couple résistant $C_r=15$ N.m entre 1s et 2 s.</i>	124
Fig.V.9	<i>Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la vitesse [120, 200 et -100] rad/s.</i>	125
Fig.V.10	<i>Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la charge $C_r= [10, 15$ et 7] N.m.</i>	125
Fig.V.11	<i>Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation paramétrique (augmentation du moment d'inertie et de la résistance statorique de 100% et 50% respectivement).</i>	126
Fig.V.12	<i>Convergence du système glissant.</i>	128
Fig.V.13	<i>Commande directe du couple DTC de la MASDE avec un régulateur par mode glissant de la vitesse en appliquant un couple résistant $C_r=15$ N.m entre 1s et 2s.</i>	131
Fig.V.14	<i>Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la vitesse [120, 200 et -100].</i>	132
Fig.V.15	<i>Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la charge $C_r= [10, 15$ et 7] N.m.</i>	132

Fig.V.16	<i>Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation paramétrique (augmentation du moment d'inertie et de la résistance statorique de 100% et 50% respectivement).</i>	133
Fig.V.17	<i>Fonctions d'appartenance de l'entrée $S(x)$ et de la sortie Un.</i>	135
Fig.V.18	<i>Réglage par mode glissant flou de la vitesse d'une MASDE avec l'application d'un $C_r = 15$ N.m entre 1s et 2s.</i>	136
Fig.V.19	<i>Comparaison entre la commande par mode glissant et celle par mode glissant flou.</i>	137
Fig.V.20	<i>Neurone biologique</i>	138
Fig.V.21	<i>Neurone artificiel</i>	139
Fig.V.22	<i>Fonction linéaire.</i>	141
Fig.V.23	<i>Fonction sigmoïde.</i>	141
Fig.V.24	<i>Réseaux de neurone non bouclés.</i>	142
Fig.V.25	<i>Réseaux de neurone bouclés.</i>	142
Fig.V.26	<i>Illustration de l'apprentissage supervisé.</i>	143
Fig.V.27	<i>Illustration de l'apprentissage non supervisé.</i>	143
Fig.V.28	<i>Modèle d'un Perceptron simple.</i>	146
Fig.V.29	<i>Modèle d'un Perceptron multicouches.</i>	147
Fig.V.30	<i>Modèle de Hopfield.</i>	148
Fig.V.31	<i>Modèle de Kohonen.</i>	148
Fig.V.32	<i>Perceptron multicouches(PMC).</i>	149
Fig.V.33	<i>Réglage par réseaux de neurones de la vitesse d'une MASDE avec l'application d'un $C_r = 15$ N.m entre 1s et 2s.</i>	150
Fig.V.34	<i>Comportement de la DTC_MASDE avec un régulateur neuronal de la vitesse vis-à-vis les variations paramétriques (R_r et L_m).</i>	150
Fig.V.35	<i>Comportement de la DTC_MASDE avec un régulateur neuronal de la vitesse vis-à-vis les variations de la charge $C_r = [7 \ 10 \ 15]$ N.m.</i>	151

Liste des tableaux

Chapitre II		
Tableau II.1	<i>Grandeurs électriques d'un bras k de l'onduleur triphasé à trois niveaux.</i>	46
Tableau II.2	<i>Groupe des vecteurs tension.</i>	47
Tableau II.3	<i>Les temps de commutation dans les différents secteurs et régions.</i>	51
Tableau II.4	<i>Les temps de commutation des interrupteurs en haut de l'onduleur dans chaque région.</i>	53
Tableau II.5	<i>Comparaison entre deux types d'onduleur et deux stratégies de commande en terme du THD.</i>	56
Chapitre III		
Tableau III.1	<i>Table de commutation de La DPC.</i>	70
Tableau III.2	<i>Comparaison entre les trois méthodes: DPC, DPC_VF et DPC_VF_SVM.</i>	90
Chapitre IV		
Tableau IV.1	<i>Table de commutation généralisée.</i>	100
Tableau IV.2	<i>Table de commutation généralisée.</i>	101
Tableau IV.3	<i>Table de commutation du couple.</i>	101
Tableau IV.4	<i>Table de commutation de la DTC avec vecteurs tension nuls.</i>	101
Tableau IV.5	<i>Table de commutation de la DTC avec vecteurs tension non nuls.</i>	101
Tableau IV.6	<i>Table de commutation de la DTC à trois niveaux avec 12 secteurs.</i>	102
Tableau IV.7	<i>Les principales différences entre les différents types de la DTC.</i>	112
Chapitre V		
Tableau V.1	<i>Table d'inférence avec cinq sous-ensembles flous.</i>	119
Tableau V.2	<i>La table d'inférence du régulateur flou.</i>	123
Tableau V.3	<i>Base de règle du contrôleur flou.</i>	135
Tableau V.4	<i>Analogie entre le neurone biologique et le neurone artificiel.</i>	140
Tableau V.5	<i>La loi de Hebb.</i>	144

Introduction Générale

Les entraînements électriques à vitesse variable ont pris une importance considérable dans l'industrie et dans la recherche cette dernière décennie, et nécessitent des connaissances multidisciplinaires dans le domaine de génie électrique, tels que: les machines électriques, l'électronique de puissance, l'informatique, les technologies programmables et la théorie de la commande des systèmes dynamiques. Les récents développements dans ces disciplines ont permis de développer des systèmes de commande de très hautes performances. Donc un entraînement à vitesse variable est composé d'une source d'énergie électrique, d'un convertisseur d'électronique de puissance, d'une machine et d'un système de commande [49].

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matières de semi-conducteurs de puissance et de technologies numériques. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi conducteurs et de leur faible fréquence de commutation [47].

Les machines polyphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages. En effet, la multiplication du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple, permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer plus facilement. Enfin, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut [50].

Un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE). Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques constituant les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . Ils 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, il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit à rotor bobiné pour former un enroulement triphasé. Une telle

machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques [1].

L'utilisation d'un onduleur classique à deux niveaux dans le domaine des applications de forte puissance ne convient pas, car elle exige des composants électroniques capables de supporter de forte tension inverse et de fort courant. Un autre inconvénient lié à cet onduleur est le problème des interférences magnétiques engendrées par le passage brusque de la tension de sortie de l'onduleur d'une valeur nulle à une forte valeur [51]. Avec l'apparition des structures des onduleurs multiniveaux, la recherche a pu faire face aux handicaps que présentait la structure classique. L'objectif de cet axe de recherche est d'améliorer la qualité de la tension de sortie, ainsi que de contourner les problèmes liés aux onduleurs à deux niveaux.

L'énergie électrique distribuée par le réseau de transport de l'énergie est convertie sous une autre forme afin de faciliter son exploitation. Cette conversion se fait souvent grâce à des interfaces électroniques qui sont, dans la majorité des cas, des redresseurs à diodes. Ce type d'interfaces se comporte vis-à-vis du réseau d'alimentation comme une charge non linéaire, et la conversion ne peut se faire, par conséquent, sans une dégradation notable de la qualité de l'alimentation, qui se manifeste surtout au niveau des formes d'onde des courants absorbés. La présence d'harmoniques dans le réseau d'alimentation pourrait, d'une part, nuire aux appareils électriques qui y sont branchés et entraîner, d'autre part, une mauvaise exploitation de l'énergie (pertes excessives dans les lignes de transport) [32].

Plusieurs méthodes de réduction d'harmoniques existent. Ces méthodes sont basées sur des composants passifs, des redresseurs à diodes monophasés et triphasés, des filtres actifs et des redresseurs MLI. La technique basée sur l'utilisation des redresseurs MLI est une technique très intéressante pour la réduction des courants harmoniques, elle permet de produire une tension continue à partir d'un réseau alternatif tout en absorbant sur le dit réseau des courants sinusoïdaux et à facteur de puissance unitaire. Plusieurs stratégies de contrôle du redresseur MLI peuvent être utilisées parmi lesquelles on peut citer: la commande par orientation de la tension (*Voltage Oriented Control (VOC)*), la commande par orientation du flux virtuel (*Virtual Flux Oriented Control (VFOC)*), la commande directe de puissance (*Direct Power Control (DPC)*),...etc. Dans cette thèse on s'intéresse à l'application de la commande directe de puissance (DPC) et celle basée sur la modulation vectorielle (DPC_SVM).

Les techniques de commandes modernes conduisent à une commande des machines asynchrones comparable à celle de la machine à courant continu. Parmi ces techniques, on trouve la commande directe du couple, la commande par retour d'état, la commande vectorielle, la commande adaptative, ...etc.

La commande directe du couple (en anglais : Direct Torque Control (DTC)) proposé par *Takahashi* et *Depenbrock* en 1985 est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel. Cette technique ne cherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. Elle nous permet d'avoir un découplage naturel entre le flux et le couple, de supprimer l'étage MLI, d'obtenir une très bonne réponse du couple, mais la non maîtrise de la fréquence de la fréquence de commutation et les fortes ondulations du couple constituent les inconvénients majeurs de cette stratégie de commande. Plusieurs techniques peuvent être utilisées pour améliorer les performances de la DTC, à titre d'exemple : la DTC neuronale, la DTC floue, la DTC_SVM, ...etc. Ici on s'intéresse à cette dernière qui sera l'objet du quatrième chapitre de cette thèse.

La régulation par les algorithmes de réglage classiques tels que les régulateurs PI présente plusieurs inconvénient tels que: la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations, un long temps de réponse, un grand rejet de perturbation, ...etc. Face à cet inconvénient, cette thèse propose des techniques de réglage robuste basée sur la logique floue, le mode glissant et les réseaux de neurone artificiels.

Dans ce contexte, cette thèse est organisée en cinq chapitres comme suit:

Le premier chapitre fait l'objet d'un aperçu sur les machines polyphasées, leurs caractéristiques, et leurs avantages et inconvénients, suivi par la modélisation de la MASDE. Après une description de la machine, nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la machine, et en second lieu le modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Une simulation de la MASDE alimentée directement par le réseau électrique sera faite à la fin de ce chapitre, pour vérifier la conduite de la machine et valider son modèle mathématique.

Le deuxième chapitre, sera consacré à l'alimentation de la machine asynchrone à double étoile par deux onduleurs multiniveaux commandés par MLI vectorielle. La tension continue à l'entrée de l'onduleur sera garantie une fois par la source classique (réseau électrique-redresseur-filtre RLC), et une autre fois par une source de tension renouvelable, elle s'agit d'un générateur photovoltaïque commandé par la technique MPPT.

Le troisième chapitre présente la commande directe de puissance (DPC) du redresseur à MLI, nous donnerons en premier lieu la structure du redresseur triphasé à MLI, ensuite nous présenterons la théorie et le principe de fonctionnement de la DPC basée sur l'estimation de la tension et celle basée sur l'estimation du flux virtuel. La DPC_SVM sera adoptée par la suite pour améliorer les performances de la DPC classique.

Dans le quatrième chapitre on propose l'application de la commande directe du couple DTC sur la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux, ensuite on va procéder à l'amélioration de la DTC classique par l'application de la DTC-SVM multiniveaux.

Le cinquième chapitre de cette thèse sera consacré à l'application des techniques de réglage robuste à savoir : la logique floue, le mode glissant et les réseaux de neurone artificiels, afin d'améliorer les performances de la conduite de la machine (temps de réponse, rejet de perturbation, sensibilité aux variations paramétriques, ...etc.).

Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de cette thèse et récapitulera ainsi en gros le travail abordé.

CHAPITRE I

**Modélisation de la
Machine Asynchrone
Double Etoile (MASDE)**

Chapitre I

Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE)

I.1 Introduction:

Afin d'assurer une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multiniveaux ou à la mise en parallèle de convertisseurs. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines multiphasées (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois), alimentées par un onduleur ayant autant de bras que de phases. L'idée de multiplier le nombre de phases trouve là une de ses principales raisons d'être. En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus élevé de bras, chacun d'eux est alors dimensionné pour une puissance réduite ce qui permet d'obtenir des fréquences de commutation plus élevées et donc des ondulations réduites au niveau des courants et du couple électromécanique [1].

Les machines multiphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages [2]. En effet, la multiplication du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple. Enfin, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, en régime dégradé (une ou plusieurs phases en défaut) [44] [50].

Un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE). Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques constituant les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . Ils 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, il peut donc

être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques [1].

Dans ce chapitre, on va donner un aperçu sur les machines polyphasées (caractéristiques, types, avantages et inconvénients,...etc.) ensuite, on va procéder à la modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE) on rappellera son modèle mathématique dans le référentiel réel triphasé, puis nous réduirons l'ordre du système afin de simplifier l'étude et de réduire la complexité du système en utilisant la transformation de Park qui nous permet de passer du référentiel triphasé à un nouveau référentiel biphasé.

I.2 Caractéristiques des machines multiphasées:

On distingue habituellement deux types de machine multiphasée, suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois [1]. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera « machines multiphasées de type 1 » et « machines multiphasées de type 2 ». De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois.

I.2.1 Machines multiphasées de "Type 1":

Les machines multiphasées de "type 1" sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois [1], de sorte que l'on puisse les grouper en n étoiles triphasées:

$$q = 3.n \quad (n = 1, 2, 3, 4...) \quad (\text{I.1})$$

Pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes (qui correspond d'ailleurs au décalage entre étoiles). En effet, une machine double étoile ($q = 6$) dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/6$ possède des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/3$ [1].

Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un "nombre équivalent de phases", noté q_α , dont la définition est la suivante:

$$q_\alpha = \pi/\alpha \quad (\text{I.2})$$

Une machine ayant six phases régulièrement décalées de $\pi/3$ a en effet les mêmes caractéristiques de fonctionnement (en ce qui concerne les harmoniques d'espace et de temps) qu'une machine triphasée (pour laquelle $q = q_\alpha = 3$) [1].

I.2.2 Machines multiphasées de "Type 2":

Les machines multiphasées de "type 2" sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $2\pi/q = 2\alpha$. On a donc toujours:

$$q = q_\alpha = \pi/\alpha \quad (I.3)$$

I.3 Avantages des machines multiphasées:

Les machines multiphasées ou polyphasées présentent plusieurs avantages parmi lesquelles on peut citer: [1] [3]

- Elimination des harmoniques ;
- Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques ;
- Amélioration de la fiabilité ;
- Segmentation de la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur-machine de forte puissance.

I.4 Inconvénients des machines multiphasées:

Certains harmoniques (harmoniques des courants statoriques) ne contribuent pas à la création de la $f.m.m$, ces harmoniques de courants ne circulent donc qu'au stator. Dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension, l'impédance vue par ces harmoniques peut donc être faible, ce qui provoque des harmoniques de courants d'amplitude importante [4] [5]. Cette apparition de courants harmoniques de circulation constitue l'inconvénient majeur des machines multiphasées alimentées par onduleur de tension.

Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine. Mais plus la puissance augmente, moins le problème devient significatif [6].

La multiplication du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est donc nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée (contrôle du convertisseur statique) spécifiques et adaptées, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées (surtout pour les machines de type 2).

I.5 Modélisation de la MASDE:

I.5.1 Introduction:

Comme tout système, l'étude des machines électriques s'appuie sur un modèle de représentation. Cette modélisation est très importante pour l'étude, l'analyse et la simulation de la commande de ces machines.

Après une mise en équation de la MASDE dans le repère réel abc, on va présenter deux modèles de la machine. Le premier modèle est basé sur l'application de la transformation de Park classique où la MASDE est vue comme étant deux machines asynchrones partageant le même circuit magnétique et le même rotor. Tandis que, le deuxième modèle est équivalent à celui d'une machine hexaphasée et obtenu en appliquant une matrice de transformation spéciale qui permet de décomposer le modèle abc de la MASDE en trois sous-systèmes indépendants.

I.5.2 Description de la MASDE:

La machine asynchrone triphasée à double étoile est une machine qui comporte deux stators fixes déphasés entre eux d'un angle $\alpha=30^\circ$ et un rotor mobile (*Fig.1.1*). Chaque stator de la machine asynchrone à double stator est composé de trois enroulements identiques à p paires de pôles. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$ dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique [7] [78].

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré de courant, d'où la création d'un champ tournant le long de l'entrefer [2]. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que: $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identiques à ceux du stator. La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques). Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuses, robustes, facile d'emploi et nécessitent un entretien limité. Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω différente de Ω_s , la cage rotorique devient le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles mêmes trois courants rotoriques. Ainsi, les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit [42].

Le rapport: $(\Omega_s - \Omega)/\Omega_s$ est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator. Dans le repère rotorique, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation $g\omega_s$.

La machine à étudier est représentée par deux enroulements statoriques: $A_{s1}B_{s1}C_{s1}$ et $A_{s2}B_{s2}C_{s2}$ qui sont déphasés de $\alpha=30^\circ$ entre eux, et trois phases rotorique: A_r, B_r , et C_r .

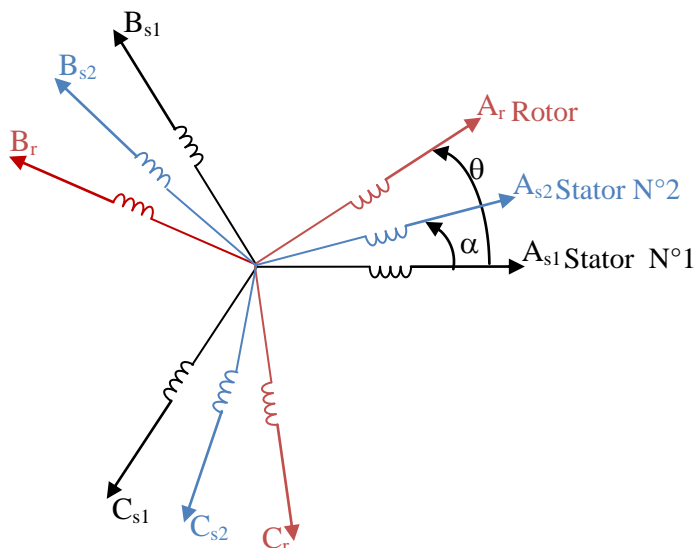


Fig.I.1 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator.

I.5.3 Hypothèses simplificatrices:

La MASDE avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte [8]. Cependant, le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable ;
- Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale ;
- Machine de construction symétrique ;
- 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) [9] [10].
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1 et 2) est négligeable.

I.5.4 Modèle de la MASDE dans le repère réel abc:

I.5.4.1 Equations électriques:

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, Les équations des tensions de la machine asynchrone à double étoile représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux.

Pour l'étoile 1:

$$\begin{cases} V_{sa1} = R_{sa1}I_{sa1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{sb1}I_{sb1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{sc1}I_{sc1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc1} \end{cases} \quad (I.4)$$

Pour l'étoile 2:

$$\begin{cases} V_{sa2} = R_{sa2}I_{sa2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{sb2}I_{sb2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{sc2}I_{sc2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc2} \end{cases} \quad (I.5)$$

Pour le rotor:

$$\begin{cases} 0 = R_{ra}I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ 0 = R_{rb}I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ 0 = R_{rc}I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (I.6)$$

La forme matricielle:

Pour l'étoile 1:

$$[V_{s1}] = [R_{s1}] [I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \quad (I.7)$$

Pour l'étoile 2:

$$[V_{s2}] = [R_{s2}] [I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \quad (I.8)$$

Pour le rotor:

$$[0] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (I.9)$$

On pose:

$$R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1}$$

$$R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2}$$

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} ; \quad [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} ; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

R_{s1} : Résistance d'une phase se l'étoile 1.

R_{s2} : Résistance d'une phase se l'étoile 2.

R_r : Résistance d'une phase du rotor.

$$[V_{s1}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} ; \quad [V_{s2}] = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}$$

$[V_{s1}]$: matrice de tension de l'étoile 1.

$[V_{s2}]$: matrice de tension de l'étoile 2.

$$[I_{s1}] = \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix} ; \quad [I_{s2}] = \begin{bmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix} ; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

$[I_{s1}]$: matrice de courant de l'étoile 1.

$[I_{s2}]$: matrice de courant de l'étoile 2.

$[I_{ra}]$: matrice de courant de rotor.

$$[\Phi_{s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{bmatrix} ; \quad [\Phi_{s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{bmatrix} ; \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_{s1}]$: matrice de flux de l'étoile 1.

$[\Phi_{s2}]$: matrice de flux de l'étoile 2.

$[\Phi_r]$: matrice de flux du rotor.

I.5.4.2 Equations magnétiques:

C'est à partir de la matrice $[L(\theta)]$ qu'on obtient les équations de flux en fonction des courants.

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$$\text{Et: } [\Phi] = [L(\theta)].[I] \quad (\text{I.11})$$

$$\text{Où: } [\Phi] = \begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} ; \quad [I] = \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix}$$

Donc:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$[L_{s1s1}]$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2s2}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

$[L_{rr}]$: Matrice inductance du rotor.

$[L_{s1s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et étoile 2.

$[L_{s2s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et étoile 1.

$[L_{s1r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et rotor.

$[L_{s2r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

$[L_{rs1}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.

$[L_{rs2}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

L'équation magnétique développée de la machine s'écrit comme suit:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \\ \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a} & M_{a1b} & M_{a1c} \\ M_{b1a1} & L_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c} \\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c} \\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & L_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c} \\ M_{aa1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba1} & M_{bb1} & M_{bc1} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca1} & M_{cb1} & M_{cc1} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \\ I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

M_{ij} : inductance mutuelle relative aux deux étoiles ou relative à une étoile et le rotor.

L_{ij} : inductance propre relative à une étoile ou au rotor.

Avec: $i = a_1, b_1, c_1, a_2, b_2, c_2, a, b, c$; $j = a_1, b_1, c_1, a_2, b_2, c_2, a, b, c$.

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire:

$$[\mathbf{L}_{s1s1}] = \begin{bmatrix} (\mathbf{L}_{s1} + \mathbf{L}_{ms}) & -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{ms} & -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{ms} \\ -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{ms} & (\mathbf{L}_{s1} + \mathbf{L}_{ms}) & -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{ms} \\ -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{ms} & -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{ms} & (\mathbf{L}_{s1} + \mathbf{L}_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$[\mathbf{L}_{s2s2}] = \begin{bmatrix} (\mathbf{L}_{s2} + \mathbf{L}_{ms}) & -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{ms} & -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{ms} \\ -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{ms} & (\mathbf{L}_{s2} + \mathbf{L}_{ms}) & -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{ms} \\ -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{ms} & -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{ms} & (\mathbf{L}_{s2} + \mathbf{L}_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$[\mathbf{L}_r] = \begin{bmatrix} (\mathbf{L}_r + \mathbf{L}_{mr}) & -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{mr} & -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{mr} \\ -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{mr} & (\mathbf{L}_r + \mathbf{L}_{mr}) & -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{mr} \\ -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{mr} & -\frac{1}{2}\mathbf{L}_{mr} & (\mathbf{L}_r + \mathbf{L}_{mr}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

$$[\mathbf{L}_{s1s2}] = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ms} \cos(\alpha) & \mathbf{L}_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \mathbf{L}_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \mathbf{L}_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \mathbf{L}_{ms} \cos(\alpha) & \mathbf{L}_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \mathbf{L}_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \mathbf{L}_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \mathbf{L}_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$[\mathbf{L}_{s1r}] = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta) & \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta) & \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

$$[\mathbf{L}_{s2r}] = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta - \alpha) & \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta - \alpha) & \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & \mathbf{L}_{sr} \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$$[\mathbf{L}_{s1s2}] = [\mathbf{L}_{s2s1}]^t$$

$$[\mathbf{L}_{s1r}] = [\mathbf{L}_{rs1}]^t$$

$$[\mathbf{L}_{s2r}] = [\mathbf{L}_{rs2}]^t$$

L_{s1} : Inductance propre du premier stator.

L_{s2} : Inductance propre du deuxième stator.

L_r : Inductance propre du rotor.

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

L_{mr} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotoriques.

L_{sr} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.

I.5.5 Energie magnétique:

Elle peut être calculée à partir de l'expression ci-dessous [47]:

$$\omega_{\text{mag}} = \frac{1}{2} ([I_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [I_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [I_r]^t [\Phi_r]) \quad (\text{I.20})$$

I.5.6 Couple électromagnétique:

Il est donné par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{\text{em}} = \frac{d\omega_{\text{mag}}}{d\theta_m} = p \frac{d\omega_{\text{mag}}}{d\theta_e} \quad (\text{I.21})$$

Avec:

p : nombre de paire de pole.

θ_m : Angle mécanique.

θ_e : Angle électrique.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivant:

$$C_{\text{em}} = \left(\frac{p}{2} \right) \cdot \left([I_{s1}]^t \frac{d}{d\theta} [L_{s1r}] [I_r] + [I_{s2}]^t \frac{d}{d\theta} [L_{s2r}] [I_r] \right) \quad (\text{I.22})$$

I.5.7 Equation mécanique:

L'équation mécanique de la machine s'écrit:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{\text{em}} - C_r - F_r \Omega \quad (\text{I.23})$$

F_r : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

I.5.8 Transformation de Park:

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc des équations simples

par des changements de variables appropriés. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de Park.

Le modèle de Park est basée sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice.

Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé à celui du biphasé ou inversement [12].

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (od, oq). La figure (Fig.I.2) représente les enroulements de la MASDE dans le repère (d, q).

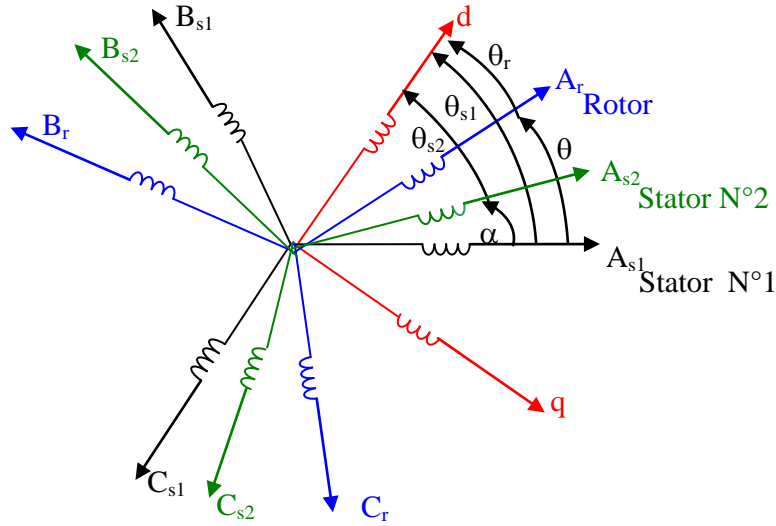


Fig.I.2: Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).

La matrice de Park en générale:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \pi/3) & -\sin(\theta + \pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

La transformation de Park:

$$[G_{dqo}] = [P(\theta)] [G_{abc}] \quad (I.25)$$

Tel que:

G_{abc} : grandeurs triphasées équilibrées.

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

La transformation de Park inverse:

$$[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dqo}]. \quad (I.26)$$

Sachant que: $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$ (I.27)

I.5.9 Choix du référentiel:

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

I.5.9.1 Référentiel lié au stator:

Pour ce type de choix, $\theta_s=0$ et $\omega_s=0$. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, Il peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [11] [13] [79].

I.5.9.2 Référentiel lié au rotor:

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d, q) est égale à la pulsation électrique ω_r du rotor ($\omega_s = \omega_r$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [12].

I.5.9.3 Référentiel lié au champ tournant:

Il se traduit par les conditions: $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$; $\omega_{sr} = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r$

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue [12].

I.5.10 Premier modèle de la MASDE:

Ce modèle est établi en considérant la MASDE comme étant deux machines asynchrones partageants le même circuit magnétique et le même rotor. En appliquant la transformation de Park classique pour chaque étoile, on peut établir un premier modèle valable pour la simulation et la commande de la MASDE, mais il ne permet pas de séparer les variables qui contribuent à la conversion électromécanique de l'énergie de ceux qui ne participent pas à cette conversion [14].

La matrice de Park pour l'étoile 1 est définie comme suit:

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s1}) & \cos(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{s1}) & -\sin(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

La matrice de Park pour l'étoile 2 est définie comme suit:

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s2}) & \cos(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{s2} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{s2}) & -\sin(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s2} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Où: $\theta_{s2} = \theta_{s1} - \alpha$

La matrice de Park est définie pour le rotor comme suit:

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

$[P(\theta_{s1})]$: Matrice de transformation de premier enroulement statorique (étoile 1).

$[P(\theta_{s2})]$: Matrice de transformation de deuxième enroulement statorique (étoile 2).

$[P(\theta_r)]$: Matrice de transformation d'enroulement rotoriques.

I.5.11 Application de la transformation de Park:

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, aux tensions et au flux un changement de variable en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et les nouveaux axes d et q. Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, (A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}) , (A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}) et (A_r, B_r, C_r) des enroulements fictifs (S_{d1}, S_{q1}) , (S_{d2}, S_{q2}) et (d_r, q_r) dont les axes magnétiques sont liés aux axes d et q [15] (Fig.I.3).

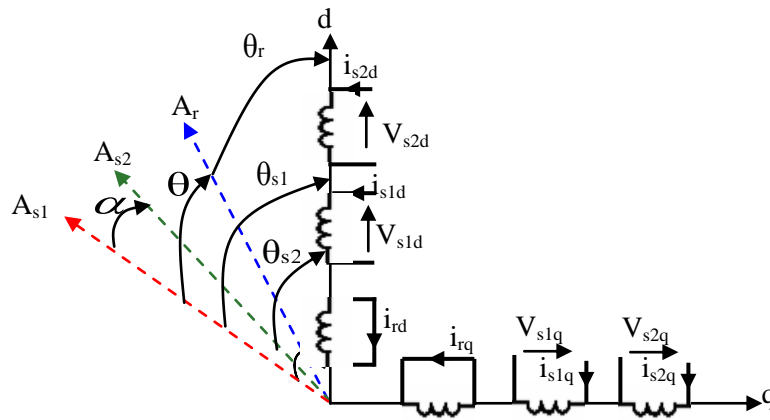


Fig.I.3 : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.

I.5.11.1 Equations transformées:

On choisi le référentiel ($d-q$) lié au champ tournant et en appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant:

Transformation de tension:

$$[\mathbf{V}_{s1}] = [\mathbf{P}(\theta_{s1})][\mathbf{V}_{s1p}] \quad (\text{I.31})$$

$$[\mathbf{V}_{s2}] = [\mathbf{P}(\theta_{s2})][\mathbf{V}_{s2p}] \quad (\text{I.32})$$

Transformation des courants:

$$[\mathbf{I}_{s1}] = [\mathbf{P}(\theta_{s1})][\mathbf{I}_{s1p}] \quad (\text{I.33})$$

$$[\mathbf{I}_{s2}] = [\mathbf{P}(\theta_{s2})][\mathbf{I}_{s2p}] \quad (\text{I.34})$$

$$[\mathbf{I}_r] = [\mathbf{P}(\theta_r)][\mathbf{I}_{rp}]$$

(I.35)

Transformation des flux:

$$[\Phi_{s1}] = [\mathbf{P}(\theta_{s1})][\Phi_{s1p}] \quad (\text{I.36})$$

$$[\Phi_{s2}] = [\mathbf{P}(\theta_{s2})][\Phi_{s2p}] \quad (\text{I.37})$$

$$[\Phi_r] = [\mathbf{P}(\theta_r)][\Phi_{rp}] \quad (\text{I.38})$$

Avec:

$$\begin{aligned} [\mathbf{V}_{s1p}] &= \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{s1d} \\ \mathbf{V}_{s1q} \\ \mathbf{V}_{s1o} \end{bmatrix}, & [\mathbf{V}_{s2p}] &= \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{s2d} \\ \mathbf{V}_{s2q} \\ \mathbf{V}_{s2o} \end{bmatrix}, & [\mathbf{I}_{s1p}] &= \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{s1d} \\ \mathbf{I}_{s1q} \\ \mathbf{I}_{s1o} \end{bmatrix}, & [\mathbf{I}_{s2p}] &= \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{s2d} \\ \mathbf{I}_{s2q} \\ \mathbf{I}_{s2o} \end{bmatrix} \\ [\mathbf{I}_{rp}] &= \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{rd} \\ \mathbf{I}_{rq} \\ \mathbf{I}_{ro} \end{bmatrix}, & [\Phi_{s1p}] &= \begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s1o} \end{bmatrix}, & [\Phi_{s2p}] &= \begin{bmatrix} \Phi_{s2d} \\ \Phi_{s2q} \\ \Phi_{s2o} \end{bmatrix}, & [\Phi_{rp}] &= \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

I.5.11.2 Equations des tensions:

Pour le stator 1:

$$\text{On a: } [\mathbf{V}_{s1abc}] = [\mathbf{R}_{s1}] [\mathbf{I}_{s1abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1abc}] \quad (\text{I.39})$$

En appliquant la transformation de Park:

$$[\mathbf{P}(\theta_{s1})]^{-1} [\mathbf{V}_{s1dqo}] = [\mathbf{R}_{s1}] [\mathbf{P}(\theta_{s1})]^{-1} [\mathbf{I}_{s1dqo}] + \frac{d}{dt} ([\mathbf{P}(\theta_{s1})]^{-1} [\Phi_{s1dqo}]) \quad (\text{I.40})$$

$$[\mathbf{V}_{s1dqo}] = [\mathbf{R}_{s1}] [\mathbf{I}_{s1dqo}] + [\mathbf{P}(\theta_{s1})] \frac{d}{dt} ([\mathbf{P}(\theta_{s1})]^{-1} [\Phi_{s1dqo}]) + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1dqo}] \quad (\text{I.41})$$

On démontre que:

$$[P(\theta_{s1})] \frac{d}{dt} ([P(\theta_{s1})]^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s1}}{dt} \quad (I.42)$$

Donc:

$$[V_{s1dqo}] = [R_{s1}] [I_{s1dqo}] + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s1}}{dt} [\Phi_{s1dqo}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1dqo}] \quad (I.43)$$

Après développement on trouve:

$$\begin{bmatrix} V_{s1d} \\ V_{s1q} \\ V_{s1o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1d} \\ I_{s1q} \\ I_{s1o} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s1o} \end{bmatrix} + \omega_{s1} \begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s1o} \end{bmatrix} \quad (I.44)$$

Ou encore en développant les matrices, avec la composante homopolaire nulle, nous obtenons le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} V_{s1d} = R_{s1} I_{s1d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} - \omega_{s1} \Phi_{s1q} \\ V_{s1q} = R_{s1} I_{s1q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} + \omega_{s1} \Phi_{s1d} \end{cases} \quad (I.45)$$

De même raisonnement que pour l'étoile 1 on aura à l'étoile 2 les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{s2d} = R_{s2} I_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} - \omega_{s2} \Phi_{s2q} \\ V_{s2q} = R_{s2} I_{s2q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} + \omega_{s2} \Phi_{s2d} \end{cases} \quad (I.46)$$

De même raisonnement que pour les deux étoiles on aura au rotor les équations suivantes:

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_{sr} \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_{sr} \Phi_{rd} \end{cases} \quad (I.47)$$

On pose: $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s$

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

ω_{sr} : vitesse de glissement.

$$\omega_r = \frac{d\theta}{dt} : \text{pulsation rotorique.}$$

Les équations finales des tensions de la MASDE sont:

$$\begin{cases}
V_{s1d} = R_{s1}I_{s1d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} - \omega_s \Phi_{s1q} \\
V_{s1q} = R_{s1}I_{s1q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} + \omega_s \Phi_{s1d} \\
V_{s2d} = R_{s2}I_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} - \omega_s \Phi_{s2q} \\
V_{s2q} = R_{s2}I_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} + \omega_s \Phi_{s2d} \\
0 = R_r I_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_{sr} \Phi_{rq} \\
0 = R_r I_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_{sr} \Phi_{rd}
\end{cases} \quad (I.48)$$

I.5.11.3 Equations de flux:

On a:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (I.49)$$

Donc:

Pour l'étoile 1:

$$[\Phi_{s1abc}] = [L_{s1s1}][I_{sabc1}] + [L_{s1s2}][I_{sabc2}] + [L_{s1r}][I_{rabc}] \quad (I.50)$$

$$[\Phi_{s1p}] = [\Phi_{s1dqo}] = [P(\theta_{s1})][\Phi_{s1abc}] \quad (I.51)$$

$$[\Phi_{s1dqo}] = [P(\theta_{s1})][L_{s1s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1dqo}] + [P(\theta_{s1})][L_{s1s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{s2dqo}] + [P(\theta_{s1})][L_{s1r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{rdqo}] \quad (I.52)$$

De même:

Pour l'étoile 2:

$$[\Phi_{s2dqo}] = [P(\theta_{s2})][L_{s2s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1dqo}] + [P(\theta_{s2})][L_{s2s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{s2dqo}] + [P(\theta_{s2})][L_{s2r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{rdqo}] \quad (I.53)$$

Pour le rotor:

$$[\Phi_{rdqo}] = [P(\theta_r)][L_{rs1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1dqo}] + [P(\theta_r)][L_{rs2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{s2dqo}] + [P(\theta_r)][L_r][P(\theta_r)]^{-1}[I_{rdqo}] \quad (I.54)$$

Donc les équations de flux sont:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{s1d} = L_{s1}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rd} \\ \Phi_{s1q} = L_{s1}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rq} \\ \Phi_{s2d} = L_{s2}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rd} \\ \Phi_{s2q} = L_{s2}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + \frac{3}{2}L_{mr}I_{rd} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s2d} \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + \frac{3}{2}L_{mr}I_{rq} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s2q} \end{array} \right. \quad (I.55)$$

Si on pose: $\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m$

L_m : inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, le stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (I.17) peut s'écrire de la façon suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{s1d} = L_{s1}I_{s1d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \Phi_{s1q} = L_{s1}I_{s1q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \\ \Phi_{s2d} = L_{s2}I_{s2d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \Phi_{s2q} = L_{s2}I_{s2q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \end{array} \right. \quad (I.56)$$

L'écriture de ces équations sous forme matricielle donne:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s2d} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1d} \\ I_{s2d} \\ I_{rd} \end{bmatrix} \quad (I.57)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s2q} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1q} \\ I_{s2q} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.58)$$

Avec:

$L_{s1} + L_m$: inductance propre cyclique du stator 1.

$L_{s2} + L_m$: inductance propre cyclique du stator 2.

$L_r + L_m$: inductance propre cyclique du rotor.

I.5.11.4 Equation mécanique:

A - Puissance instantanée:

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

$$P = [V_s]^t [I_s] = V_{s1a} I_{s1a} + V_{s1b} I_{s1b} + V_{s1c} I_{s1c} + V_{s2a} I_{s2a} + V_{s2b} I_{s2b} + V_{s2c} I_{s2c} \quad (I.59)$$

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

$$P = (V_{s1d} I_{s1d} + V_{s2d} I_{s2d} + V_{s1q} I_{s1q} + V_{s2q} I_{s2q}) \quad (I.60)$$

$$P = \left[\left(R_{s1} I_{s1d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} - \omega_s \Phi_{s1q} \right) I_{s1d} \right] + \left[\left(R_{s2} I_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} - \omega_s \Phi_{s2q} \right) I_{s2d} \right] + \left[\left(R_{s1} I_{s1q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} + \omega_s \Phi_{s1d} \right) I_{s1q} \right] + \left[\left(R_{s2} I_{s2q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} + \omega_s \Phi_{s2d} \right) I_{s2q} \right] \quad (I.61)$$

$$P = \left[R_{s1} (I_{s1d})^2 + R_{s2} (I_{s2d})^2 + R_{s1} (I_{s1q})^2 + R_{s2} (I_{s2q})^2 \right] + \left[\frac{d}{dt} \Phi_{s1d} I_{s1d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} I_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} I_{s1q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} I_{s2q} \right] + \left[\omega_s (\Phi_{s1d} I_{s1q} + \Phi_{s2d} I_{s2q} - \Phi_{s1q} I_{s1d} - \Phi_{s2q} I_{s2d}) \right] \quad (I.62)$$

La puissance instantanée développée se compose de trois termes:

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

B- Couple électromagnétique:

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

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega \quad (I.63)$$

$$P_{em} = \omega_s [\Phi_{s1d} I_{s1q} + \Phi_{s2d} I_{s2q} - \Phi_{s1q} I_{s1d} - \Phi_{s2q} I_{s2d}] \quad (I.64)$$

$$\Rightarrow C_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega} [\Phi_{s1d} I_{s1q} + \Phi_{s2d} I_{s2q} - \Phi_{s1q} I_{s1d} - \Phi_{s2q} I_{s2d}] \quad (I.65)$$

$$\Rightarrow C_{em} = p [\Phi_{s1d} I_{s1q} + \Phi_{s2d} I_{s2q} - \Phi_{s1q} I_{s1d} - \Phi_{s2q} I_{s2d}] \quad (I.66)$$

p: nombre de pair de pole.

En remplaçant les équations des flux dans l'équation de couple on aura:

$$C_{em} = p \left[\{L_{s1} I_{s1d} + L_m (I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd})\} I_{s1q} + \{L_{s2} I_{s2d} + L_m (I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd})\} I_{s2q} \right] - p \left[\{L_{s1} I_{s1q} + L_m (I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq})\} I_{s1d} + \{L_{s2} I_{s2q} + L_m (I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq})\} I_{s2d} \right] \quad (I.67)$$

$$C_{em} = pL_m [I_{rd}(I_{s1q} + I_{s2q}) - I_{rq}(I_{s1d} + I_{s2d})] \quad (I.68)$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques:

$$\Phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m (I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \quad (I.69)$$

$$\Phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m (I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \quad (I.70)$$

On tire:

$$I_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{s1d} + I_{s2d}) \quad (I.71)$$

$$I_{rq} = \frac{\Phi_{rq}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{s1q} + I_{s2q}) \quad (I.72)$$

On remplace I_{rd} et I_{rq} dans l'équation du couple, on aura:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Phi_{rd}(I_{s1q} + I_{s2q}) - \Phi_{rq}(I_{s1d} + I_{s2d})] \quad (I.73)$$

Equation mécanique:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \Omega \quad (I.74)$$

I.5.12 Deuxième modèle de la MASDE:

Dans ce cas, la MASDE est considérée comme étant une machine hexaphasée [1] et nous allons appliquer une matrice de transfert spéciale noté $[T(6)]^{-1}$ qui va décomposer le modèle (abc) de la MASDE en trois sous systèmes (sous-espace) indépendants et orthogonaux (α, β) , (x, y) , (o_1, o_2) .

$$[T(6)]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{4\pi}{3}) & \sin(\alpha) & \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(0) & \cos(\frac{4\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\pi - \alpha) & \cos(\frac{\pi}{3} - \alpha) & \cos(\frac{5\pi}{3} - \alpha) \\ \sin(0) & \sin(\frac{4\pi}{3}) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\pi - \alpha) & \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) & \sin(\frac{5\pi}{3} - \alpha) \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Pour un angle de décalage α quelconque entre les deux stators.

Pour un angle de décalage $\alpha = \frac{\pi}{6}$ on aura:

$$[T(6)]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (I.75)$$

I.5.13 Passage du système (a, b, c) au système ((α, β), (x, y), (o1, o2)):

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_x \\ V_y \\ V_{O1} \\ V_{O2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \\ V_{sa2} \\ V_{sb2} \end{bmatrix} \quad (I.76)$$

I.5.14 Mise sous forme d'équation d'état:

La représentation d'état consiste à exprimer le modèle de la machine sous forme:

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (I.77)$$

Avec:

A: matrice d'évolution du système.

X: vecteur d'état.

B: vecteur de commande.

U: vecteur d'entrée.

On choisit dans tout ce qui suit, le vecteur $[\Phi_{s1d}, \Phi_{s2d}, \Phi_{s1q}, \Phi_{s2q}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}]$ comme vecteur d'état.

A partir des systèmes d'équations (I.56), les différents courants s'expriment:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{s1d} = \frac{\Phi_{s1d} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{s2d} = \frac{\Phi_{s2d} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{s1q} = \frac{\Phi_{s1q} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ I_{s2q} = \frac{\Phi_{s2q} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ I_{rd} = \frac{\Phi_{rd} - \Phi_{md}}{L_r} \\ I_{rq} = \frac{\Phi_{rq} - \Phi_{mq}}{L_r} \end{array} \right. \quad (I.78)$$

Avec:

$$\Phi_{md} = L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \quad (I.79)$$

$$\Phi_{mq} = L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \quad (I.80)$$

Sachant que:

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (I.81)$$

Φ_m : Flux magnétisant

$$\Phi_{md} = \left(\frac{\Phi_{s1d}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{s2d}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{rd}}{L_r} \right) L_a \quad (I.82)$$

$$\Phi_{mq} = \left(\frac{\Phi_{s1q}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{s2q}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{rq}}{L_r} \right) L_a \quad (I.83)$$

Avec:

$$L_a = \left(\frac{1}{\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r}} \right)$$

(I.84)

On remplace le système d'équations (I.78) dans le système d'équations (I.48) on aura:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} = V_{s1d} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{s1d} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{s1q} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} = V_{s1q} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{s1q} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{s1d} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} = V_{s2d} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{s2d} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{s2q} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} = V_{s2q} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{s2q} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{s2d} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rd} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rd} - \Phi_{md}) + \omega_{sr} \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rq} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rq} - \Phi_{mq}) - \omega_{sr} \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (I.85)$$

En remplaçant Φ_{md} et Φ_{mq} par leurs valeurs dans le système d'équations (I.85), on aura:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} = V_{s1d} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{s1d} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{s2d} + \omega_s \Phi_{s1q} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \Phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} = V_{s2d} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{s2d} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{s1d} + \omega_s \Phi_{s2q} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \Phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} = V_{s1q} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{s1q} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{s2q} - \omega_s \Phi_{s1d} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} = V_{s2q} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{s2q} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{s1q} - \omega_s \Phi_{s2d} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rd} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \Phi_{rd} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \Phi_{s1d} + \omega_{sr} \Phi_{rq} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \Phi_{s2d} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rq} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \Phi_{rq} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \Phi_{s1q} - \omega_{sr} \Phi_{rd} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \Phi_{s2q} \end{array} \right. \quad (I.86)$$

Nous mettons le système d'équations (I.86) sous forme d'un système d'équation d'état:

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU$$

Avec:

$$X = [\Phi_{s1d}, \Phi_{s2d}, \Phi_{s1q}, \Phi_{s2q}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}]^t \quad (I.87)$$

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{s1}}{L_{s1}} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & -\frac{R_{s2}}{L_{s2}} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & -\frac{R_{s1}}{L_{s1}} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & -\frac{R_{s2}}{L_{s2}} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \\ \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} & 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_r L_a}{L_r^2} & \omega_{sr} \\ 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} & -\omega_{sr} & -\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_r L_a}{L_r^2} \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s2d} \\ \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s2q} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} V_{s1d} \\ V_{s2d} \\ V_{s1q} \\ V_{s2q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

I.6 Simulation de la MASDE alimentée par le réseau électrique:

La simulation consiste à implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement *Matlab/Simulink*. La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit:

Pour le premier stator:

$$\begin{cases} V_{sa1} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t) \\ V_{sb1} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc1} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.88)$$

Pour le deuxième stator:

$$\begin{cases} V_{sa2} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{sb2} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{sc2} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (I.89)$$

Avec:

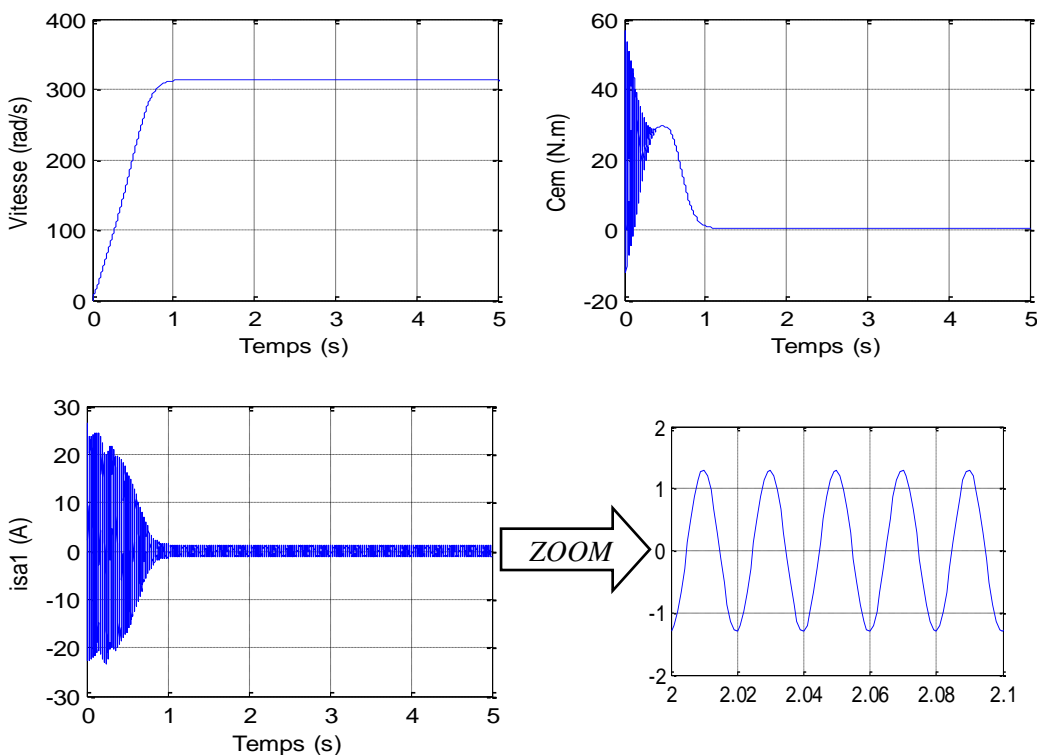
V_s : Valeur efficace de tension ($V_s = 220 \text{ V}$).

ω_s : Pulsation d'alimentation ($\omega_s = 100 \cdot \pi = 314 \text{ rad/s}$).

Les paramètres de la machine asynchrone à double étoile utilisée sont donnés à l'Annexe.

I.6.1 Résultats de simulation:

La figure (Fig.I.4) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE lors d'un fonctionnement à vide ($C_r = 0$).



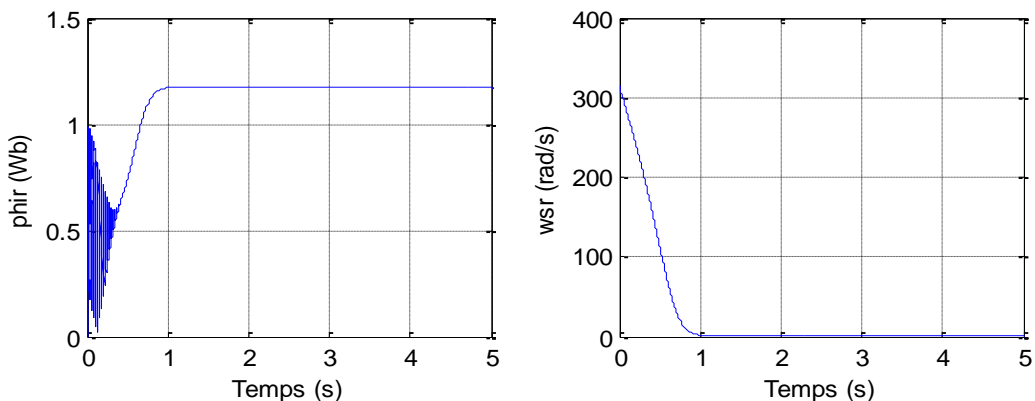
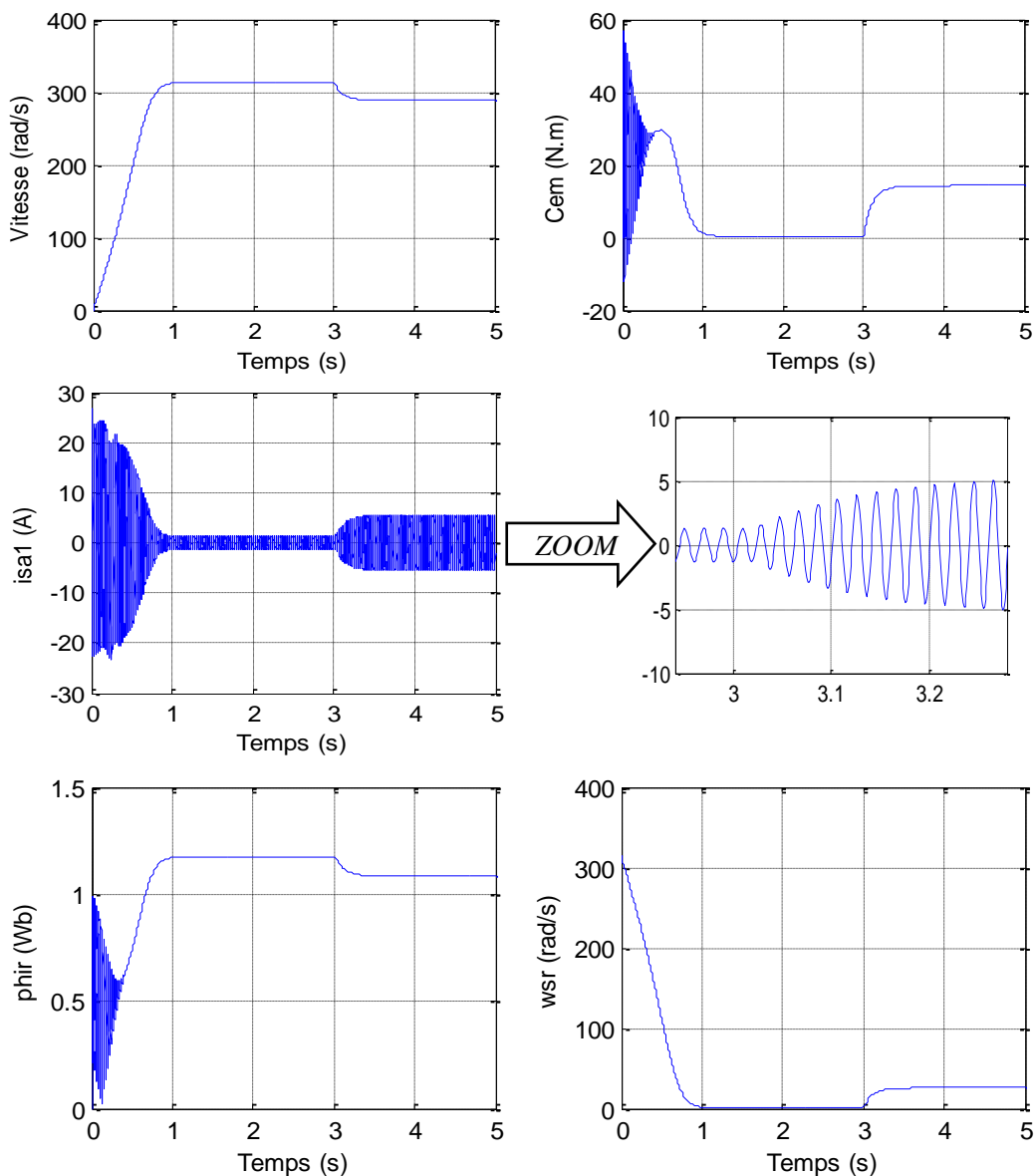


Fig.I.4: Performances de la conduite de la MASDE lors d'un démarrage à vide ($C_r=0$).

La figure (Fig.I.5) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE lors d'un fonctionnement en charge, lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = 14 \text{ N.m}$) à l'instant $t=3\text{s}$.



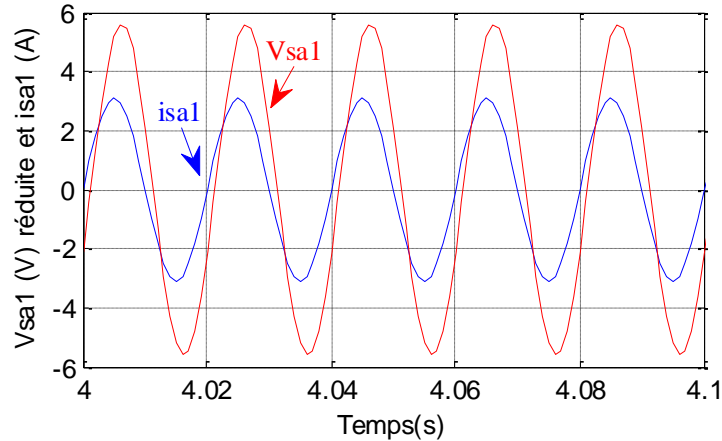


Fig.I.5: Performances de la conduite de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = 14 \text{ N.m}$) à $t = 3 \text{ s}$.

I.6.2 Interprétation des résultats de simulation:

Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone à double stator alimentée directement par le réseau standard ($220 / 380 \text{ V}$, 50 Hz), à vide et en charge.

Les résultats de simulation donnés par les figures (Fig.I.4) et (Fig.I.5) représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse de rotation (ω_r), la vitesse de glissement (ω_{sr}), le couple électromagnétique (C_{em}), les courants de phases statoriques et le flux rotorique.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 2998 tr/mn (très proche de celle du synchronisme 3000 tr/mn) à $t \approx 1 \text{ s}$ (début du régime permanent). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 57 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.5 s où il rejoint les 29.5 N.m , puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0.314 N.m , qui est due aux frottements. Les courants statoriques présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ quatre fois le courant nominal, mais qui disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante.

En appliquant une charge de couple résistant $C_r = 14 \text{ N.m}$ (machine en fonctionnement moteur) à partir de l'instant $t = 3 \text{ s}$, on constate que la vitesse diminue et se stabilise à $N = 2756,5 \text{ tr/mn}$; par contre, des augmentations sont observées au niveau du couple électromagnétique et des courants statoriques et qui se stabilisent par la suite respectivement à $C_{em} = 14.15 \text{ N.m}$ (légèrement supérieur au couple de charge), $i_{s_{a1}} = i_{s_{a2}} = 5.58 \text{ A}$. Cependant, en fonctionnement moteur, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide, la tension d'alimentation $V_{s_{a1}}$ et le courant statorique $i_{s_{a1}}$ sont presque en phase et de même

signe ; toutefois, le déphasage en arrière du courant par rapport à la tension est dû à l'effet inductif de la machine, les deux grandeurs sont de même signe veut dire que le sens de transition de la puissance est positif, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive (nécessaire pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation) de la source (réseau électrique).

I.7 Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone à double étoile dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de Park.

Le processus du démarrage du moteur, suivi par une application d'une charge a été simulé par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Les résultats obtenus par notre modèle sont conformes aux travaux de certains auteurs cités en bibliographie. Cette étape de validation et vérification des essais de simulation est très utile pour l'intégration de la MASDE dans le processus de commande.

Dans ce chapitre on a vu les performances de la conduite de la MASDE alimentée directement par le réseau électrique (sans l'utilisation de l'onduleur). Le chapitre suivant sera consacré à l'alimentation de la MASDE en utilisant deux onduleurs de tension classiques et multiniveaux commandés par la technique MLI_ST et MLI vectorielle (SVM) une fois à travers le système: « réseau électrique_redresseur triphasé_ filtre RLC », et une autre fois à travers un panneau solaire photovoltaïque commandé par la technique MPPT.

CHAPITRE II

**Alimentation de la
Machine Asynchrone
Double Etoile (MASDE)**

Chapitre II

Alimentation de la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE)

II.1 Introduction:

Un convertisseur statique de puissance, est un élément important dans le système d'entraînement. Son circuit de commande permet de transformer le signal de contrôle à l'entrée en un signal de puissance pour la machine. Les récents développements dans les modèles de composants, la conception assistée par ordinateur (CAO) et les semi-conducteurs ont contribué largement à la modélisation des convertisseurs statiques. Les harmoniques à la sortie du convertisseur causent l'échauffement de la machine et des pulsations de couple. Par contre, les harmoniques à l'entrée provoquent des perturbations sur le réseau. Avec la disponibilité des transistors de puissance à coût moindre et le développement des algorithmes MLI ainsi que les algorithmes SVM, il est devenu possible d'améliorer la forme d'onde du courant du moteur et par conséquent minimiser des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couple [16].

L'électricité solaire est une importante source d'énergie renouvelable qui pourrait être une alternative aux autres sources classiques afin de satisfaire les larges besoins d'énergie dans le futur. Cette énergie trouve tout son avantage dans des applications de petite et moyenne consommation dans des régions isolées et loin des lignes de distribution électrique.

Dans ce chapitre on va procéder en premier lieu à la modélisation de l'ensemble : « réseau électrique_redresseur triphasé_ filtre RLC » afin d'alimenter deux types d'onduleurs (deux niveaux et trois niveaux) commandés par la technique MLI (classique et vectorielle). Ensuite, on va passer à la modélisation du générateur photovoltaïque pour exploiter l'énergie solaire et alimenter notre machine par une source de tension renouvelable.

II.2 Structure générale de l'alimentation de la MASDE:

L'alimentation de la machine est assurée par l'ensemble : réseau électrique, redresseur triphasé, filtre RLC, deux onduleurs de tension (*Fig.II.1*).

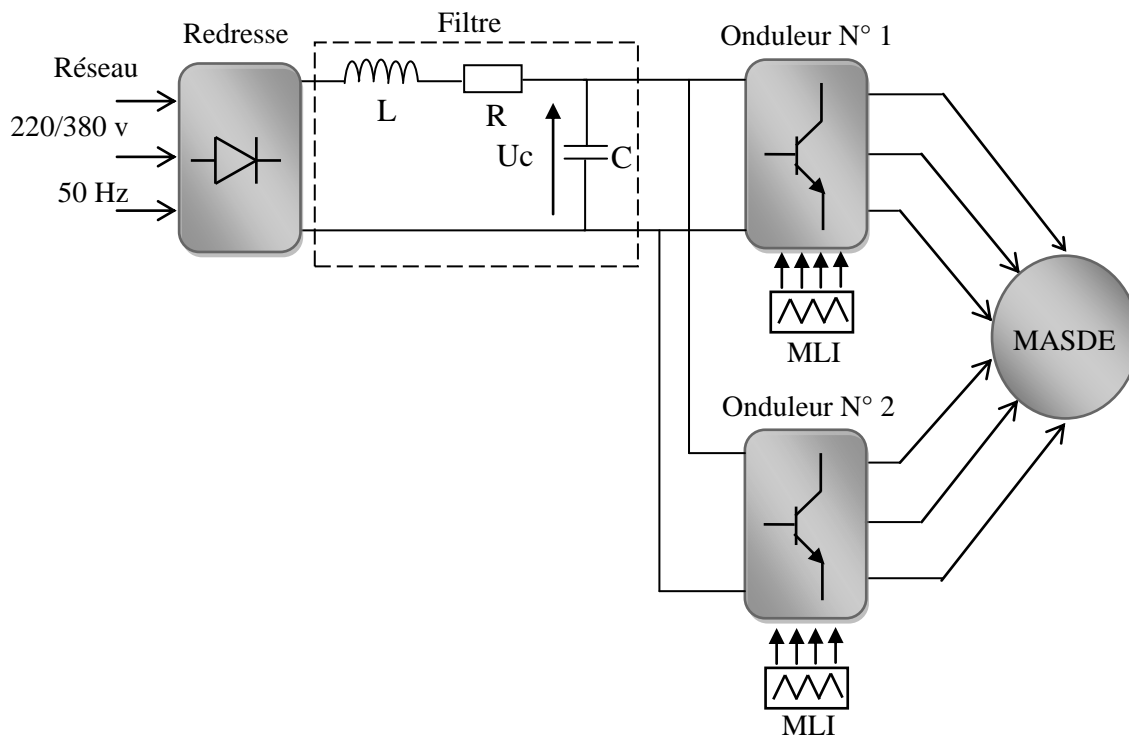


Fig.II.1 : Schéma synoptique de la MASDE et de son alimentation.

II.3 Modélisation du réseau électrique:

Le réseau électrique est une source de tension triphasée équilibrée, composé de trois tensions d’amplitude et de fréquence constantes, décalées entre eux d’un angle $\alpha = 120^\circ$, il est donné par le système suivant:

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(\omega t) \\ U_b(t) = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c(t) = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.1)$$

$$V_m = 220 \cdot \sqrt{2} ; \omega = 2 \cdot \pi \cdot f ; f = 50Hz$$

II.4 Modélisation du redresseur:

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l’énergie d’une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [17].

Dans ce travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes (Fig.II.2). L’alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

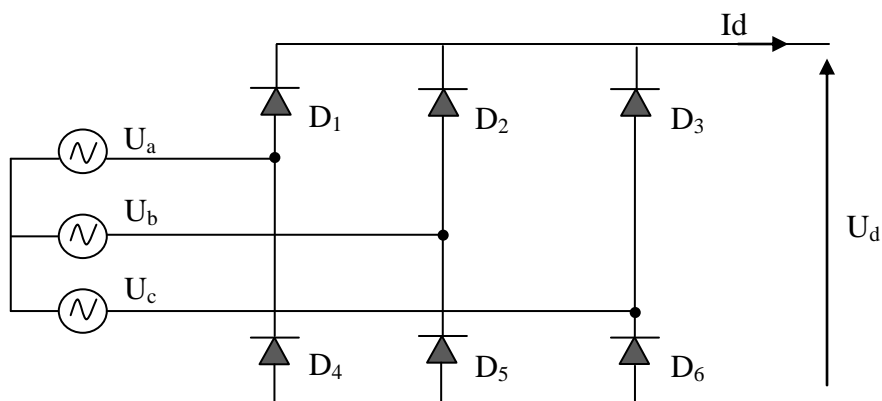


Fig.II.2 : Représentation du redresseur triphasé à diodes.

Les diodes : D_1, D_2 et D_3 sont à cathode commune, assurant l’allée du courant I_d .

Les diodes : D_4, D_5 et D_6 sont à anode commune, assurant le retour du courant I_d .

La tension à la sortie de redresseur est donnée par:

$$U_{red}(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \tag{II.2}$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{U}_d = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi \cdot V_m} \tag{II.3}$$

Son facteur d’ondulation est donnée par :

$$k\% = \frac{U_{d \max} - U_{d \min}}{2 \cdot \bar{U}_d} = 7\% \tag{II.4}$$

La tension redressée est représentée dans la figure (Fig.II.3):

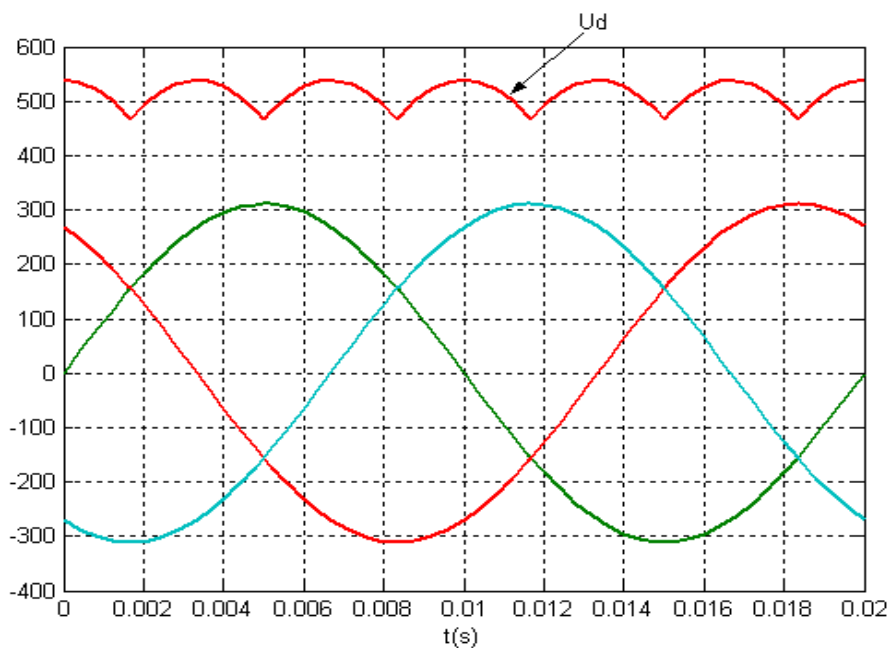


Fig.II.3 : Représentation de la tension redressée.

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtre pour diminuer ces ondulations.

II.5 Modélisation du filtre:

Pour minimiser l’ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas [17]. Le schéma de principe de ce filtre est donné par la figure ci-dessous.

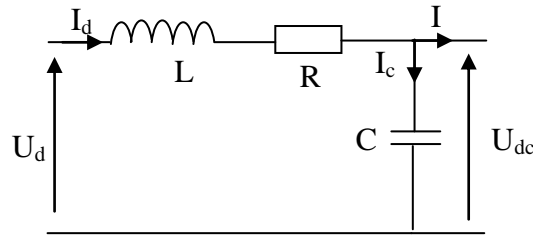


Fig.II.4 : Filtre RLC passe-bas.

- Le condensateur permet d’obtenir à l’entrée de l’onduleur une tension sensiblement constante, et d’absorber le courant négatif restitué par la charge [18].
- L’inductance permet de rendre sensiblement le courant constant [18].

Les équations du filtre sont données par:

$$U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + R \cdot I_d + U_{dc}(t) \tag{II.5}$$

$$\frac{dU_{dc}(t)}{d(t)} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) \tag{II.6}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{U_{filtrée}}{U_{red}} = \frac{1}{L.C.s^2 + R.C.s + 1} \tag{II.7}$$

C’est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est [80] :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L.C}} = 2\pi f_c \tag{II.8}$$

f_c : est la fréquence de coupure du filtre.

II.6 Modélisation de l’onduleur de tension:

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d’une source continue en une tension alternative [19].

Le réglage de la vitesse du rotor de la MASDE se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les

moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée [3] [12].

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes à amplitude et fréquence variables à partir d'un réseau standard : 220/380v, 50Hz [20].

II.6.1 Onduleur de tension à deux niveaux:

Le montage de l'onduleur à deux niveaux est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (*T*) et d'une diode (*D*) montés en tête-bêche (Fig.II.5). Les couples d'interrupteurs (K_{11}, K_{21}), (K_{12}, K_{22}), (K_{13}, K_{23}) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source [21]. Les diodes D_{ij} ($ij=1, 2, 3$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors [22].

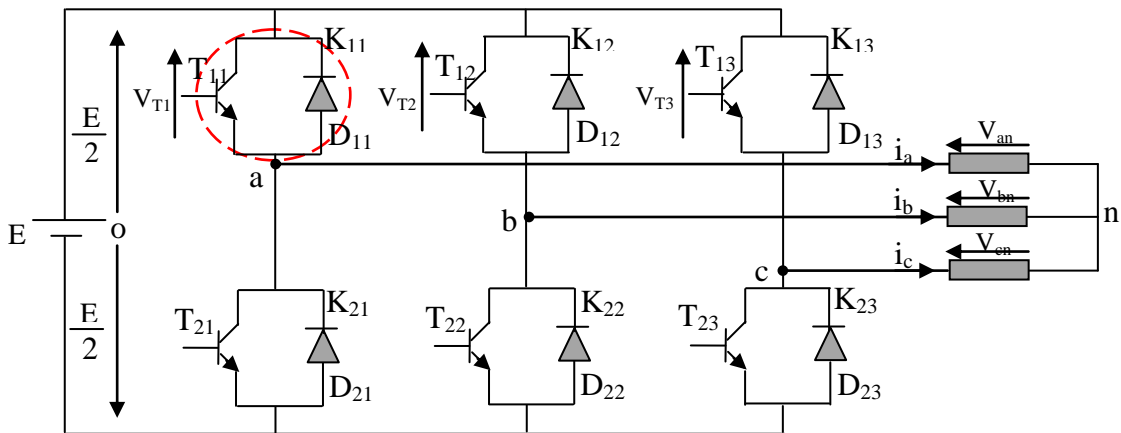


Fig.II.5 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [80]. Un demi-bras de l'onduleur est représenté par la figure (Fig.II.6).

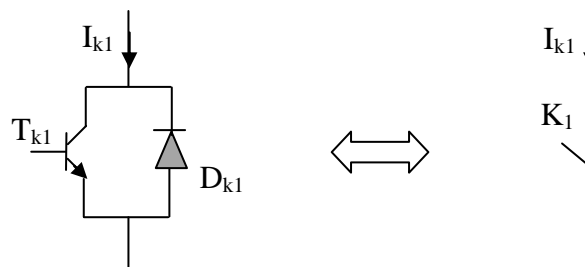


Fig.II.6: Représentation d'un IGBT.

Pour simplifier l'étude et réduire la complexité de la structure de l'onduleur, on supposera que [81] [82]:

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

Les tensions composées (tensions de ligne) sont données par:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Où : V_{an} , V_{bn} , V_{cn} sont des tensions simples (tensions de phases).

$$U_{ca} - U_{ab} = V_{cn} - 2V_{an} + V_{bn} \quad (\text{II.10})$$

Et comme le système est triphasé équilibré, on a:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.11})$$

Ce qui implique que :

$$V_{an} = -(V_{bn} + V_{cn}) \quad (\text{II.12})$$

On remplace (II.12) dans (II.10) on aura:

$$U_{ca} - U_{ab} = -3V_{an} \quad (\text{II.13})$$

Donc :

$$V_{an} = \frac{1}{3} (U_{ab} - U_{ca}) \quad (\text{II.14})$$

La tension aux bornes des transistors s'écrit comme suit:

$$V_{T1} = \begin{cases} 0 \text{ si } K_{11} = 1 \text{ (fermé)} \\ E \text{ si } K_{11} = 0 \text{ (ouvert)} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

$$V_{T2} = \begin{cases} 0 \text{ si } K_{12} = 1 \text{ (fermé)} \\ E \text{ si } K_{12} = 0 \text{ (ouvert)} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

$$V_{T3} = \begin{cases} 0 \text{ si } K_{13} = 1 \text{ (fermé)} \\ E \text{ si } K_{13} = 0 \text{ (ouvert)} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

On peut écrire donc:

$$V_{T1} = E(1 - K_{11}) \quad (\text{II.18})$$

$$V_{T2} = E(1 - K_{12}) \quad (\text{II.19})$$

$$V_{T3} = E(1 - K_{13}) \quad (II.20)$$

On a:

$$U_{ab} = V_{T2} - V_{T1} \quad (II.21)$$

$$U_{ca} = V_{T1} - V_{T3} \quad (II.22)$$

On remplace V_{T1} et V_{T2} par leurs valeurs, on aura:

$$U_{ab} = E(K_{11} - K_{12}) \quad (II.23)$$

$$U_{ca} = E(K_{13} - K_{11}) \quad (II.24)$$

On remplace (II.23) et (II.24) dans l'équation (II.14), on obtient:

$$V_{an} = \frac{E}{3} [2K_{11} - K_{12} - K_{13}] \quad (II.25)$$

De même, on aura :

$$V_{bn} = \frac{E}{3} [-K_{11} + 2K_{12} - K_{13}] \quad (II.26)$$

$$V_{cn} = \frac{E}{3} [-K_{11} - K_{12} + 2K_{13}] \quad (II.27)$$

Donc on a le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{E}{3} [2K_{11} - K_{12} - K_{13}] \\ V_{bn} = \frac{E}{3} [-K_{11} + 2K_{12} - K_{13}] \\ V_{cn} = \frac{E}{3} [-K_{11} - K_{12} + 2K_{13}] \end{cases} \quad (II.28)$$

L'équation (II.28) peut être réécrite se forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{11} \\ K_{12} \\ K_{13} \end{bmatrix} \quad (II.29)$$

II.6.1.1 Stratégies de commande de l'onduleur à deux niveaux:

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence par la commande de l'ouverture et de la fermeture de ses interrupteurs, tout en réduisant le taux d'harmoniques [23]. Ici on s'intéresse à l'application de deux stratégies de commande à savoir :

- La stratégie de commande par MLI sinus-triangle,
- La stratégie de commande par MLI vectorielle (SVM).

II.6.1.1.1 Commande par modulation sinus-triangle:

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d’une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d’intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [24]. Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure (Fig.II.7).

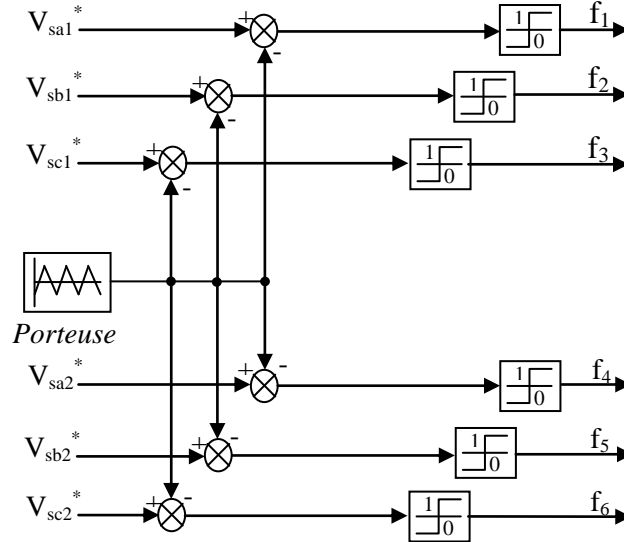


Fig.II.7 : Modèle Simulink de la commande MLI

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

– Pour la première étoile :

$$\begin{aligned}
 V_{sa_1}^* &= V_m \sin(\omega t) \\
 V_{sb_1}^* &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_{sc_1}^* &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{II.30}$$

– Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d’équations (II.30), l’indice 1 par 2, et (ωt) par $(\omega t - \alpha)$ dont: $\alpha = \frac{\pi}{6}$.

L’équation de la porteuse triangulaire est exprimée par:

$$V_P(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \cdot \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \cdot \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}
 \tag{II.31}$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- 1- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f), ($m = f_p/f$).
- 2- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm}), ($r = V_m/V_{pm}$).

La figure (Fig.II.8) représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle dont $r = 0.8$ et $m = 40$.

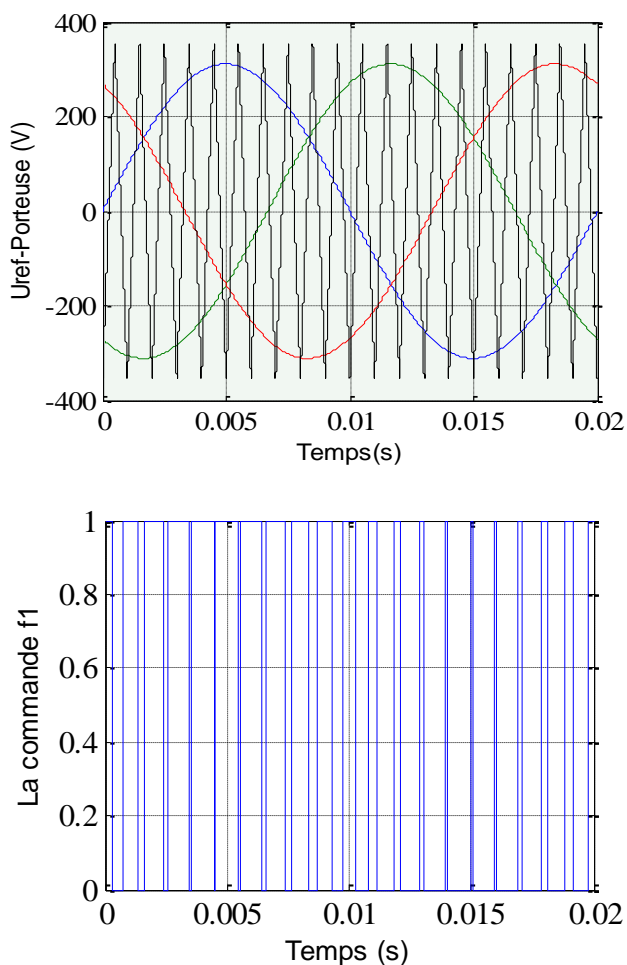


Fig.II.8 : Principe de la commande par M.L.I Sinus_Triangle.

La représentation schématique de l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension à commande M.L.I sinus-triangle est donnée par la figure (Fig.II.9).

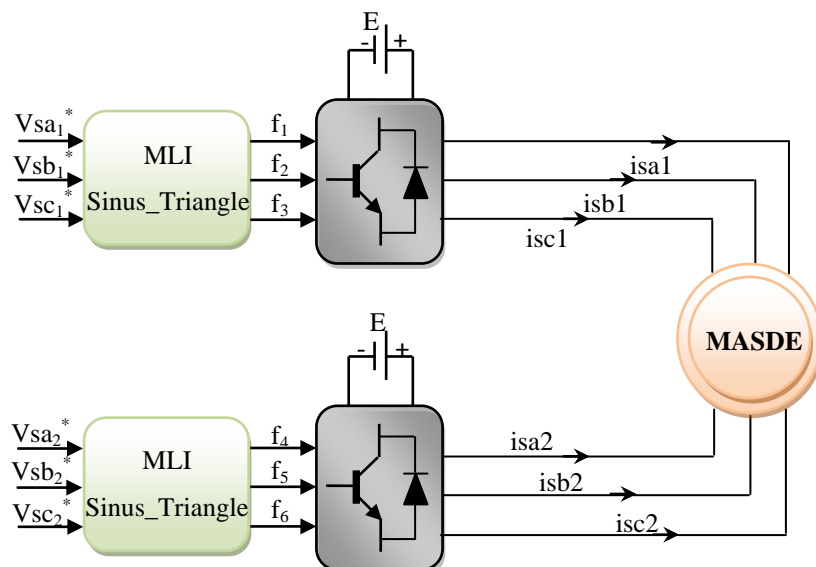


Fig.II.9: Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension commandés par MLI Sinus_Triangle.

II.6.1.1.2 Commande par MLI vectorielle (SVM):

L'utilisation des technologies numériques permet le recours à des stratégies de modulation triphasée spécifiques, non déduites des techniques analogiques initialement conçues en monophasé. Parmi ces techniques numériques on trouve la modulation vectorielle (ou Space Vector Modulation) qui traite les signaux directement dans le plan diphasé de la transformée nommée de Concordia. La SVM est certainement la méthode de MLI la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones. Contrairement à d'autres méthodes, la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Un vecteur tension de contrôle est calculé globalement et approximé, sur une période de modulation T_s , par un vecteur tension moyen. Cette modulation est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones [16]. Cette technique de MLI suit les principes suivants [25]:

- Le signal de référence est échantillonné à intervalle de temps régulier T (MLI régulière).
- Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux extrémités de la période (pour une MLI discontinue, l'état de l'un des interrupteurs de chaque demi-pont reste constant ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques).

La MLI vectorielle consiste à placer le vecteur de commande dans le référentiel diphasé obtenu après l'utilisation de la transformée de Concordia. Il y a huit combinaisons possibles pour l'état des interrupteurs pour tracer la commande de tension V_{ref} . Il y a six vecteurs de tension actifs ($V_i, i=1:6$) et deux vecteurs nuls (V_0, V_7).

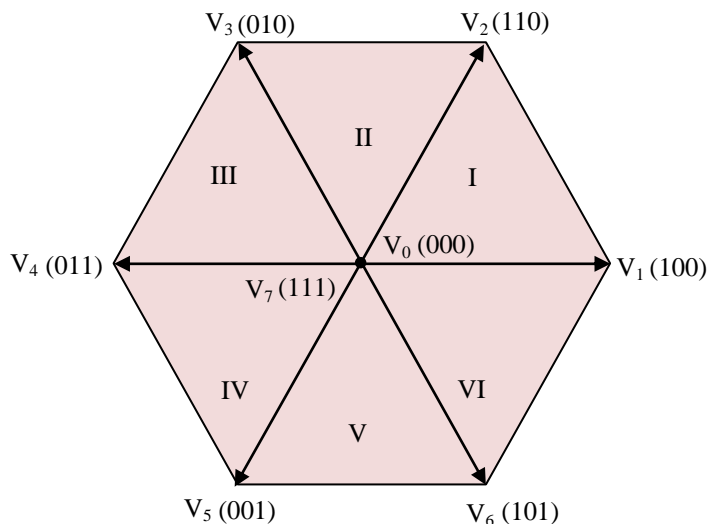


Fig.II.10: Représentation du polygone de commutation.

La MLI vectorielle nécessite la détection du secteur où il trouve le vecteur de référence puis le calcul des instants de commutation pour approximer le vecteur de référence. Après la détermination du secteur du vecteur de référence, on peut calculer les durées de commutation des interrupteurs par la projection du vecteur de référence sur les axes du secteur correspondant (Fig.II.11).

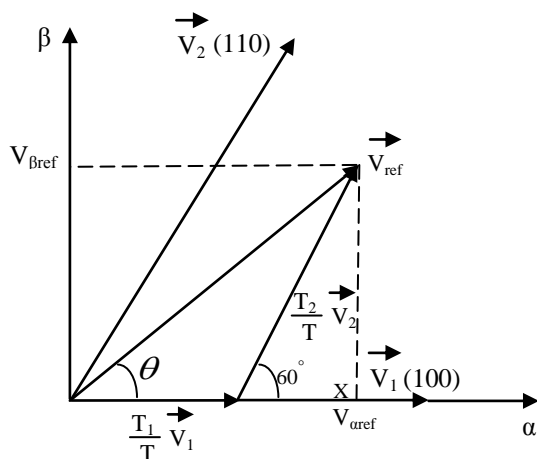


Fig.II.11: Projection du vecteur de tension de référence.

Dans La figure (Fig.II.11), le vecteur de référence \vec{V}_{ref} appartient au premier secteur, et le temps d'application des deux vecteurs adjacents (V_1 et V_2) est donnée par :

$$\begin{cases} T = T_1 + T_2 + T_0 \\ \vec{V}_{ref} = \frac{T_1}{T} \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T} \vec{V}_2 \end{cases} \quad (II.32)$$

La détermination des durées T_1 et T_2 est donnée par une simple projection :

$$\begin{cases} V_{\beta ref} = \frac{T_2}{T} \|\vec{V}_2\| \cos(30^\circ) \\ V_{\alpha ref} = \frac{T_1}{T} \|\vec{V}_1\| + X \\ X = \frac{V_{\beta ref}}{\text{tg}(60^\circ)} \end{cases} \quad (II.33)$$

Donc on peut trouver les durées T_1 et T_2 à partir des composantes $V_{\alpha ref}$ et $V_{\beta ref}$:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T}{2.V_c} \left(3.V_{\alpha ref} - \sqrt{3}V_{\beta ref} \right) \\ T_2 = \sqrt{3} \cdot \frac{T}{V_c} \cdot V_{\beta ref} \end{cases} \quad (II.34)$$

On applique dans le reste de la période le vecteur nul, donc la moyenne des trois vecteurs va donner une approximation du vecteur de référence dans la période d'échantillonnage T .

La somme des deux vecteurs \vec{V}_1 et \vec{V}_2 respectivement appliqués pendant les durées T_1 et T_2 donne donc le vecteur \vec{V}_s initial. En combinant ces deux vecteurs avec les vecteurs nuls (\vec{V}_0 et \vec{V}_7) et en codant par un 1 un interrupteur fermé et un zéro un interrupteur ouvert, nous pouvons reconstituer les signaux de commande à appliquer pour obtenir le vecteur \vec{V}_s souhaité, comme le montre l'exemple de la figure (Fig.II.12).

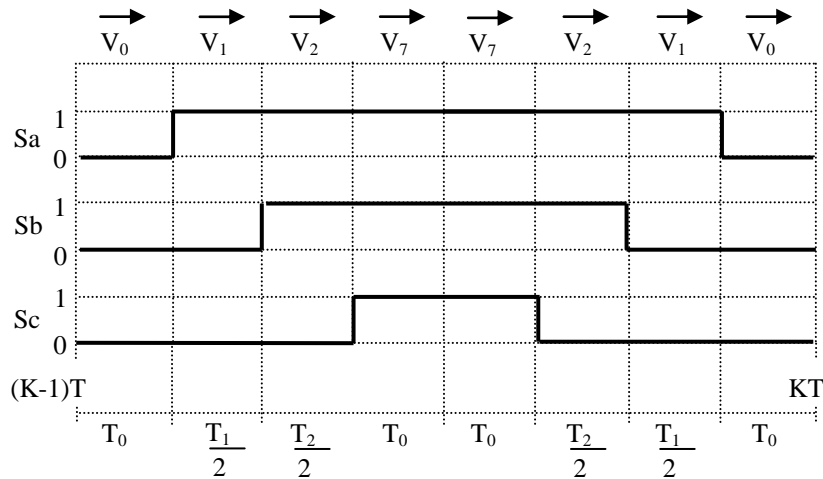


Fig.II.12: Etats des interrupteurs Sa, Sb et Sc dans le premier secteur de l'hexagone.

II.6.1.2 Résultats de simulation :

Les résultats de simulation de l'association MASDE-deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la technique MLI_ST et MLI vectorielle (SVM) sont donnés par les figures suivantes :

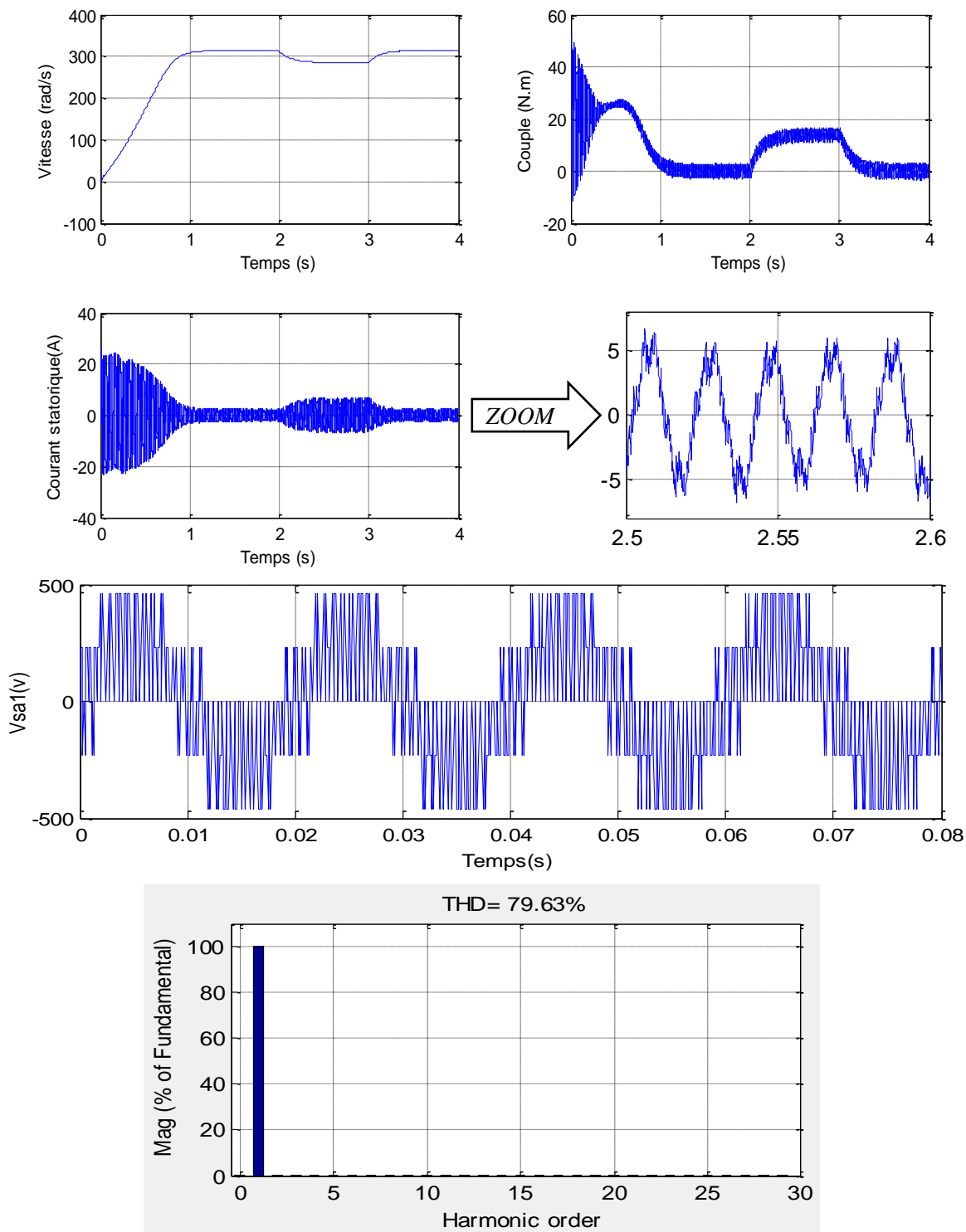


Fig.II.13 : Performances de la conduite de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux à MLI_ST ($[m=25, r=0.8]$) lors de l'application d'un $C_r=14N.m$ entre [2, 3] s.

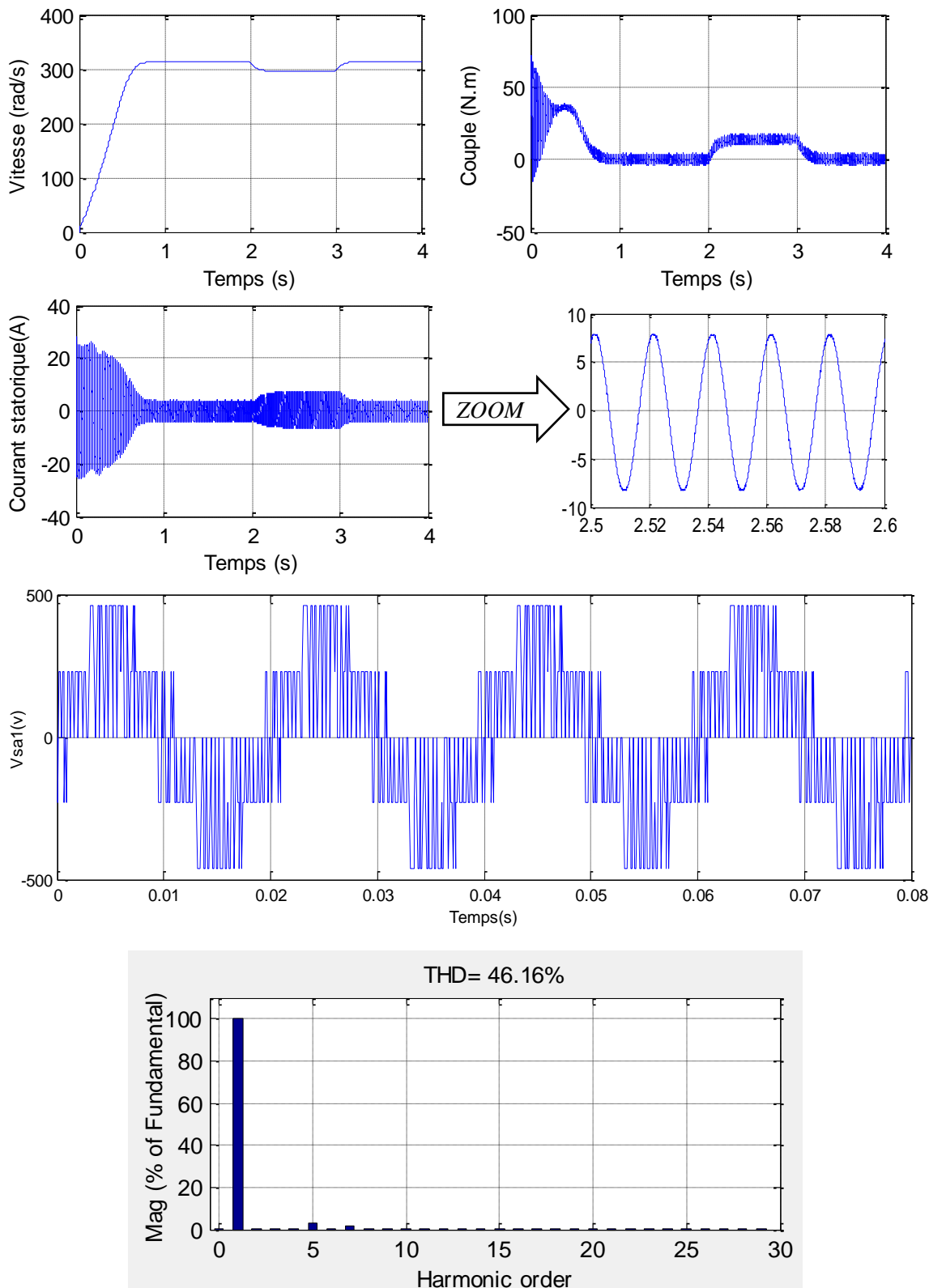


Fig.II.14 : Performances de la conduite de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux à MLI vectorielle lors de l'application d'un $C_r=14N.m$ entre [2, 3] s.

II.6.2 Onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC:

La structure générale de l'onduleur de tension en pont triphasé de type NPC à trois niveaux est représentée par la figure (Fig.II.15). L'onduleur est composé de trois bras, chaque bras est constitué de quatre paires transistors-diodes qui sont montés en tête bêche et de deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Le point milieu de chaque bras est relié au point milieu de la source continue [26].

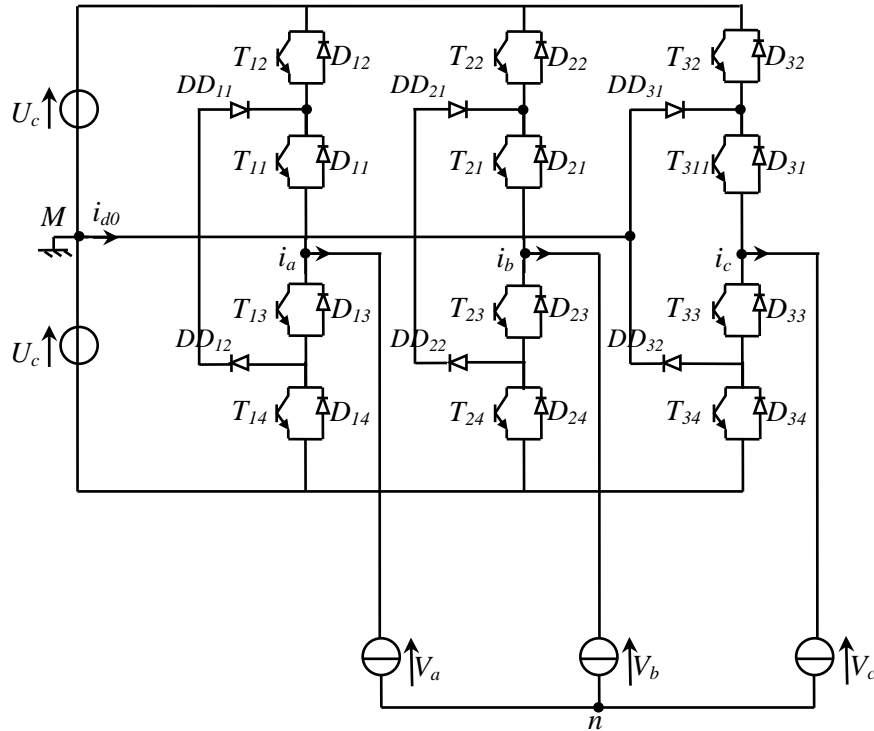


Fig.II.15: Schéma de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.

Par la combinaison des quatre interrupteurs d'un même bras, on obtient 2^4 séquences possibles. Seules trois séquences sont fonctionnelles, les autres provoquent soit des courts-circuits des sources de tension continue, soit la déconnexion de la charge. Les séquences fonctionnelles d'un bras de l'onduleur sont représentées par la figure (Fig.II.16) [26].

Un bras (k) de l'onduleur à trois niveaux peut être représenté par un interrupteur (S_k) à trois états :

- $S_k = -1$ pour la configuration C_0 ; $V_{kM} = -U_c$
- $S_k = 0$ pour la configuration C_1 ; $V_{kM} = 0$
- $S_k = 1$ pour la configuration C_2 ; $V_{kM} = U_c$

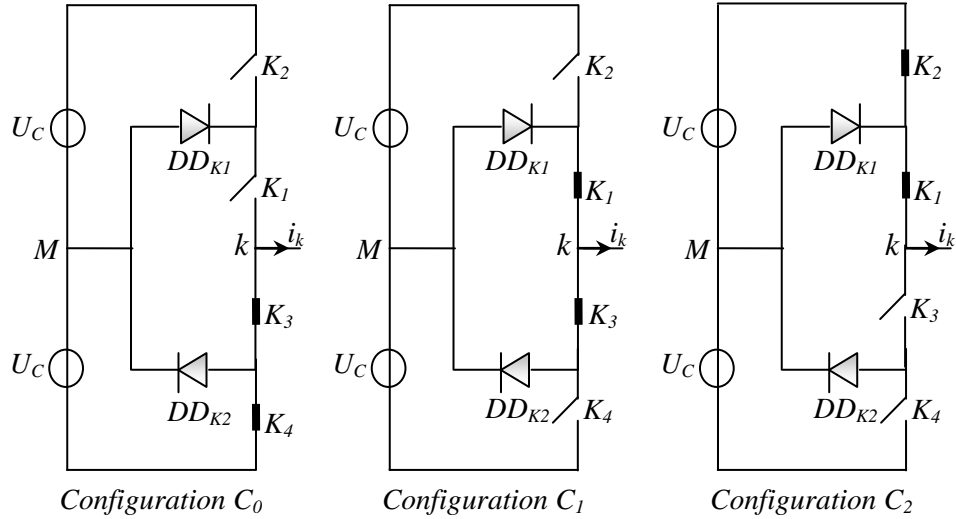


Fig.II.16 : Séquences fonctionnelles d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

La commande des interrupteurs et les tensions à la sortie d'un bras k de l'onduleur sont données par le tableau suivant :

Configuration	K_1	K_2	K_3	K_4	S_k	Tension à la sortie d'un bras k par rapport au point milieu M
C_0	0	0	1	1	-1	$V_{KM} = -U_c$
C_1	0	1	1	0	0	$V_{KM} = 0$
C_2	1	1	0	0	1	$V_{KM} = U_c$

Tableau II.1 : Grandeurs électriques d'un bras k de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Les tensions à la sortie de l'onduleur par rapport au point (n) sont [26] :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{bmatrix} \quad (II.35)$$

On a: $V_{kM} = S_k U_c$

En remplaçant les tensions V_{kM} par leurs expressions, les tensions simples appliquées à la machine deviennent [26] :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (II.36)$$

Le vecteur tension V_s en fonction des séquences S_k et la source continue U_c est [26] :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{an} + a.V_{bn} + a^2.V_{cn}) = \sqrt{\frac{2}{3}} (S_a + a.S_b + a^2.S_c)U_c \quad (II.37)$$

Les relations précédentes montrent qu'il existe vingt sept ($3^3=27$) combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux. Ces combinaisons permettent de donner dix neuf valeurs différentes au vecteur tension V_s (Fig.II.17) [26].

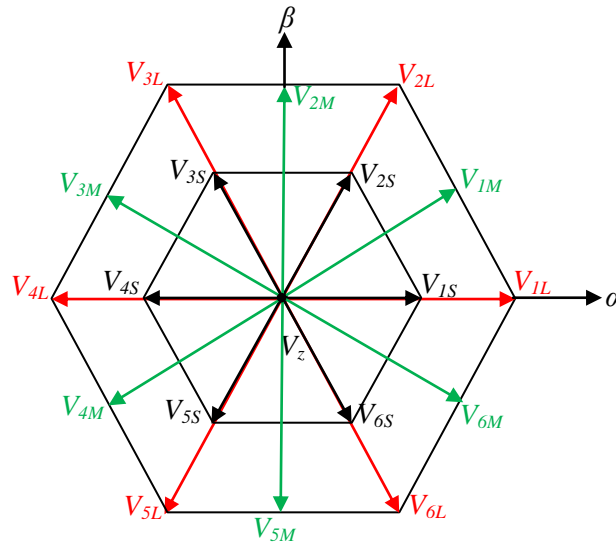


Fig.II.17 : Diagramme du vecteur tension V_s dans le repère $\alpha\beta$.

Le tableau ci-dessous montre le classement des vecteurs tensions dans quatre groupes suivant leurs amplitudes :

Groupe de vecteurs	Vecteur de tension V_s (S_a, S_b, S_c)
Grands vecteurs (Large Vectors)	$V_{1L}(1,-1,-1)$; $V_{2L}(1,1,-1)$; $V_{3L}(-1,1,-1)$ $V_{4L}(-1,1,1)$; $V_{5L}(-1,-1,1)$; $V_{6L}(1,-1,1)$
Moyens vecteurs (Middle Vectors)	$V_{1M}(1,0,-1)$; $V_{2M}(0,1,-1)$; $V_{3M}(-1,1,0)$ $V_{4M}(-1,0,1)$; $V_{5M}(0,-1,1)$; $V_{6M}(1,-1,0)$
Petits vecteurs (Small Vectors)	$V_{1S}[(1,0,0) (0,-1,-1)]$; $V_{2S}[(1,1,0) (0,0,-1)]$ $V_{3S}[(0,1,0) (-1,0,-1)]$; $V_{4S}[(0,1,1) (-1,0,0)]$ $V_{5S}[(0,0,1) (-1,-1,0)]$; $V_{6S}[(1,0,1) (0,-1,0)]$
Vecteurs nuls (Zero Vectors)	$V_z[(1,1,1) (0,0,0) (-1,-1,-1)]$

Tableau II.2 : Groupe des vecteurs tension.

II.6.2.1 Stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux:

En plus du niveau de l'onduleur, la forme de la tension de sortie dépend également de la méthode utilisée pour la commande de cet onduleur. Généralement on utilise des commandes par modulation de largeurs d'impulsions (MLI). On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que : la modulation triangulo-sinusoïdale, la modulation vectorielle, et la modulation par hystérésis. Ici on s'intéresse aux deux premières techniques.

II.6.2.1.1 Commande par modulation sinus-triangle:

Le principe général de la commande par M.L.I sinus-triangle a été introduit dans la section (II.6.1.1.1). Le schéma de principe de cette technique appliquée à l'onduleur à trois niveaux est donné par la figure (Fig.II.18).

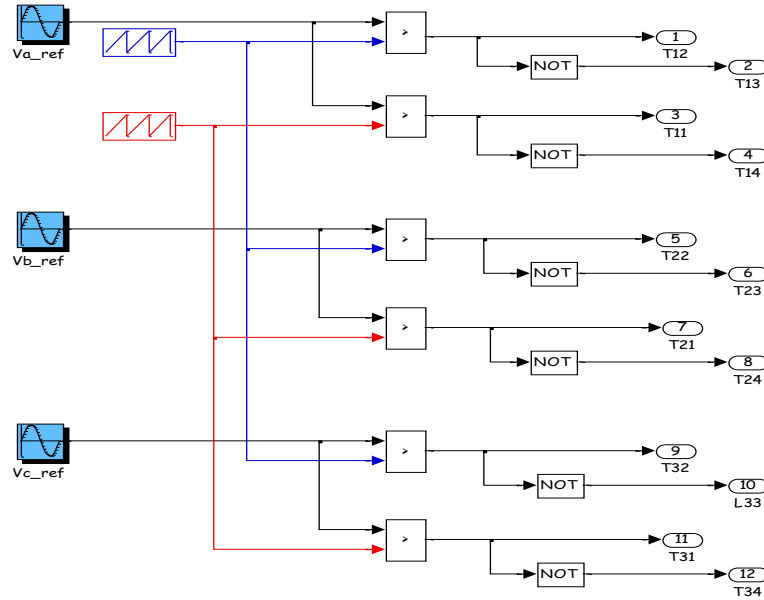


Fig.II.18 : MLI_ST d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC.

Pour générer les impulsions de commande MLI-ST de l'onduleur de tensions à trois niveaux, deux porteuses triangulaires sont nécessaires. Ces porteuses ont la même fréquence f_p et la même amplitude U_p . Ils sont ensuite comparés au signal de référence (sinus) d'amplitude U_r et de fréquence f_r . Chaque comparaison donne 1 si une porteuse est supérieure ou égale à la référence, 0 dans le cas contraire. Ainsi, Les signaux de commande des interrupteurs du premier bras : (T_{12} , T_{13}) et (T_{11} , T_{14}), du deuxième bras : (T_{22} , T_{23}) et (T_{21} , T_{24}), et du troisième bras : (T_{32} , T_{33}) et (T_{31} , T_{34}) sont complémentaires.

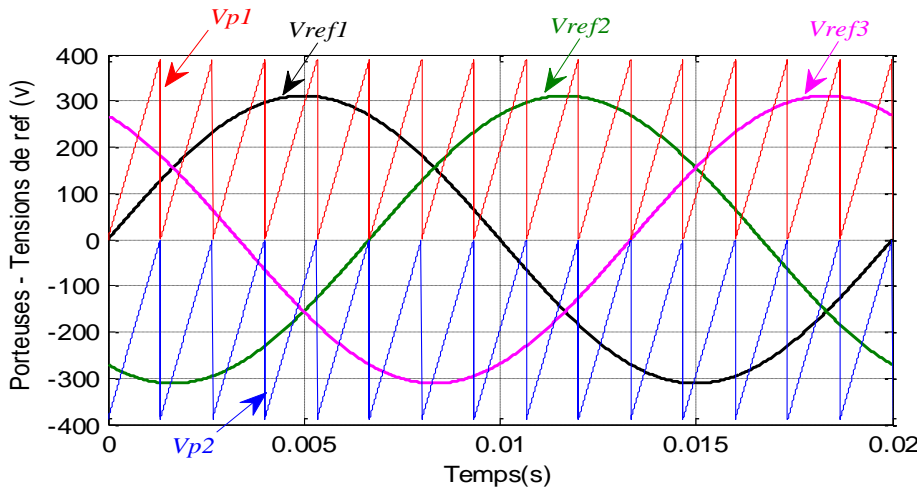


Fig.II.19: Les trois tensions de référence avec les deux porteuses unipolaires.

II.6.2.1.2 Commande par MLI vectorielle (SVM):

La surface de l'hexagone de la figure (II.17) peut être divisé en six secteurs (A à F), chaque secteur est divisée en quatre régions (1 à 4) donner tout à fait 24 régions (Fig.II.20).

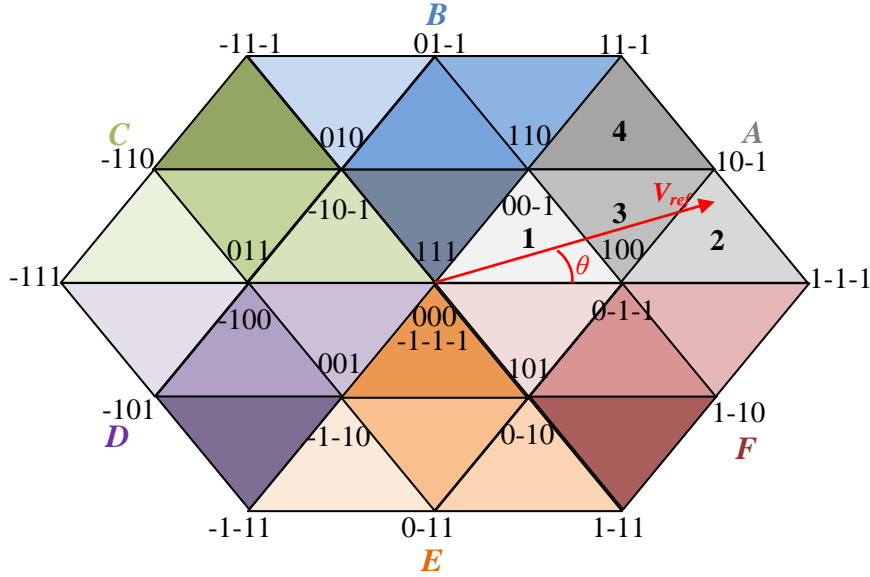


Fig.II.20 : Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux avec les états de commutation dans le plan $\alpha\beta$.

Comme dans le cas d'un onduleur de tension à deux niveaux, la technique MLI vectorielle appliquée aux onduleurs multi-niveaux suit les mêmes étapes de calcul:

- 1- Détermination des rapports cycliques des vecteurs de commutation T_a , T_b et T_c pour chaque région.
- 2- Détermination du période de commutation de chaque interrupteur (S_{a1} , S_{a2} , S_{b1} , S_{b2} , S_{c1} , S_{c2}) [27].

II.6.2.1.2.1 Calcul des rapports cycliques des vecteurs de commutation pour chaque région:

On prend le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur **A**:

La projection du vecteur de référence " V_{ref} " sur la première région du secteur A est présentée dans la figure (Fig.II.21).

D'après la figure, les vecteurs concernés sont : V_0 ou V_7 ou V_{14} , V_1 et V_2

$$\int_0^{T_m} V_{ref} \cdot dt = \int_0^{T_a} V_1 \cdot dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} V_2 \cdot dt + \int_{T_a+T_c}^{T_m} V_0 \cdot dt \tag{II.38}$$

$$T_m \cdot \overline{V_{ref}} = T_a \cdot \overline{V_1} + T_c \cdot \overline{V_2} \tag{II.39}$$

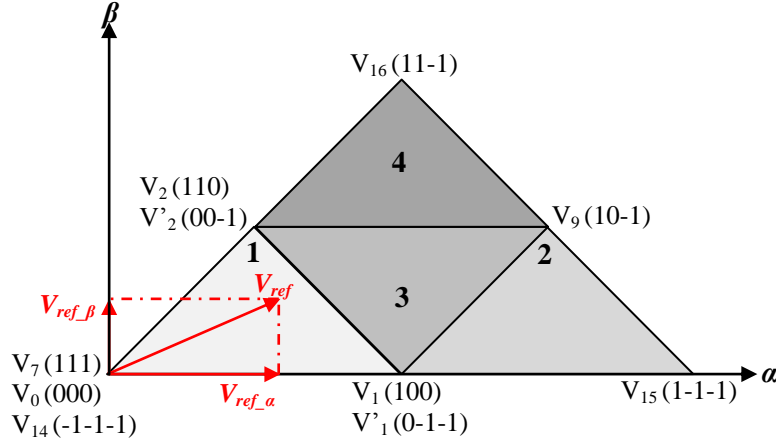


Fig.II.21 : Projection du vecteur de référence dans la première région du secteur A.

$$T_m \cdot |\mathbf{V}_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} = T_a \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_c \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos(\theta) = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_a + \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_c \cdot \frac{1}{2} \quad (\text{II.41})$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin(\theta) = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_c \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (\text{II.42})$$

$$T_m = T_a + T_b + T_c \quad (\text{II.43})$$

$$\Rightarrow \frac{E}{2\sqrt{2}} \cdot T_a = T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin(\theta) \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \Rightarrow T_c = \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin(\theta) \quad (\text{II.44})$$

On remplace l'expression du T_c dans (II.41) on trouve:

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos(\theta) = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_a + \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \sin(\theta) \cdot \frac{1}{2} \Rightarrow T_a = \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (\text{II.45})$$

$$\Rightarrow T_b = T_m - T_a - T_c = T_m \left[1 - \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right] \quad (\text{II.46})$$

$$\text{On prend: } K = \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref}}{E}$$

Donc:

$$T_a = K \cdot T_m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (\text{II.47})$$

$$T_b = T_m \left[1 - K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right] \quad (\text{II.48})$$

$$T_c = K \cdot T_m \sin(\theta) \quad (\text{II.49})$$

De même, on trouve les temps de commutation pour la deuxième, la troisième et la quatrième région du secteur A. les temps de commutation pour le reste des secteurs (de B à F) sont calculés de la même manière. Le tableau suivant résume les expressions analytiques du temps de commutation pour les différents secteurs et régions.

Secteur		Région 1	Région 2	Région 3	Région 4
A	T _a	$K.T_m.\sin(\pi/3-\theta)$	$T_m.[2-K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[1-K.\sin\theta]$	$T_m.[K.\sin\theta-1]$
	T _b	$T_m.[1-K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[K.\sin(\pi/3+\theta)-1]$	$K.T_m.\sin(\pi/3-\theta)$
	T _c	$K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[K.\sin(\pi/3-\theta)-1]$	$T_m.[1+K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[2-K.\sin(\pi/3+\theta)]$
B	T _a	$K.T_m.\sin(\theta-\pi/3)$	$T_m.[K.\sin(\pi/3+\theta)-1]$	$T_m.[1-K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[2-K.\sin\theta]$
	T _b	$T_m.[1-K.\sin\theta]$	$K.T_m.\sin(\theta-\pi/3)$	$T_m.[K.\sin\theta-1]$	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$
	T _c	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[2-K.\sin\theta]$	$T_m.[1-K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[K.\sin(\theta-\pi/3)-1]$
C	T _a	$K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[2-K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$-T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$
		$T_m.[1-K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[K.\sin(\theta-\pi/3)-1]$	$K.T_m.\sin\theta$
	T _b	$-K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[K.\sin\theta-1]$	$T_m.[1-K.\sin\theta]$	$T_m.[2-K.\sin(\theta-\pi/3)]$
	T _c				
D	T _a	$-K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[K.\sin(\theta-\pi/3)-1]$	$T_m.[1-K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[2+K.\sin(\pi/3+\theta)]$
		$T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$-K.T_m.\sin\theta$	$-T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$K.T_m.\sin(\theta-\pi/3)$
	T _b	$K.T_m.\sin(\theta-\pi/3)$	$T_m.[2+K.\sin(\pi/3+\theta)]$		$-T_m.[1-K.\sin\theta]$
	T _c			$T_m.[1+K.\sin\theta]$	
E	T _a	$-K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[2+K.\sin\theta]$	$T_m.[1+K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[K.\sin(\pi/3-\theta)-1]$
	T _b	$T_m.[1+K.\sin\theta]$	$K.T_m.\sin(\pi/3-\theta)$	$-T_m.[1+K.\sin\theta]$	$-K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$
	T _c	$K.T_m.\sin(\pi/3-\theta)$	$-T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[2+K.\sin\theta]$
				$T_m.[2+K.\sin(\theta-\pi/3)]$	
F	T _a	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[K.\sin(\pi/3-\theta)-1]$	$-K.T_m.\sin\theta$
		$T_m.[1+K.\sin(\theta-\pi/3)]$			
	T _b	$-K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[2+K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[1-K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[K.\sin(\pi/3+\theta)-1]$
	T _c				

Tableau II.3 : Les temps de commutation dans les différents secteurs et régions.

Avec : $\frac{T_a}{T_m} = d_a$; $\frac{T_b}{T_m} = d_b$; $\frac{T_c}{T_m} = d_c$

Où : d_a, d_b et d_c sont les rapports cycliques des vecteurs de commutation.

II.6.2.1.2.2 Calcul des temps de commutation pour chaque interrupteur:

Pour chacun des secteurs, nous allons décrire les différentes formes d'ondes obtenues. Il faut tenir compte plusieurs propriétés choisies pour avoir une MLI symétrique en termes de commutation. Chaque forme d'onde est symétrique par rapport à la demi-période de découpage [27].

- *1^{er} cas : Secteur A, région 1:*

La figure (Fig.II.22) représente les formes d'ondes montrant l'ordre des états de commutation pour la région 1 dans le secteur A pour les trois bras de l'onduleur (S_{a1}, S_{a2}), (S_{b1}, S_{b2}) et (S_{c1}, S_{c2}). : T_a, T_b et T_c sont respectivement les temps d'application des vecteurs (V_1 ou V'_1), (V_0 ou V_7 ou V_{14}) et (V_2, V'_2).

Avec : (S_{i1}, S_{i2}): sont respectivement les temps de commutation des interrupteurs en haut (K_{i1}, K_{i2}) pour le bras i . Avec : ($i=a, b, c$) [27].

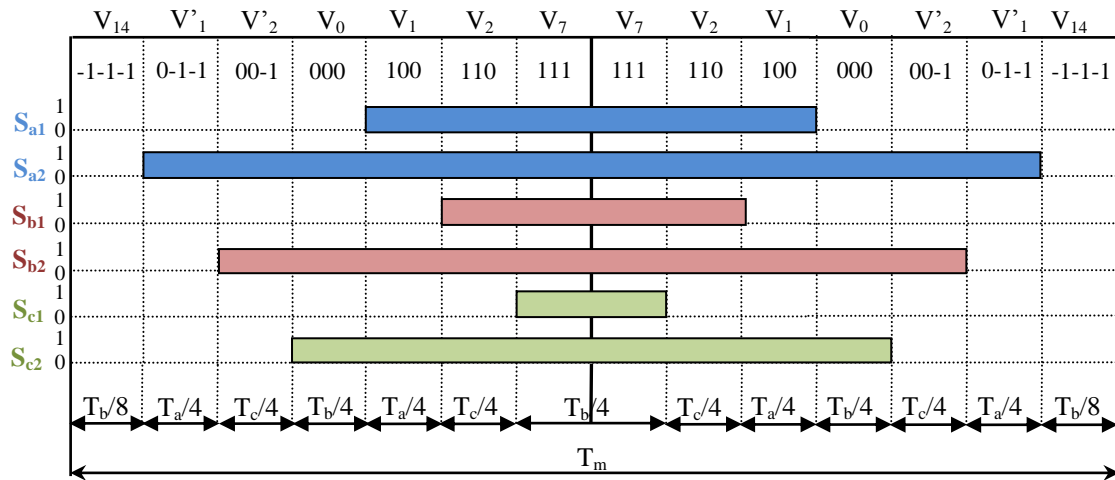


Fig.II.22: Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur A.

Donc on peut calculer les temps de commutation des interrupteurs pour les trois bras de l'onduleur à trois niveaux à partir de la figure précédente:

$$S_{a1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{a1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4} \quad (II.50)$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2} (T_a + T_c + T_b) \quad (II.51)$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{b1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4} \quad (II.52)$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2} (T_a + T_c + T_b) \quad (II.53)$$

$$S_{c1} = \frac{T_b}{4} \quad (II.54)$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2} (T_a + T_c + T_b) \quad (II.55)$$

De même, on calcul les temps de commutation des interrupteurs pour les autres cas. On donne dans le tableau suivant les temps de commutation dans les différents secteurs et régions.

Sept	Inter	1 ^{ère} région	2 ^{ème} région	3 ^{ème} région	4 ^{ème} région
A	S _{a1}	(T _a +T _c)/2+T _b /4	T _c +T _b +T _a /2	T _b +(T _a +T _c)/2	T _a +T _b +T _c /2
	S _{a2}	S _{a1} +(T _a +T _b +T _c)/2	S _{a1} +T _a /2	S _{a1} +(T _a +T _c)/2	S _{a1} +T _c /2
	S _{b1}	T _c /2+T _b /2	0	0	T _a +T _c /2
	S _{b2}	S _{b1} +(T _a +T _b +T _c)/2	T _b +T _a /2	S _{b1} +T _b +(T _a +T _c)/2	S _{b1} +T _b +T _c /2
	S _{c1}	T _b /4	0	0	0
	S _{c2}	S _{c1} +(T _a +T _b +T _c)/2	T _a /2	(T _a +T _c)/2	T _c /2
B	S _{a1}	T _c /2+T _b /4	T _a +T _c /2	T _c /2	0
	S _{a2}	S _{a1} +(T _a +T _b +T _c)/2	S _{a1} +T _b +T _c /2	S _{a1} +T _b +(T _a +T _c)/2	T _b +T _a /2
	S _{b1}	(T _a +T _c)/2+T _b /4	T _a +T _b +T _c /2	T _b +(T _a +T _c)/2	T _c +T _b +T _a /2
	S _{b2}	S _{b1} +(T _a +T _b +T _c)/2	S _{b1} +T _c /2	S _{b1} +(T _a +T _c)/2	S _{b1} +T _a /2
	S _{c1}	T _b /4	0	0	0
	S _{c2}	S _{c1} +(T _a +T _b +T _c)/2	T _c /2	(T _a +T _c)/2	T _a /2
C	S _{a1}	T _b /4	0	0	0
	S _{a2}	S _{a1} +(T _a +T _b +T _c)/2	T _a /2	(T _a +T _c)/2	T _c /2
	S _{b1}	(T _a +T _c)/2+T _b /4	T _c +T _b +T _a /2	T _b +(T _a +T _c)/2	T _a +T _b +T _c /2
	S _{b2}	S _{b1} +(T _a +T _b +T _c)/2	S _{b1} +T _a /2	S _{b1} +(T _a +T _c)/2	S _{b1} +T _c /2
	S _{c1}	T _c /2+T _b /4	0	T _c /2	T _a +T _c /2
	S _{c2}	S _{c1} +(T _a +T _b +T _c)/2	T _b +T _a /2	S _{c1} +T _b +(T _a +T _c)/2	S _{c1} +T _b +T _c /2
D	S _{a1}	T _b /4	0	0	0
	S _{a2}	S _{a1} +(T _a +T _b +T _c)/2	T _c /2	(T _a +T _c)/2	T _a /2
	S _{b1}	T _c /2+T _b /4	T _a +T _c /2	T _c /2	0
	S _{b2}	S _{b1} +(T _a +T _b +T _c)/2	S _{b1} +T _b +T _c /2	S _{b1} +T _b +(T _a +T _c)/2	T _b +T _a /2
	S _{c1}	(T _a +T _c)/2+T _b /4	T _a +T _b +T _c /2	T _b +(T _a +T _c)/2	T _c +T _b +T _a /2
	S _{c2}	S _{c1} +(T _a +T _b +T _c)/2	S _{c1} +T _c /2	S _{c1} +(T _a +T _c)/2	S _{a1} +T _a /2
E	S _{a1}	T _c /2+T _b /4	0	T _c /2	T _a +T _c /2
	S _{a2}	S _{a1} +(T _a +T _b +T _c)/2	T _b +T _a /2	S _{a1} +T _b +(T _a +T _c)/2	S _{a1} +T _b +T _c /2
	S _{b1}	T _b /4	0	0	0
	S _{b2}	S _{b1} +(T _a +T _b +T _c)/2	T _a /2	(T _a +T _c)/2	T _c /2
	S _{c1}	(T _a +T _c)/2+T _b /4	T _c +T _b +T _a /2	T _b +(T _a +T _c)/2	T _a +T _b +T _c /2
	S _{c2}	S _{c1} +(T _a +T _b +T _c)/2	S _{c1} +T _a /2	S _{c1} +(T _a +T _c)/2	S _{c1} +T _c /2
F	S _{a1}	(T _a +T _c)/2+T _b /4	T _a +T _b +T _c /2	T _b +(T _a +T _c)/2	T _c +T _b +T _a /2
	S _{a2}	S _{a1} +(T _a +T _b +T _c)/2	S _{a1} +T _c /2	S _{a1} +(T _a +T _c)/2	S _{a1} +T _a /2
	S _{b1}	T _b /4	0	0	0
	S _{b2}	S _{b1} +(T _a +T _b +T _c)/2	T _c /2	(T _a +T _c)/2	T _a /2
	S _{c1}	T _c /2+T _b /4	T _a +T _c /2	T _c /2	0
	S _{c2}	S _{c1} +(T _a +T _b +T _c)/2	S _{c1} +T _b +T _c /2	S _{c1} +T _b +(T _a +T _c)/2	T _b +T _a /2

Tableau II.4 : Les temps de commutation des interrupteurs en haut de l'onduleur dans chaque région.

II.6.2.2 Résultats de simulation:

Les résultats de simulation de l'association MASDE-deux onduleurs de tension à trois niveaux commandés par la technique MLI_ST et MLI vectorielle (SVM) sont donnés par les figures suivantes:

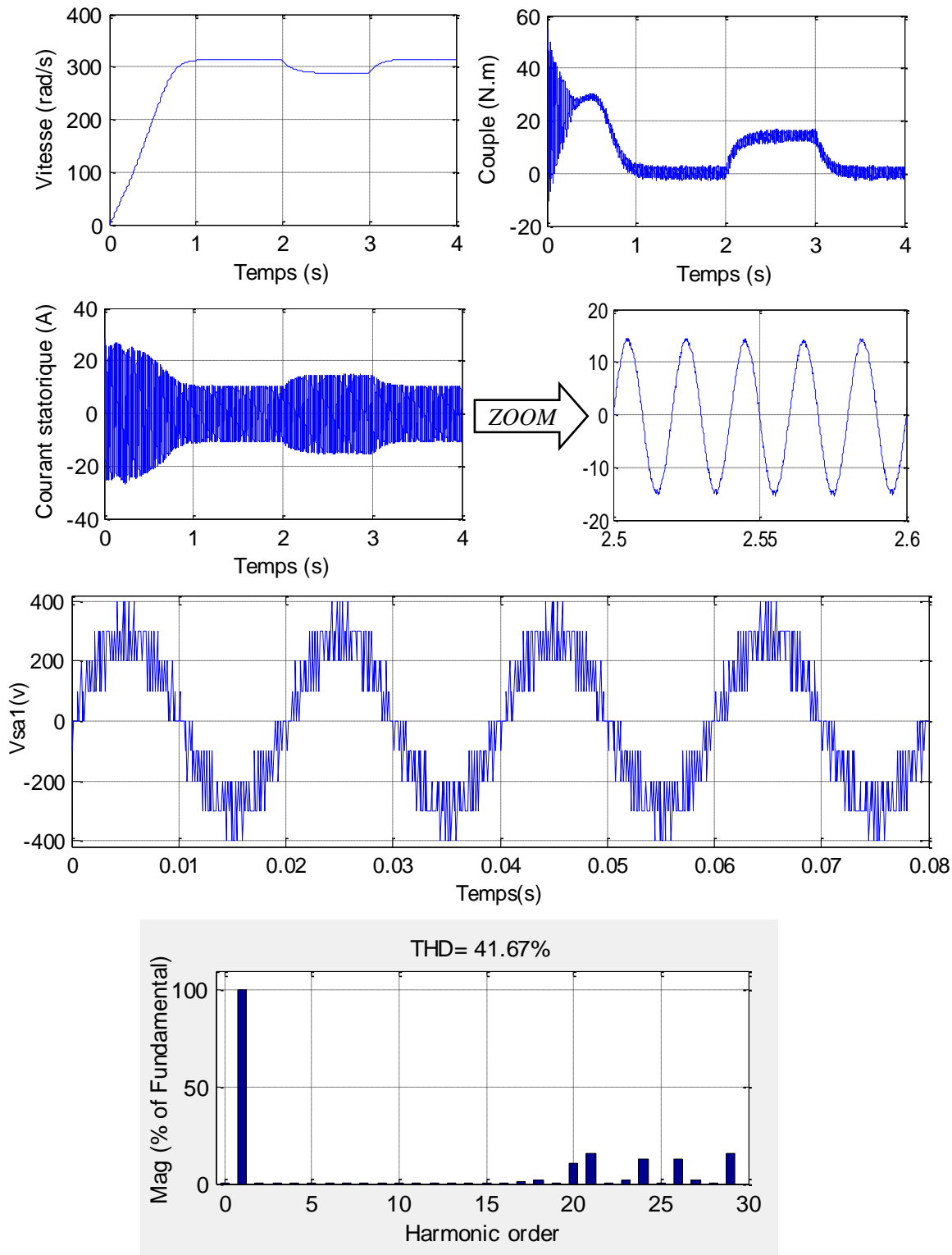


Fig.II.23: Performances de la conduite de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux à MLI_ST ($m=25, r=0.8$) lors de l'application d'un $C_r = 14N.m$ entre $[2, 3]$ s.

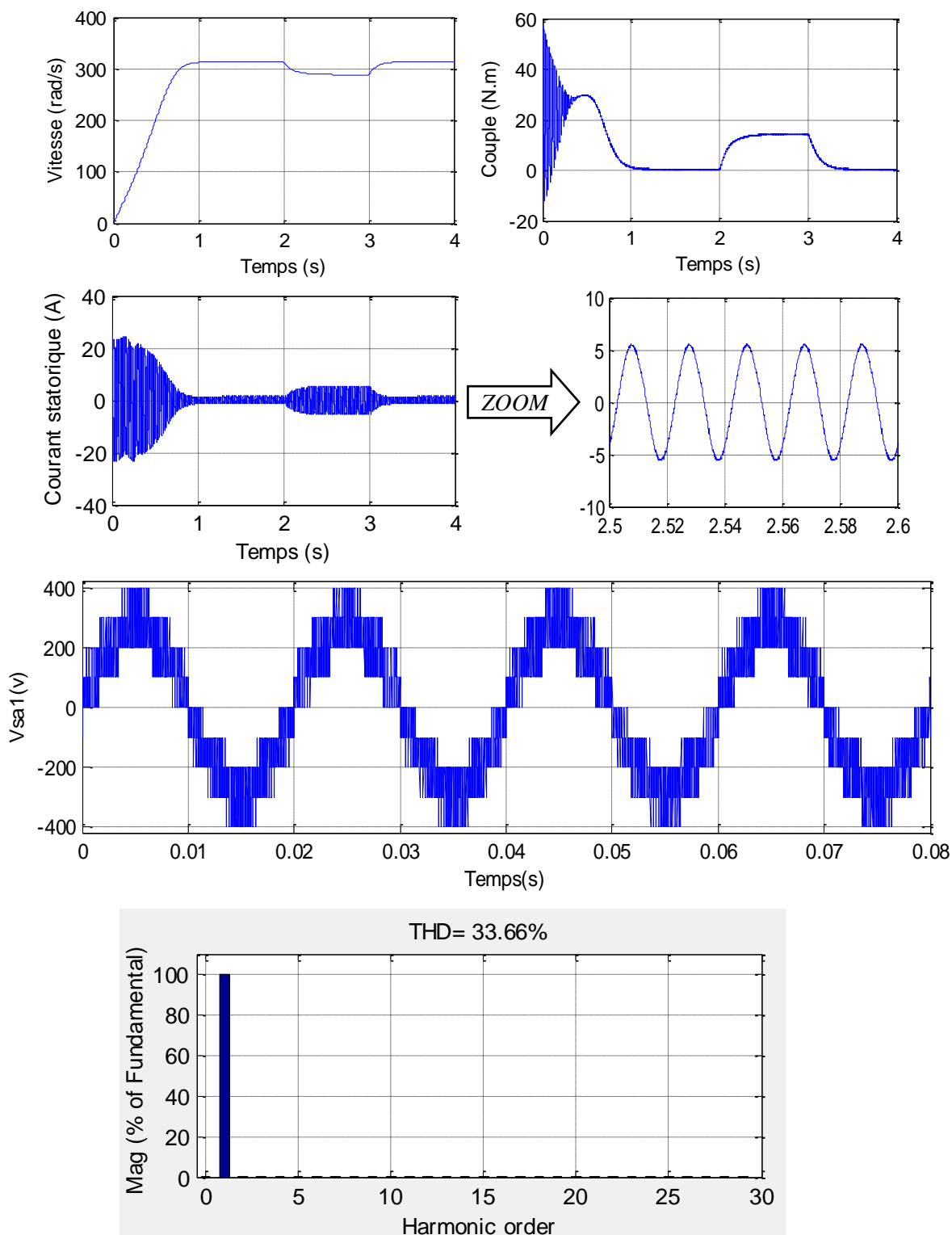


Fig.II.24 : Performances de la conduite de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux à MLI vectorielle lors de l'application d'un $C_r=14N.m$ entre [2, 3] s.

Les résultats de simulation montrent que:

L'utilisation des onduleurs multiniveaux et le contrôle par MLI vectorielle (SVM) permettent de diminuer les ondulations du couple, d'obtenir un régime transitoire court, des courants statoriques proches de la sinusoïde et d'alimenter la machine avec une tension du faible THD.

Le tableau suivant montre la différence (en terme du THD) entre deux types d'onduleur (2 niveaux et 3 niveaux) et deux stratégies de commande (MLI_ST et SVM).

THD (%)			
Onduleur à deux niveaux		Onduleur à trois niveaux	
MLI_ST	MLI vectorielle (SVM)	MLI_ST	MLI vectorielle (SVM)
79.63%	46.16%	41.67%	33.66%

Tableau II.5 : comparaison entre deux types d'onduleur et deux stratégies de commande en terme du THD.

II.7 Alimentation de la MASDE par un générateur photovoltaïque:

Le générateur photovoltaïque est un ensemble d'équipements mis en place pour exploiter l'énergie photovoltaïque afin de satisfaire les besoins en charge. En fonction de la puissance désirée, les modules peuvent être assemblés en panneaux pour constituer un "champ photovoltaïque". Relié au récepteur sans autre élément, le panneau solaire fonctionne "au fil du soleil", c'est-à-dire que la puissance électrique fournie au récepteur est en fonction de la puissance d'ensoleillement. Elle est donc à son maximum lorsque le soleil est au zénith et nulle à la nuit [28]. Le schéma de principe de l'alimentation de la MASDE à travers un panneau solaire est donné par la figure suivante:

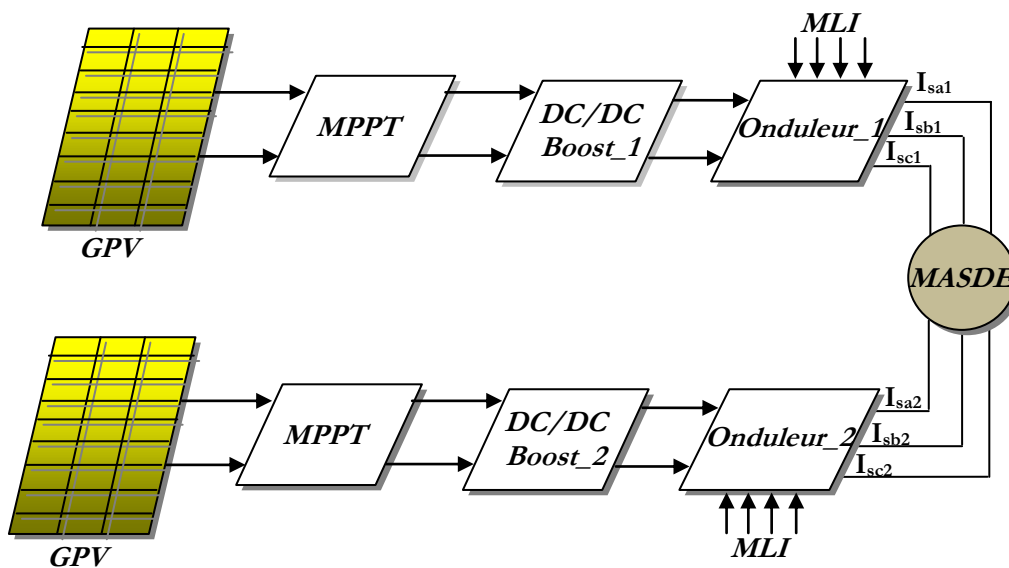


Fig.II.25 : Alimentation de la MASDE par un générateur photovoltaïque.

II.7.1 Modélisation du générateur photovoltaïque:

Le générateur PV est constitué de nombreuses cellules photovoltaïques connectées en série pour augmenter la tension et en parallèle pour augmenter le courant à débiter. Le modèle électrique d'une cellule photovoltaïque utilisé est un modèle "Standard" à une diode, établi par *Shokley* pour une seule cellule PV, est généralisé à un module PV, Il correspond à une source de courant en parallèle avec une diode (Fig. II.26). Nous modélisons également les chutes ohmiques et les courants de fuites par deux résistances:

- Une résistance "shunt" en parallèle (R_p) modélise les courants de fuite dus aux effets de bord de la jonction PN. Elle est de l'ordre de quelques ohms ($4 \Omega - 30 \Omega$).
- Une résistance en série (R_s) modélise les pertes aux contacts et aux connexions. Elle est très faible [29].

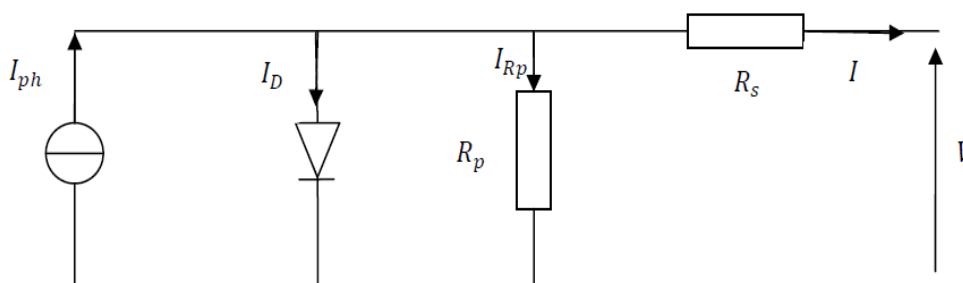


Fig.II.26 : Schéma équivalent de la cellule solaire à une diode.

Une cellule PV peut se modéliser à partir de l'équation définissant le comportement statique de la jonction PN d'une diode classique. Dans cette équation, on prend en compte le courant de court-circuit et les différentes résistances. Le comportement d'une cellule PV peut être décrit par l'équation suivante [29]:

$$I = I_{ph} - I_d - I_{Rp} \tag{II.56}$$

Avec:

I: Le courant fourni par la cellule.

I_{ph} : le courant délivré par le générateur photovoltaïque (photo courant).

$$I_{Rp} = \frac{V + I \cdot R_s}{R_p} : \text{Le courant délivré par la résistance parallèle.}$$

$$I_d = I_s \cdot \left(e^{\frac{V + I \cdot R_s}{n \cdot V_t}} \right) - 1 : \text{Le Courant traversant la diode.}$$

I_s : Le courant de saturation inverse d'une diode.

$V_T = \frac{k \cdot T}{q}$: La tension thermique.

Où:

q : Charge d'électron ($1,602 \cdot 10^{-19}$).

k : Constante de Boltzmann ($1,381 \cdot 10^{-23}$ j/ K).

n : Facteur de non idéalité de la jonction comprise entre 1 et 5 dans la pratique.

T : La température effective de la cellule en kelvin.

En utilisant les équations ci-dessus, on peut en déduire l'expression du courant délivré par la cellule photovoltaïque:

$$I = I_{ph} - I_s \left[\left(e^{\frac{V + I \cdot R_s}{n \cdot V_T}} \right) - 1 \right] - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p} \tag{II.57}$$

II.7.2 Influence de la température et de l'ensoleillement sur le rendement du GPV:

La caractéristique $I(V)$ et $P(V)$ d'un panneau solaire photovoltaïque dépend fortement de l'ensoleillement et de la température. Les courbes des figures ci-dessous montrent bien cette influence.

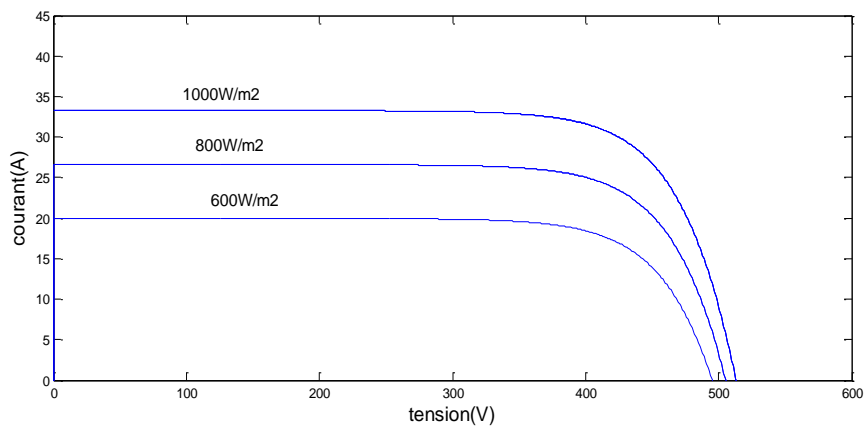


Fig.II.27: Courbes $I(V)$ d'un panneau à divers ensoleillements à $T=25^\circ C$.

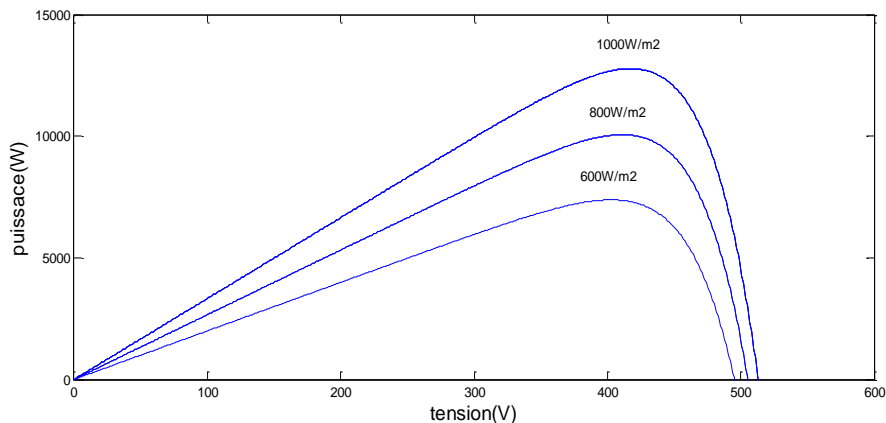


Fig.II.28: Courbes $P(V)$ d'un panneau à divers ensoleillements à $T=25^\circ C$.

II.7.3 Systèmes de poursuite du point de puissance maximale:

Un système de poursuite du point de puissance maximale (PPPM, en anglais MPPT: Maximum Power Point Tracking) est composé de deux parties :

- La partie de l'électronique de puissance qui contient le convertisseur DC-DC.
- La partie caractérisée par les techniques utilisées pour la recherche du point de puissance maximale [30].

II.7.3.1 Le convertisseur statique DC-DC (Hacheur):

Le convertisseur statique DC-DC est un dispositif de l'électronique de puissance. Il agit comme une interface entre le générateur photovoltaïque et la batterie de stockage. Si la tension de sortie fournie est inférieure à la tension d'entrée appliquée, le convertisseur est un abaisseur (*Buck*), dans le cas contraire est un élévateur (*Boost*). Le convertisseur *Buck-Boost* combine les propriétés du *Buck* et du *Boost*, il est capable d'augmenter et de diminuer la tension de sortie. Il peut être utilisé pour transformer n'importe quelle tension d'entrée en une tension de sortie désirée [30].

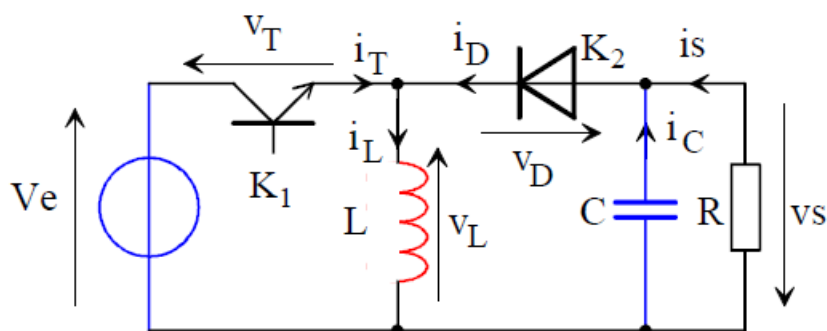


Fig.II.29: Circuit équivalent de l'hacheur Buck-Boost.

II.7.3.2 Poursuite du point de puissance maximale:

Plusieurs techniques peuvent être utilisées pour la recherche du point de puissance maximale, parmi les quelles on peut citer :

- Technique de fraction de la tension du circuit ouvert.
- Technique d'observation et perturbation (P&O).
- Technique de l'incrémental conductance (INC).

Dans cette partie de la thèse, on s'intéresse à la technique d'observation et perturbation pour trouver le point de puissance maximale.

II.7.3.2.1 Technique d'observation et perturbation (P&O):

C'est l'algorithme de poursuite du PPM le plus utilisé, et comme son nom l'indique il est basé sur la perturbation du système par l'augmentation ou la diminution de V_{ref} ou en agissant directement sur le rapport cyclique du convertisseur DC-DC, puis l'observation de l'effet sur la puissance de sortie du panneau. Si la valeur de la puissance actuelle $P(k)$ du panneau est supérieure à la valeur précédente $P(k-1)$ alors on garde la même direction de perturbation précédente sinon on inverse la perturbation du cycle précédent (Fig. II.30) [29].

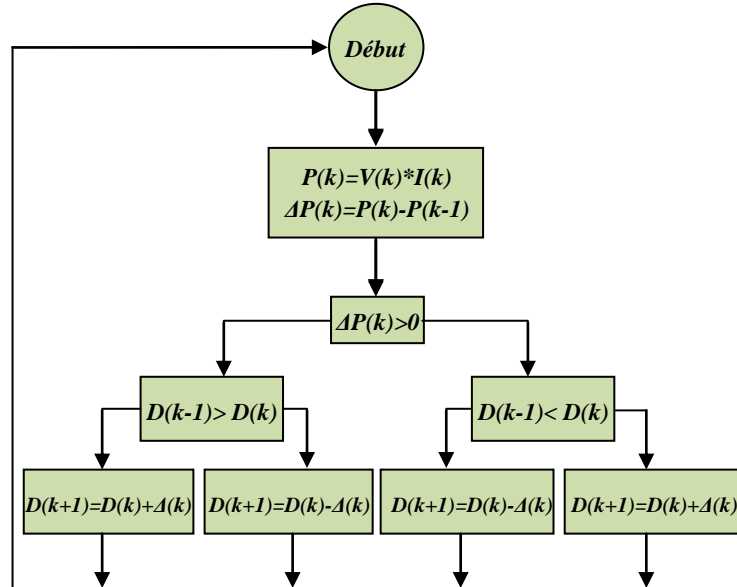


Fig.II.30 : Organigramme de l'algorithme perturbation et observation.

Avec cet algorithme la tension de fonctionnement V est perturbée à chaque cycle du MPPT. Dès que le MPP sera atteint, V oscillera autour de la tension idéale de fonctionnement, ceci cause une perte de puissance qui dépend de la largeur du pas d'une perturbation simple V_{mp} .

- Si la largeur du pas est grande, l'algorithme du MPPT répondra rapidement aux changements soudains des conditions de fonctionnement, mais les pertes seront accrues relativement aux conditions stables ou lentement changeantes.
- Si la largeur du pas est très petite les pertes dans les conditions de stabilité ou lentement changeantes seront réduites, mais le système ne pourra plus suivre les changements rapides de la température ou de l'insolation.

II.7.4 Résultats de simulation:

Nous avons choisi de varier l'irradiation E entre : $700W/m^2$, $800W/m^2$, $1000W/m^2$ et $600W/m^2$ (Fig.II.31), on remarque que la tension et la puissance du générateur photovoltaïque varient avec la variation de l'irradiation (Fig.II.32 et Fig.II.33).

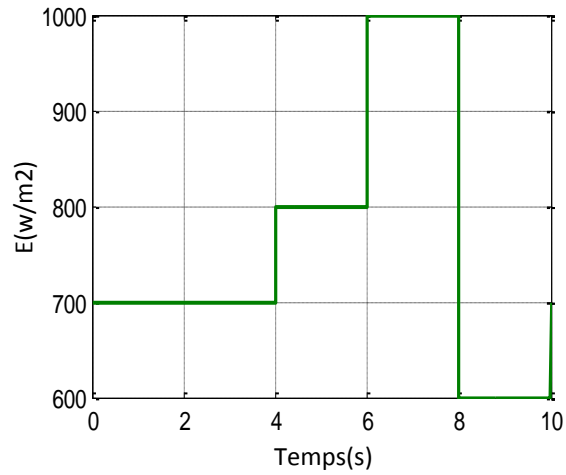


Fig.II.31 : L'irradiation solaire.

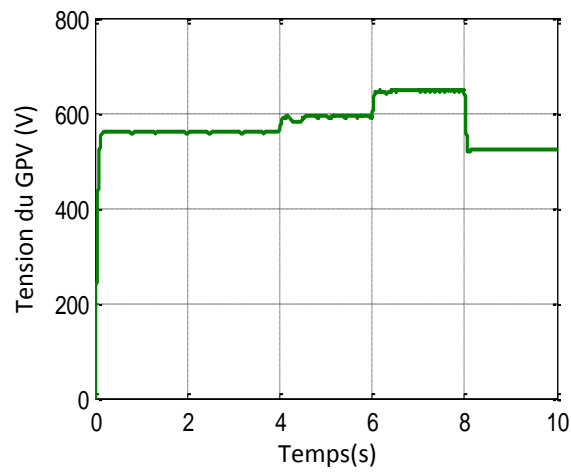


Fig.II.32 : La tension du générateur photovoltaïque.

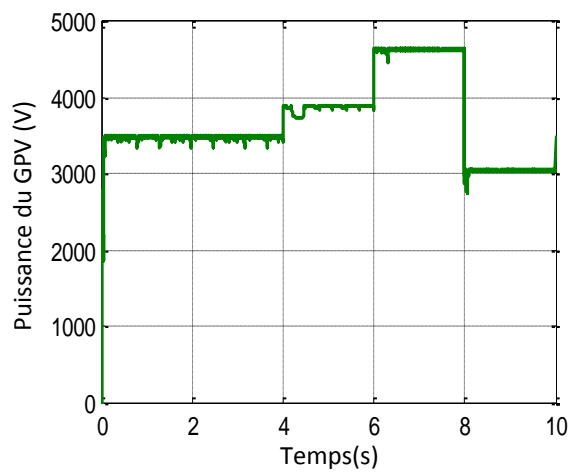


Fig.II.33: La puissance du générateur photovoltaïque.

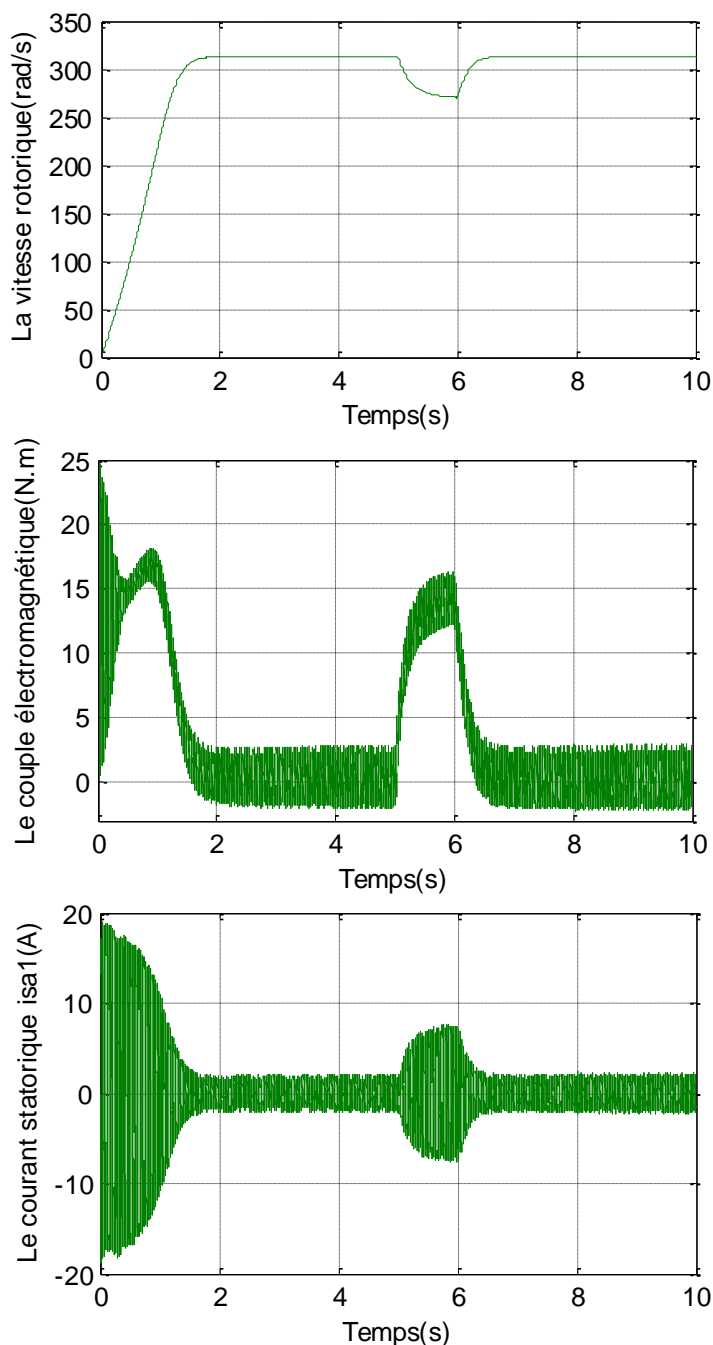


Fig.II.34: Performance de la conduite de la MASDE alimentée par un GPV avec l'application d'un C_r entre 5s et 6s.

II.8 Conclusion:

Ce chapitre a été consacré à l'alimentation de la MASDE à travers l'ensemble : réseau électrique_redresseur_filtre_onduleurs multiniveaux. Deux stratégies de commande ont été appliquées pour commander les onduleurs de tension à savoir : la MLI_ST et la MLI vectorielle (SVM). Dans la deuxième partie de ce chapitre, on a opté pour l'alimentation de la machine par l'intermédiaire d'un panneau solaire photovoltaïque commandé par la technique

MPPT dans le but des applications où l'accès au réseau électrique est difficile comme les systèmes de pompage de l'eau dans les régions sahariennes. Les résultats de simulation obtenus montrent les bonnes performances de l'étude proposée et les techniques utilisées.

CHAPITRE III

**Commande Directe de
Puissance DPC**

Chapitre III

Commande Directe de Puissance DPC

III.1 Introduction:

Le contrôle du redresseur MLI peut être considéré comme un problème dual avec la commande d'un onduleur MLI. Plusieurs stratégies de contrôle ont été proposées dans les travaux récents pour ce type de convertisseur MLI telles que : la commande par orientation de la tension VOC et la commande par orientation du flux virtuel VFOC, la commande directe de puissance DPC et la commande directe de puissance basée sur l'estimation de flux virtuel DPC-VF. Bien que ces stratégies de contrôle puissent atteindre le même but global, tel que un facteur de puissance élevé et un courant de forme sinusoïdale, mais leurs principes diffèrent [31].

Les commandes directes de puissance DPC et DPC-VF, sont basées sur le contrôle instantané des puissances active et réactive. Dans cette technique de commande il n'y a ni boucle interne de contrôle de courant ni bloc de modulation, dans ce cas les états des interrupteurs du redresseur sont sélectionnés à partir d'une table de commutation basée sur les erreurs instantanées entre les puissances : active et réactive estimées et leurs valeurs de références [32].

Dans ce chapitre nous nous intéressons à la commande directe de puissance pour le contrôle du redresseur triphasé à MLI. On va tout d'abord modéliser le redresseur MLI triphasé, ensuite nous appliquerons deux stratégies de commande à savoir la DPC et la DPC-VF. L'amélioration de la DPC par la modulation vectorielle (DPC_SVM) sera l'objet de la troisième partie de ce chapitre. Le chapitre sera finalisé par des résultats de simulation avec interprétations et conclusion.

III.2 Structure du redresseur triphasé à MLI:

La présence des harmoniques dans le réseau électrique, appelée également pollution harmonique, est l'un des phénomènes importants entraînant la dégradation de la qualité de l'énergie, plus particulièrement la déformation ou la distorsion de l'onde de tension [33].

Une des solutions intéressantes pour la réduction des harmoniques est l'utilisation d'un redresseur MLI. Deux types de redresseur MLI peuvent être utilisés, le redresseur MLI de courant et le redresseur MLI de tension. Ici, on s'intéresse au redresseur MLI triphasé de tension.

III.2.1 Redresseur MLI triphasé de tension:

Dans cette structure (Fig.III.1), la source alternative triphasée associée au filtre RL se comporte comme un générateur de courant, et la source continue comme un générateur de tension. D'autre part, on ajoute à la sortie une capacité de filtrage pour rendre négligeable les ondulations de la tension redressée. Les semi-conducteurs utilisés sont des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture, tels que : les *GTO* et les *IGBT* [32].

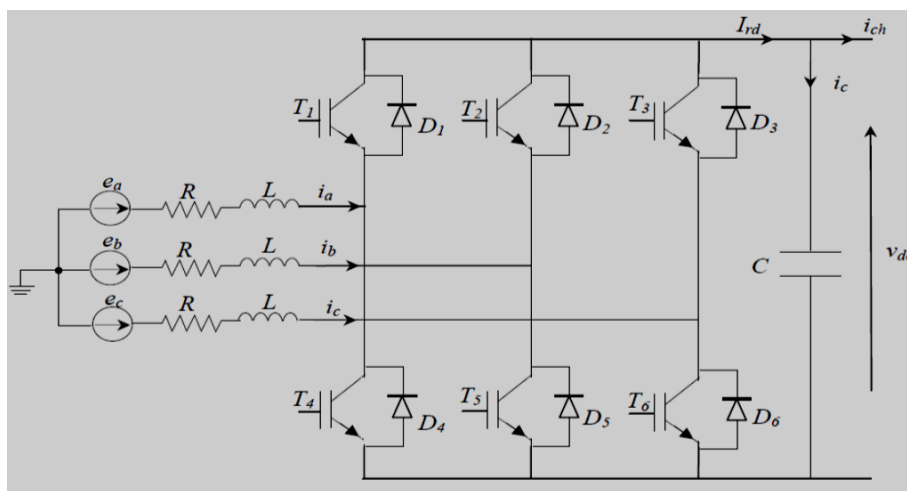


Fig.III.1: Redresseur MLI de tension.

Le redresseur MLI permet d'obtenir:

- Un flux de puissance bidirectionnel ;
- Un courant de source proche d'une sinusoïde ;
- Un facteur de puissance unitaire ;
- Un faible THD < 5%.
- Un ajustement et une stabilité de la tension (courant) continu(e).

III.3 Techniques de commande du redresseur MLI triphasé:

Au fil des années, des stratégies variantes ont été proposées dans la littérature pour la commande du redresseur de tension triphasé à MLI. Toutes ces stratégies visent à atteindre les mêmes objectifs, à savoir : un facteur de puissance élevé (proche de l'unité) et une forme d'onde quasi-sinusoïdale des courants absorbés. Elles se différencient par la nature de la

boucle d'asservissement utilisée. Cette dernière peut être en courant ou en puissance. A cet effet, deux classes peuvent être distinguées [33]:

- **VOC (Voltage Oriented Control)** : utilisant une boucle de courant, développé par analogie avec la commande vectorielle des machines électriques. Elle consiste à orienter le vecteur courant dans la même direction que celle du vecteur tension, en contrôlant le vecteur courant dans les deux axes tournants d et q . Cette technique permet d'obtenir un contrôle découplé des deux composantes du vecteur courant.
- **DPC (Direct Power Control)** : développé par analogie avec le contrôle direct de couple (DTC) des moteurs à induction. Elle consiste à contrôler les puissances instantanées, active et réactive, à la place du couple et du flux par le biais de deux boucles internes.

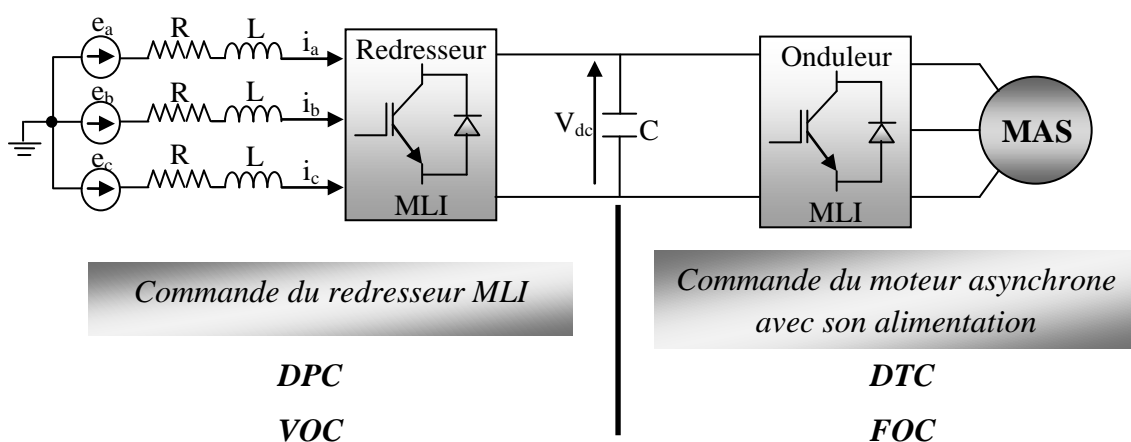


Fig.III.2: Commande du redresseur MLI et du MAS avec son alimentation.

Les nouvelles techniques de contrôle des redresseurs MLI sans capteurs de tension de lignes, peuvent être généralement classifiées en deux classes [32] (Fig.III.3):

- Techniques basées sur l'estimation de la tension.
- Techniques basées sur l'estimation du flux virtuel.

Les méthodes basées sur la tension de ligne estimée et celles basées sur le flux virtuel estimé correspondent par analogie au contrôle des machines à courant alternatif.

Dans ce travail on s'intéresse aux deux stratégies de contrôle: *DPC* et *DPC-VF*.

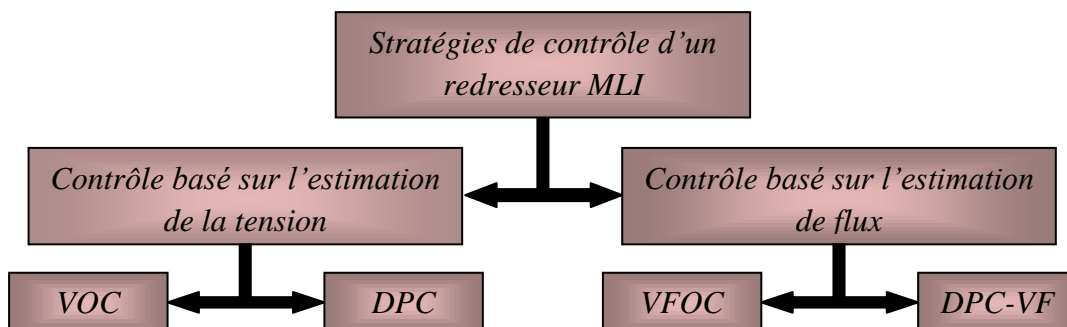


Fig.III.3: Classification des méthodes de contrôle d'un redresseur MLI.

III.4 Commande directe de puissance DPC:

L'idée principale de la commande directe de puissance (DPC) proposée initialement par *Ohnishi* en 1991 [34] et développée ensuite par *Noguchi* en 1998 [35] est similaire à la commande directe du couple (DTC) des machines à inductions. Au lieu du flux et du couple, les puissances active (p) et réactive (q) instantanées sont contrôlées.

III.4.1 Commande directe de puissance basée sur l'estimation de la tension:

La configuration globale de la commande directe de puissance sans capteur de tension pour un redresseur MLI triphasé est montrée dans la figure (Fig.III.4). La DPC consiste à sélectionner un vecteur de commande (S_a, S_b, S_c) à partir d'une table de commutation. Cette dernière est fondée sur les erreurs numérisées S_p, S_q des puissances active et réactive instantanées (erreurs entre les puissances active et réactive estimés et celles de référence), fournies par les régulateurs à hystérésis à deux niveaux, aussi bien que sur la position angulaire du vecteur tension estimé. En fonction de la valeur de position, le plan (α - β) est divisé en douze secteurs où on doit associer à chaque secteur un état logique du redresseur. La référence de la puissance active est obtenue par la régulation de la tension continue, en utilisant un régulateur PI. Tandis que pour assurer un facteur de puissance unitaire un contrôle de la puissance réactive à zéro est effectué [33] [35].

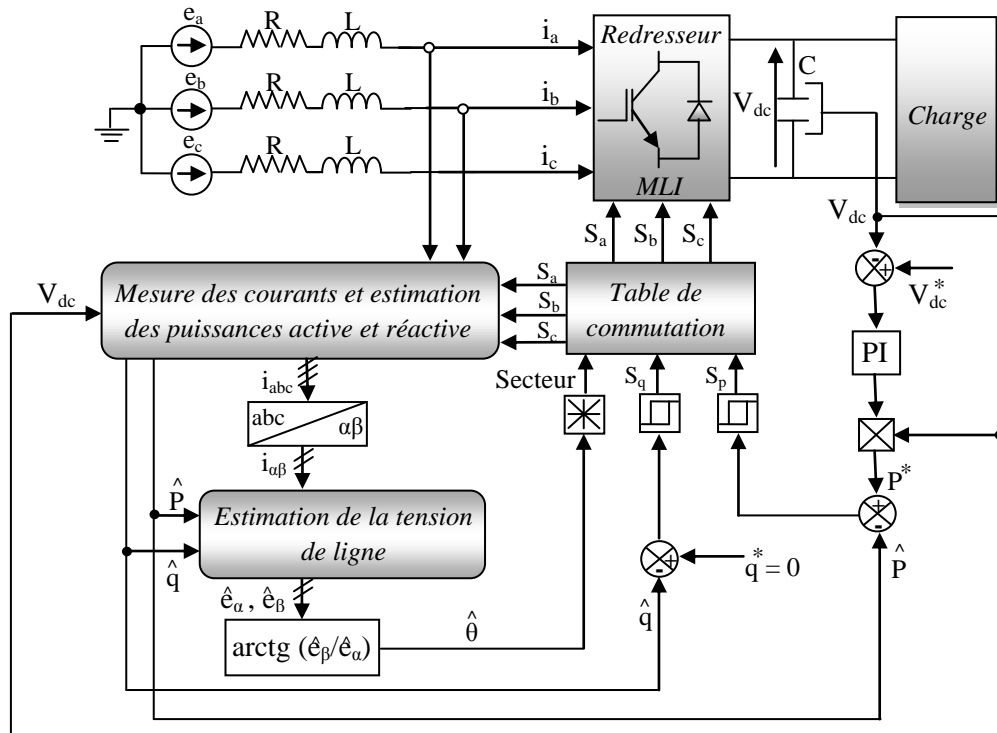


Fig.III.4: Schéma bloc de la commande directe de puissance d'un redresseur à MLI.

III.4.1.1 Estimation des puissances instantanées et de la tension du réseau:

Pour un système triphasé, la puissance active instantanée est définie par le produit scalaire des courants et des tensions de ligne. La puissance réactive est définie par le module de leur produit vectoriel [36]. Ces puissances sont exprimées respectivement par les relations [33]:

$$P = i^T \cdot e = [i_a \quad i_b \quad i_c] \cdot \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = i_a \cdot e_a + i_b \cdot e_b + i_c \cdot e_c \quad (\text{III.1})$$

$$q = \|i \times e\| \quad (\text{III.2})$$

$$i \times e = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ i_a & i_b & i_c \\ e_a & e_b & e_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

$$i \times e = (i_a \cdot e_c - i_c \cdot e_b) \vec{i} - (i_a \cdot e_c - i_c \cdot e_a) \vec{j} + (i_a \cdot e_b - i_b \cdot e_a) \vec{k} \quad (\text{III.4})$$

Tenant compte des relations suivantes:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{III.5})$$

$$e_a = \frac{1}{3}(e_{ab} - e_{ca}), e_b = \frac{1}{3}(e_{bc} - e_{ab}), e_c = \frac{1}{3}(e_{ca} - e_{bc}) \quad (\text{III.6})$$

Le produit vectoriel devient alors :

$$i \times e = \frac{1}{3}[(e_b - e_c)i_a + (e_c - e_a)i_b + (e_a - e_b)i_c](\vec{i} + \vec{j} + \vec{k}) \quad (\text{III.7})$$

Alors, la puissance réactive est exprimée par la formule ci-dessous:

$$q = \|i \times e\| = \frac{1}{\sqrt{3}}[(e_b - e_c)i_a + (e_c - e_a)i_b + (e_a - e_b)i_c] \quad (\text{III.8})$$

Les puissances instantanées active et réactive peuvent être estimées sans mesure des tensions du réseau. Les expressions permettant cette estimation sont basées sur la mesure des courants absorbés, la mesure de la tension du bus continu, et sur les états des interrupteurs. Elles sont données par [33], [35] et [36] comme suit:

$$\hat{P} = L \left[\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right] + V_{dc} (S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c) \quad (\text{III.9})$$

$$\hat{q} = \sqrt{3}L \left[\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right] - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} [S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)] \quad (\text{III.10})$$

Pour calculer la position du vecteur des tensions dans le plan α - β , les valeurs des composantes e_a et e_b peuvent être aussi estimées à partir des puissances instantanées et des courants absorbés, en utilisant la relation ci-après [33]:

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

III.4.1.2 Détermination des secteurs:

La connaissance du secteur de la tension estimée est nécessaire pour déterminer les états de commutation optimale. Pour cela, le plan α - β est divisé en 12 secteurs (*Fig.III.5*), ces derniers peuvent être déterminés par la relation suivante [32]:

$$(n-2)\frac{\pi}{6} < \gamma_n < (n-1)\frac{\pi}{6}, \quad n = 1, \dots, 12 \quad (\text{III.12})$$

Où: n est le numéro du secteur, est déterminé instantanément par la position de vecteur tension donnée par:

$$\hat{\theta} = \text{Arctg} \left(\frac{\hat{e}_\beta}{\hat{e}_\alpha} \right) \quad (\text{III.13})$$

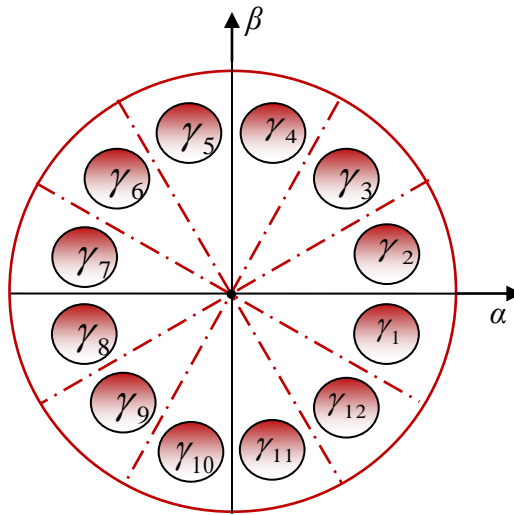


Fig.III.5: Plan (α , β) divisé en 12 secteurs.

III.4.1.3 Régulateur à hystérésis:

La grande simplicité de l'implémentation du comparateur à hystérésis à deux niveaux est un élément important dans le choix ce type de régulateur. De plus, les considérations énergétiques sur le convertisseur imposent un nombre restreint de commutations. Or, pour une même largeur d'hystérésis, le comparateur à deux niveaux nécessitera un nombre moins élevé de commutations. La largeur de la bande d'hystérésis a un effet considérable sur les performances du convertisseur (redresseur). En particulier, la distorsion de courant harmonique, la fréquence de commutation moyenne du convertisseur, la pulsation de la puissance et les pertes de commutation [37] [38]. Deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux pour la régulation des puissances active et réactive sont utilisés.

Les sorties des régulateurs à hystérésis données par les variables booléennes S_p et S_q , indiquent les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs des puissances suivant la logique ci-dessous [32]:

$$\begin{aligned}
 P_{ref} - \hat{P} > h_p &\Rightarrow S_p = 1 \\
 P_{ref} - \hat{P} < -h_p &\Rightarrow S_p = 0 \\
 q_{ref} - \hat{q} > h_q &\Rightarrow S_q = 1 \\
 q_{ref} - \hat{q} < -h_q &\Rightarrow S_q = 0
 \end{aligned}
 \tag{III.14}$$

Où: h_p et h_q sont les écarts des régulateurs à d’hystérésis à deux niveaux.

III.4.1.4 Table de commutation:

Une fois les sorties logiques des comparateurs à hystérésis S_p et S_q établies, et suivant le numéro du secteur γ_n où se trouve le vecteur $e_{\alpha\beta}$, le vecteur des tensions à appliquer à l’entrée du redresseur est sélectionné à partir de la table de commutation suivante:

S_p	S_q	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4	γ_5	γ_6	γ_7	γ_8	γ_9	γ_{10}	γ_{11}	γ_{12}
1	0	V_6	V_7	V_1	V_0	V_2	V_7	V_3	V_0	V_4	V_7	V_5	V_0
	1	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0
0	0	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
	1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1

Tableau III.1 : Table de commutation de La DPC.

Où: $V_1(100)$, $V_2(110)$, $V_3(010)$, $V_4(011)$, $V_5(001)$, $V_6(101)$, $V_0(000)$, $V_7(111)$.

III.4.1.5 Régulation de la tension continue:

La régulation de la tension continue est assurée par un régulateur classique de type PI afin de corriger l’erreur entre la tension continue mesurée (V_{dc}) et sa référence (V_{dc}^*). Le produit de la tension continue avec le courant continu de référence (la sortie du régulateur PI) donne la puissance active de référence (P^*). Le schéma bloc de régulation de la tension continue est présenté par la figure (Fig.III.6).

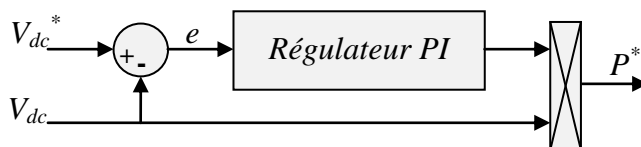


Fig.III.6: Bloc de régulation de la tension continue.

La fonction de transfert du régulateur PI est [39]:

$$R(s) = \frac{1 + K_p \cdot T_i \cdot s}{T_i \cdot s} \quad (\text{III.15})$$

$$\text{D'où : } 1/T_i = K_i \quad (\text{III.16})$$

Les gains : K_p et K_i sont calculés à partir des relations:

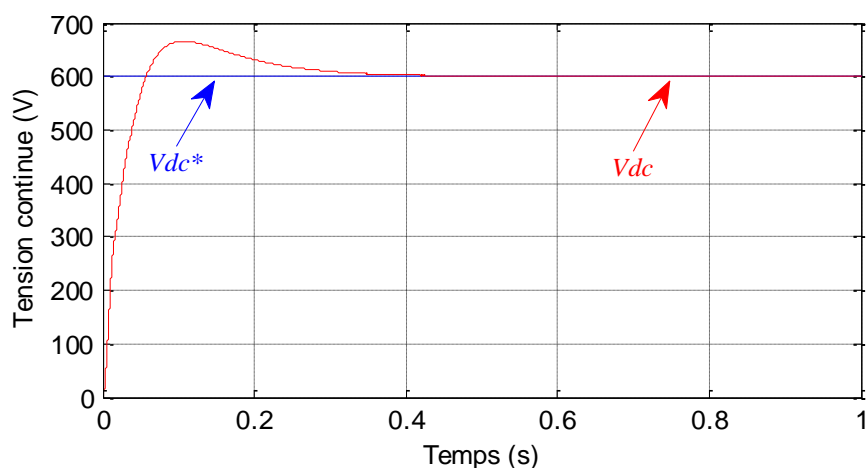
$$K_p \cdot T_i = \frac{R_{ch} \cdot C}{2}; \quad \frac{T_i}{R_{ch}} = \frac{1}{2\pi \cdot f_c} \quad (\text{III.17})$$

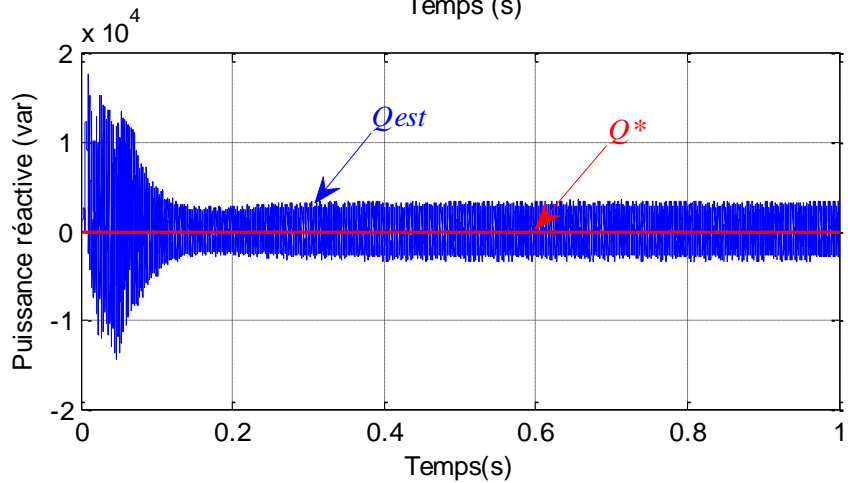
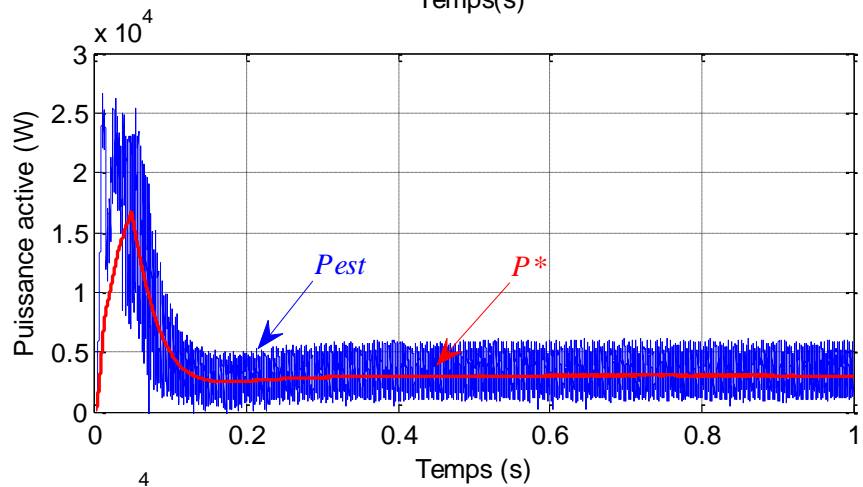
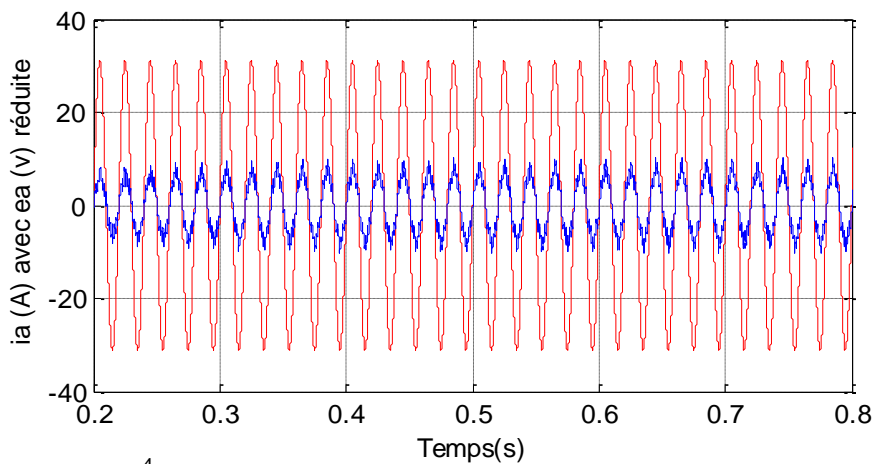
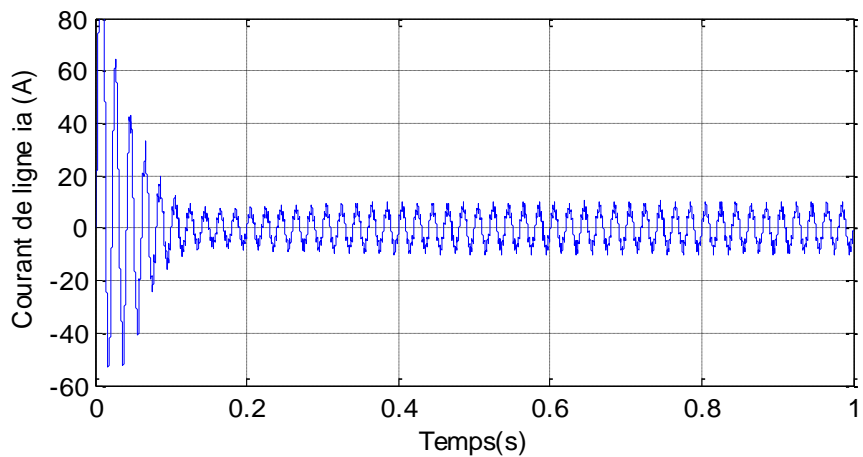
Où : f_c : est la fréquence de commutation.

III.4.1.6 Résultats de simulation:

Les résultats de simulation de la commande directe de puissance DPC d'un redresseur MLI sont obtenus en tenant compte les paramètres suivants:

- Les trois tensions de réseau e_a , e_b et e_c sont:
 - De même amplitude: $220 \cdot \sqrt{2} \text{ v}$.
 - De même fréquence: $f = 50 \text{ Hz}$.
 - D'un angle de déphasage: $\varnothing = 120^\circ$.
- La résistance de ligne: $R = 0.25 \Omega$.
- L'inductance de ligne: $L = 10 \text{ mH}$.
- La capacité du condensateur: $C = 5 \text{ mF}$.
- La résistance de la charge: $R_{ch} = 100 \Omega$.





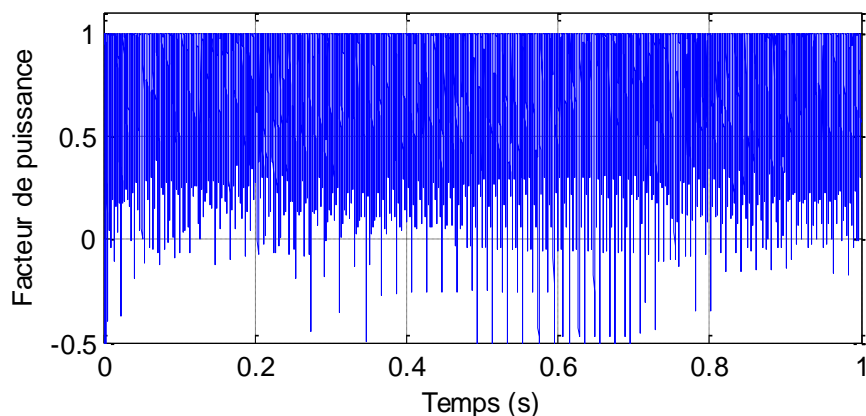


Fig.III.7: Performances de la DPC d'un redresseur MLI.

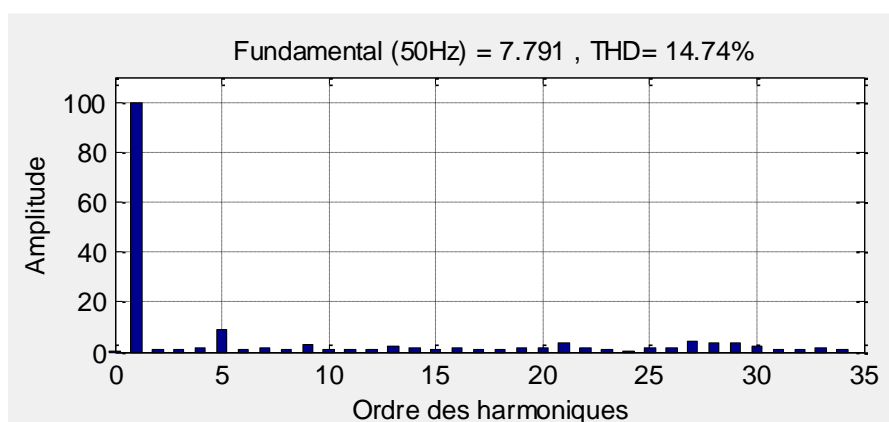


Fig.III.8: Spectre harmonique du courant de ligne.

Les résultats de simulation obtenus montrent bien la validité de la commande directe de puissance appliquée à un redresseur triphasé à MLI pour un facteur de puissance unitaire ($Q=0$).

La tension continue suit sa référence avec un petit dépassement en régime dynamique. La tension et le courant du réseau sont en phase, ça signifie que le facteur de puissance égale à 1. Les puissances active et réactive suivent leurs références avec la présence de certaines oscillations autour. L'analyse spectrale du courant de ligne montre que les formes d'ondes sont distordus et possèdent un taux de distorsion harmonique inadmissible ($THD=14,74\%$).

III.4.2 Commande directe de puissance basée sur l'estimation de flux virtuel:

Dans cette section on s'intéresse à la commande directe de puissance basée sur le flux virtuel (DPC_VF). Cette stratégie de contrôle qui est utilisée à la place de la commande basée sur l'estimation de la tension, permet d'obtenir un faible THD tout en gardant l'avantage d'une commande sans capteur de tension de ligne [31] [32].

La configuration globale de la commande directe de puissance sans capteur de tension basée sur l'estimation du flux virtuel est montrée sur la figure (Fig.III.9). Cette technique consiste à sélectionner un vecteur de commande à partir d'une table de commutation. Cette dernière est basée sur les erreurs numérisée S_p , S_q des puissances active et réactive instantanées, aussi bien que sur la position angulaire du flux estimé dans le plan (α - β) qui est divisé en douze secteurs.

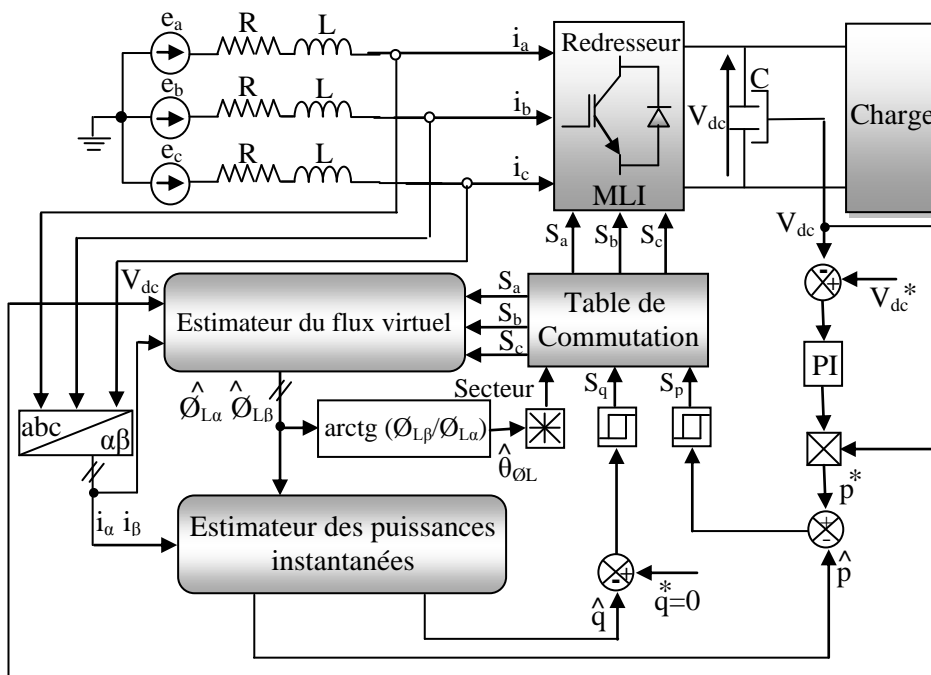


Fig.III.9: Schéma bloc de la DPC basée sur l'estimation de flux virtuel.

III.4.2.1 Estimation du flux virtuel:

La tension de ligne imposée en combinaison avec l'inductance de connexion de ligne peut être assimilée à un modèle d'un moteur à courant alternatif virtuel comme il est présenté dans la figure ci-dessous [31] [32]:

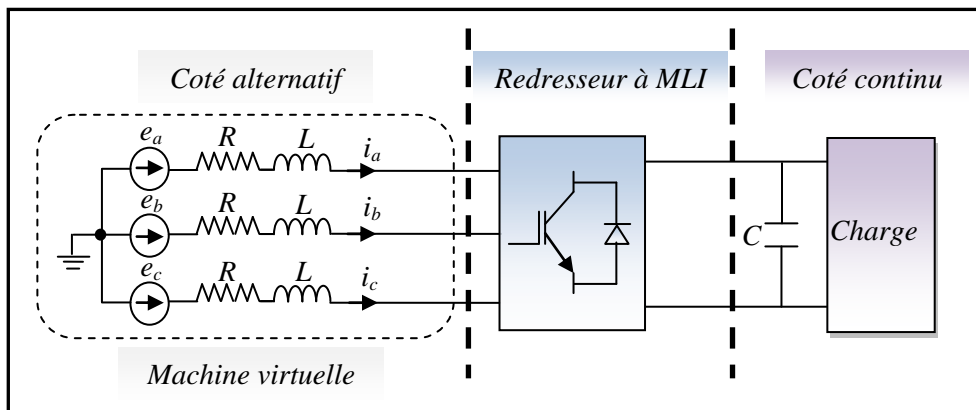


Fig.III.10: Analogie entre le côté alternatif du redresseur PWM et le stator d'un moteur virtuel à courant alternatif.

Ainsi, R et L présentent respectivement la résistance statorique et l'inductance de fuite du moteur virtuel et les tensions entre ligne : e_a, e_b, e_c sont induites par un flux d'entrefer virtuel. Autrement dit, l'intégration de la tension de ligne donne le vecteur flux virtuel $\bar{\phi}_L$, dans le repère stationnaire (α, β) (Fig.III.11) [31] [32].

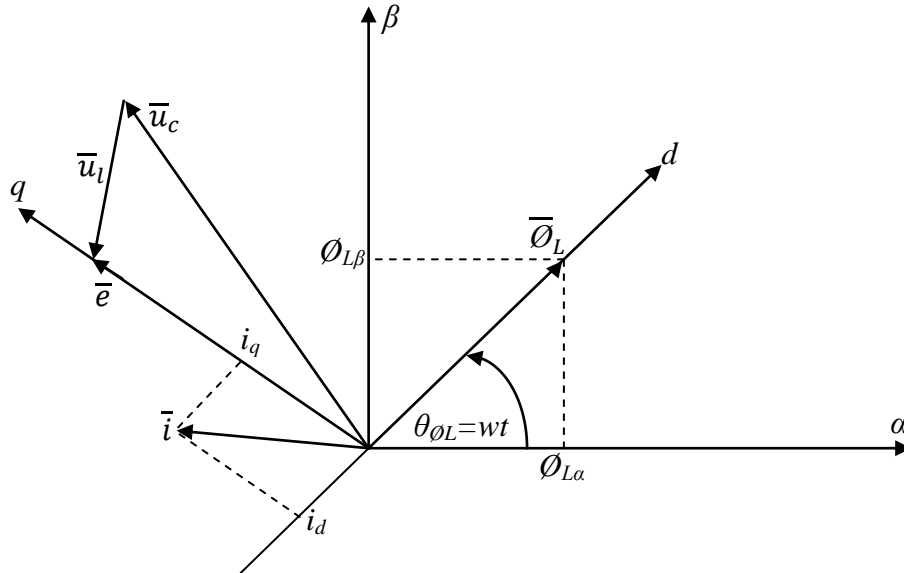


Fig.III.11: Vecteurs et coordonnées de références.

Où:

$\bar{\phi}_L$: Vecteur flux virtuel de ligne.

\bar{u}_c : Vecteur tension d'entrée du redresseur.

\bar{e} : Vecteur tension de ligne.

\bar{u}_l : Vecteur tension de l'inductance.

\bar{i} : Vecteur courant de ligne.

L'équation du flux virtuel peut être représentée sous la forme suivante [38]:

$$\bar{\phi}_L = \bar{\phi}_c + \bar{\phi}_l \tag{III.18}$$

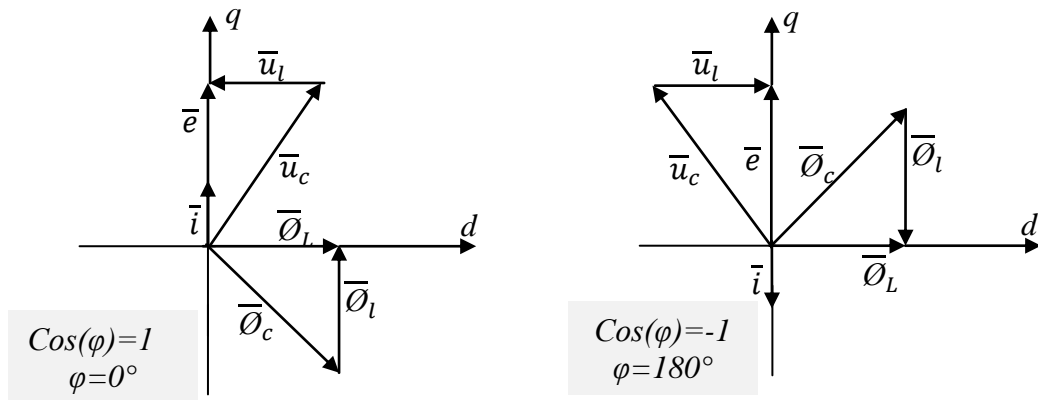


Fig.III.12: Relation entre la tension et le flux virtuel pour les deux directions du flux de puissance dans le redresseur MLI.

L'estimation de la tension d'entrée du redresseur à MLI est basée sur la tension continue (mesurée) et les états des interrupteurs S_a , S_b et S_c [31]:

$$u_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \quad (\text{III.19})$$

$$u_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} (S_b - S_c) \quad (\text{III.20})$$

Les composantes du flux virtuel $\bar{\phi}_L$ sont calculées à partir des relations suivantes:

$$\hat{\phi}_{L\alpha} = \int (u_{s\alpha} + L \frac{di_\alpha}{dt}) dt \quad (\text{III.21})$$

$$\hat{\phi}_{L\beta} = \int (u_{s\beta} + L \frac{di_\beta}{dt}) dt \quad (\text{III.22})$$

On peut écrire:

$$\hat{\phi}_{L\alpha} = L.i_\alpha + \int u_{s\alpha} dt \quad (\text{III.23})$$

$$\hat{\phi}_{L\beta} = L.i_\beta + \int u_{s\beta} dt \quad (\text{III.24})$$

III.4.2.2 Estimation de la puissance instantanée basée sur le flux virtuel:

L'approche basée sur le flux virtuel a été proposée par les auteurs pour améliorer la commande par orientation de tension (VOC). Dans ce cas, cette approche va être utilisée pour l'estimation des puissances active et réactive instantanée [32] [36].

On a:

$$\bar{\phi}_L = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{L\alpha} \\ \hat{\phi}_{L\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int e_\alpha \\ \int e_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

$$\bar{\phi}_c = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{s\alpha} \\ \hat{\phi}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int u_{s\alpha} \\ \int u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

L'équation de la tension peut s'écrire donc sous la forme suivante [32] [36]:

$$\bar{e} = R\bar{i} + \frac{d}{dt}(L\bar{i} + \bar{\phi}_c) \quad (\text{III.27})$$

En pratique, la résistance R peut être négligée, ce qui donne [32] [36]:

$$\bar{e} = \frac{d}{dt}(L\bar{i} + \bar{\phi}_c) \quad (\text{III.28})$$

En utilisant la notation complexe, les puissances instantanées peuvent être calculées comme suit [32] [36]:

$$p = \text{Re}(e.\bar{i}^*) \quad (\text{III.29})$$

$$q = \text{Im}(e.\bar{i}^*) \quad (\text{III.30})$$

Où : * indique le conjugué du vecteur courant de ligne.

La tension de ligne peut s'exprimer en fonction du flux virtuel comme suit [32] [36]:

$$\bar{e} = \frac{d}{dt} \bar{\phi}_L = \frac{d}{dt} (\phi_L e^{j\omega t}) = \frac{d\phi_L}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \phi_L e^{j\omega t} = \frac{d\phi_L}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \bar{\phi}_L \quad (\text{III.31})$$

Où : $\bar{\phi}_L$ indique le vecteur d'espace et ϕ_L son amplitude.

Dans le repère d - q , les composantes du flux virtuel sont représentées par la figure (Fig.III.11), et on a : $\bar{\phi}_L = \bar{\phi}_{Ld}$, la puissance active instantanée peut être calculée à partir des équations (III.29) et (III.31) comme suit [32] [36]:

$$\hat{p} = \frac{d\phi_{Ld}}{dt} i_d + \omega \phi_{Ld} i_q \quad (\text{III.32})$$

Pour un système de tension triphasé sinusoïdal et équilibré, l'équation (III.32) se réduit à [36]:

$$\frac{d\phi_{Ld}}{dt} = 0 \Rightarrow \hat{p} = \omega \phi_{Ld} i_q \quad (\text{III.33})$$

Ce qui signifie qu'uniquement la composante du courant orthogonal au vecteur flux $\bar{\phi}_L$ qui produit la puissance active instantanée. De même, la puissance réactive instantanée peut être calculée comme suit [32] [36]:

$$\hat{q} = -\frac{d\phi_{Ld}}{dt} i_q + \omega \phi_{Ld} i_d \quad (\text{III.34})$$

Et comme : $\frac{d\phi_{Ld}}{dt} = 0$

$$\hat{q} = \omega \phi_{Ld} i_d \quad (\text{III.35})$$

Cependant, Pour éviter le recours à la transformation vers le plan d - q , l'estimateur de puissance doit utiliser les grandeurs liées au stator, c à d dans le plan α - β .

À partir des équations: (III.29) (III.30) et (III.31), on peut écrire [32] [36]:

$$\bar{e} = \frac{d\phi_L}{dt} \Big|_{\alpha} + j \frac{d\phi_L}{dt} \Big|_{\beta} + j\omega(\phi_{L\alpha} + j\phi_{L\beta}) \quad (\text{III.36})$$

$$\bar{e} \cdot i^* = \left\{ \frac{d\phi_L}{dt} \Big|_{\alpha} + j \frac{d\phi_L}{dt} \Big|_{\beta} + j\omega(\phi_{L\alpha} + j\phi_{L\beta}) \right\} (i_{\alpha} - j i_{\beta}) \quad (\text{III.37})$$

Ce qui permet de donner [32] [36]:

$$\hat{p} = \frac{d\phi_L}{dt} \Big|_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + \frac{d\phi_L}{dt} \Big|_{\beta} \cdot i_{\beta} + \omega(\phi_{L\alpha} i_{\beta} - \phi_{L\beta} i_{\alpha}) \quad (\text{III.38})$$

$$\hat{q} = -\frac{d\phi_L}{dt} \Big|_{\alpha} \cdot i_{\beta} + \frac{d\phi_L}{dt} \Big|_{\beta} \cdot i_{\alpha} + \omega(\phi_{L\alpha} i_{\alpha} + \phi_{L\beta} i_{\beta}) \quad (\text{III.39})$$

Pour des tensions de ligne sinusoïdales et équilibrées, les dérivées du flux sont nulles. Les puissances active et réactive instantanées sont calculées comme suit [31] [36]:

$$\hat{p} = \omega(\phi_{L\alpha} i_{\beta} - \phi_{L\beta} i_{\alpha}) \quad (\text{III.40})$$

$$\hat{q} = w(\phi_{L\alpha}i_\alpha + \phi_{L\beta}i_\beta) \quad (\text{III.41})$$

III.4.2.3 Détermination des secteurs:

Le plan (α, β) est divisé en douze secteurs (*Fig.III.13*), ces secteurs peuvent être exprimés numériquement comme suit [32]:

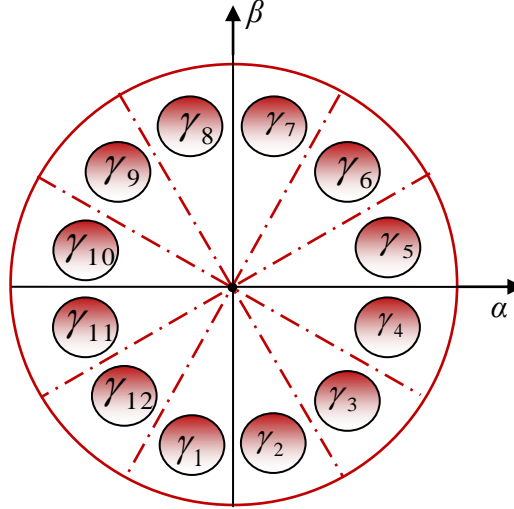


Fig.III.13: Plan (α, β) divisé en 12 secteurs pour la commande DPC-VF.

$$(n-5)\frac{\pi}{6} < \gamma_n < (n-4)\frac{\pi}{6} \quad (\text{III.42})$$

n : étant le numéro du secteur.

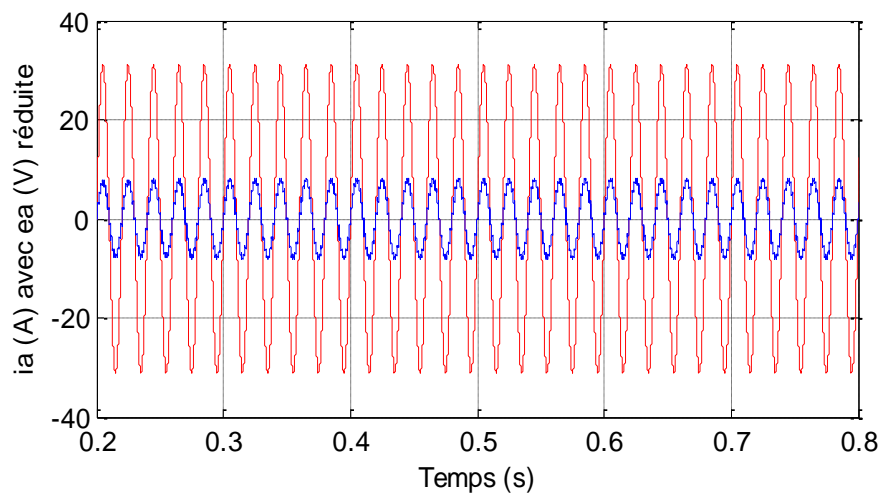
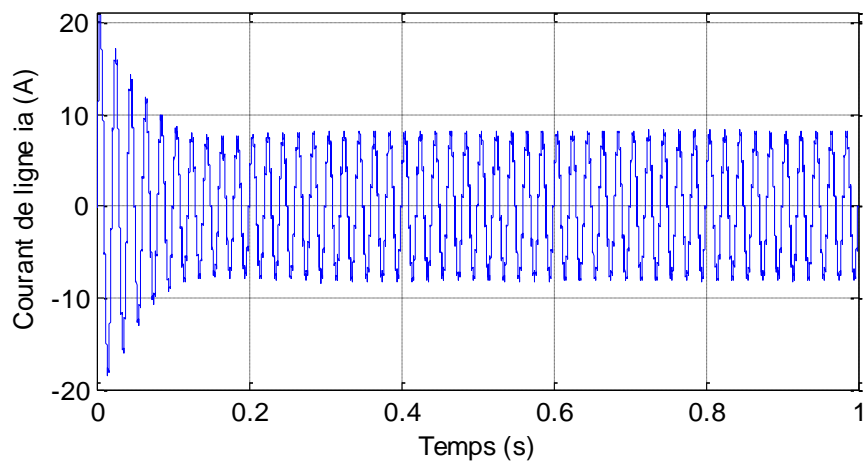
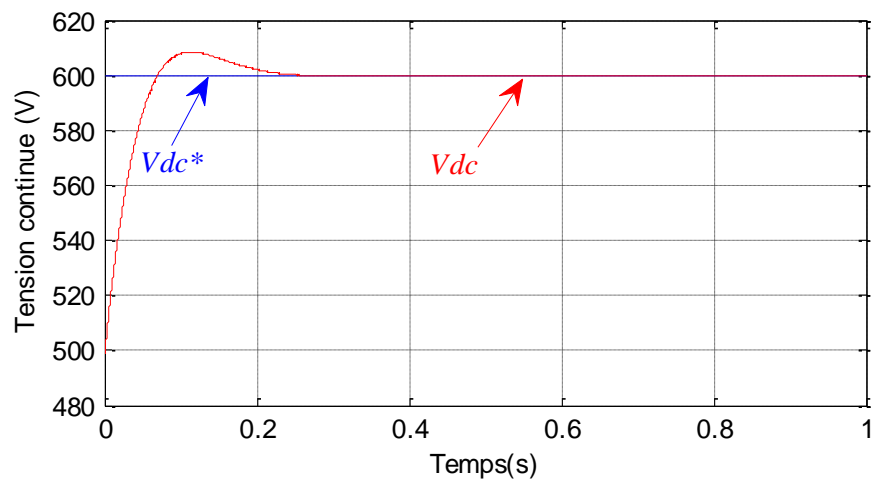
Le numéro du secteur est calculé instantanément selon la position du vecteur flux virtuel définie par:

$$\hat{\theta}_{\phi_L} = \arctan\left(\frac{\hat{\phi}_{L\beta}}{\hat{\phi}_{L\alpha}}\right) \quad (\text{III.43})$$

La synthèse des comparateurs à hystérésis, de la Table de commutation et du régulateur de la tension continue reste la même que dans le cas de la DPC basée sur l'estimation de la tension du réseau.

III.4.2.4 Résultats de simulation:

Les paramètres choisis pour la simulation de la commande DPC-VF sont les mêmes utilisés dans la commande DPC. Les résultats obtenus sont présentés par les figures ci-dessous:



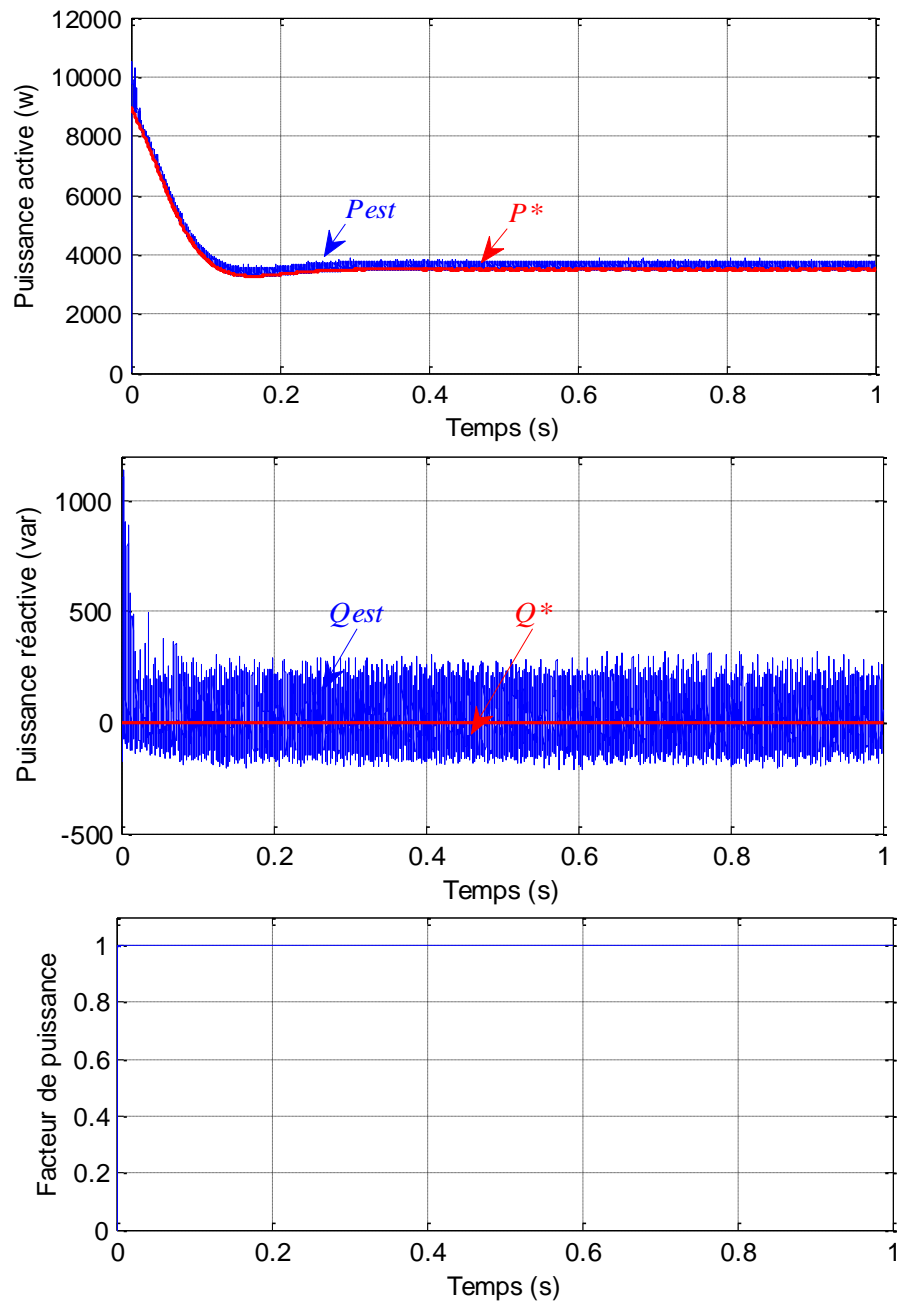


Fig.III.14: Performances de la DPC_VF d'un redresseur MLI.

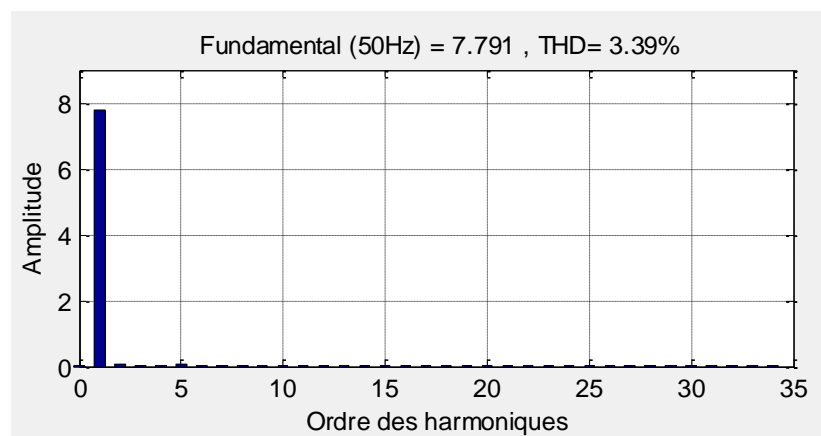


Fig.III.15: Spectre harmonique du courant de ligne.

III.4.2.5 Interprétations des résultats:

Les figures ci-dessus montrent les résultats de simulation du redresseur triphasé à MLI commandé par la technique DPC_VF sous un facteur de puissance unitaire et pour une charge résistive avec une alimentation purement sinusoïdale et équilibrée.

La tension continue atteint sa référence après 0.25 s. Le courant au démarrage est très élevé, il commence à diminuer lorsque la tension continue atteint sa valeur de référence (600 V). Ce type de fonctionnement est similaire au démarrage des moteurs asynchrone.

Les puissances active et réactive suivent leurs références avec moins de fluctuations par rapport au cas de la DPC classique.

Le courant de ligne est très proche de la sinusoïde avec un THD de 3.39% (inférieur à celui de la DPC classique qui est égal à 14.74%).

L'inconvénient majeur de la commande directe de puissance (DPC et DPC_VF) est que la fréquence de commutation n'est pas constante. Plusieurs techniques ont été utilisées pour remédier aux problèmes liés au fonctionnement à fréquence de commutation variable. La DPC_SVM est l'une des solutions qui nous permet de fixer la fréquence de commutation en utilisant un modulateur vectoriel (*Space Vector Modulation*). Ceci sera l'objet de la dernière partie de ce chapitre.

III.5 Amélioration de la DPC par la modulation vectorielle (DPC_SVM):

Pour éliminer les inconvénients de la DPC classique, un modulateur vectoriel a été introduit dans sa structure, on aura donc une nouvelle technique dite: Commande Directe de Puissance avec Modulation Vectorielle (DPC_SVM). Cette technique possède les avantages du SVM (fréquence de commutation constante, un faible THD du courant, une dynamique élevée, ...etc.) tout en gardant les caractéristiques de la DPC (structure simple et robuste, manque de la boucle interne de régulation du courant, ...etc.) [40].

Au lieu de comparateurs à hystérésis et de la table de commutation, deux régulateurs PI sont introduits dans la boucle interne de régulation. La puissance active de référence (P^*) est générée par le bloc de régulation de tension de bus continu. Pour Maintenir le facteur de puissance à l'unité, la puissance réactive de référence (Q^*) est mise à zéro. Ces valeurs sont comparées avec les puissances instantanées estimées : \hat{P} et \hat{Q} pour avoir l'erreur, et qui sera envoyé par la suite aux régulateurs PI. Les sorties de ces régulateurs sont introduits, après une transformation de coordonnées, dans le bloc de modulation vectorielle pour générer un meilleur état de commutation des interrupteurs du redresseur [40].

La structure de la DPC_VF avec modulation vectorielle (SVM) est donnée par la figure (Fig.III.16):

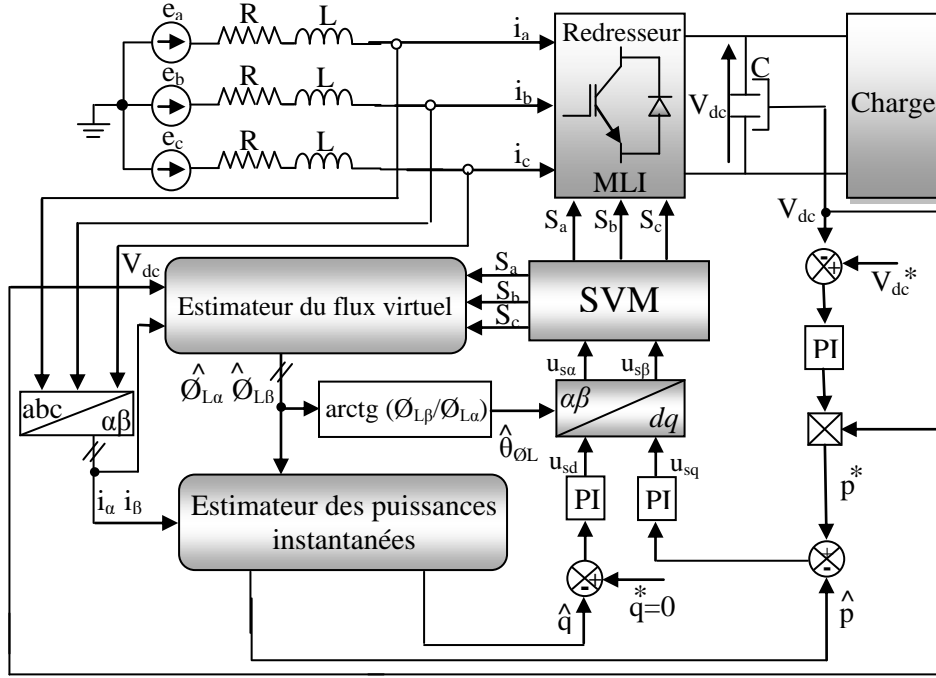


Fig.III.16: Schéma bloc de la DPC_VF_SVM.

III.5.1 Synthèse des régulateurs PI des puissances active et réactive:

Les coefficients des régulateurs PI de la puissance peuvent être calculés par un modèle simplifié du redresseur dans le repère (d, q) .

Le modèle dans le référentiel d, q est [32]:

$$\begin{cases} e_d = R.i_d + L. \frac{di_d}{dt} - \omega.L.i_q + u_{sd} \\ e_q = R.i_q + L. \frac{di_q}{dt} - \omega.L.i_d + u_{sq} \end{cases} \quad (III.44)$$

D'après la figure (Fig.III.11), le flux $\bar{\phi}_L$ est confondu sur l'axe (d) du repère (d, q) le déphasage du flux $\bar{\phi}_L$ et la tension \bar{e} est de $\frac{\pi}{2}$, on aura:

$$e_d = 0 \quad (III.45)$$

$$e_q = E = \sqrt{\frac{3}{2}} E_m \quad (III.46)$$

Et:

$$p = E.i_q \quad (III.47)$$

$$q = E.i_d \quad (III.48)$$

D'où l'équation (III.44) devient:

$$0 = R.i_d + L.\frac{di_d}{dt} - w.L.i_q + u_{sd} \quad (III.49)$$

$$E = R.i_q + L.\frac{di_q}{dt} - w.L.i_d + u_{sq} \quad (III.50)$$

Avec l'introduction des régulateurs PI des puissances, on obtient le schéma bloc suivant:

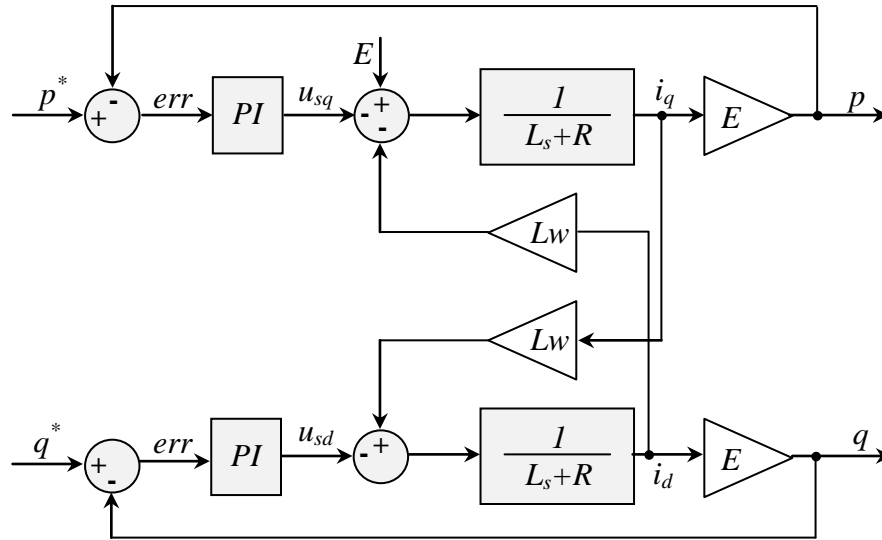


Fig.III.17: Schéma bloc de la boucle de régulation des puissances active et réactive.

Si on suppose que la puissance réactive est nulle, alors $i_d=0$, la boucle de régulation de la puissance active devient indépendante de la boucle de la puissance réactive (Fig.III.18) [32]:

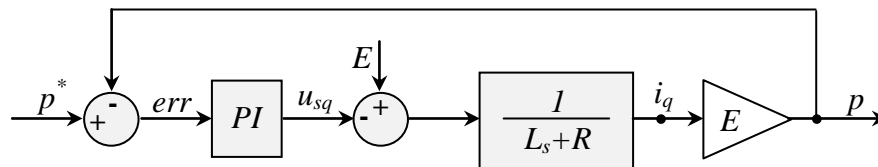


Fig.III.18: Boucle de régulation de la puissance active.

La tension de la ligne est considérée comme une perturbation constante et devra être compensée par la partie intégrale du correcteur PI. La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par [32]:

$$H(s) = \frac{E(k_p s + k_i)}{L.s^2 + (E.k_p + R)s + E.k_i} \quad (III.51)$$

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est donnée par:

$$F(s) = \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (III.52)$$

Par analogie entre les équations (III.51) et (III.52) on aura:

$$k_p = \frac{2 \cdot L \cdot \xi \cdot \omega_n - R}{E} \quad (\text{III.53})$$

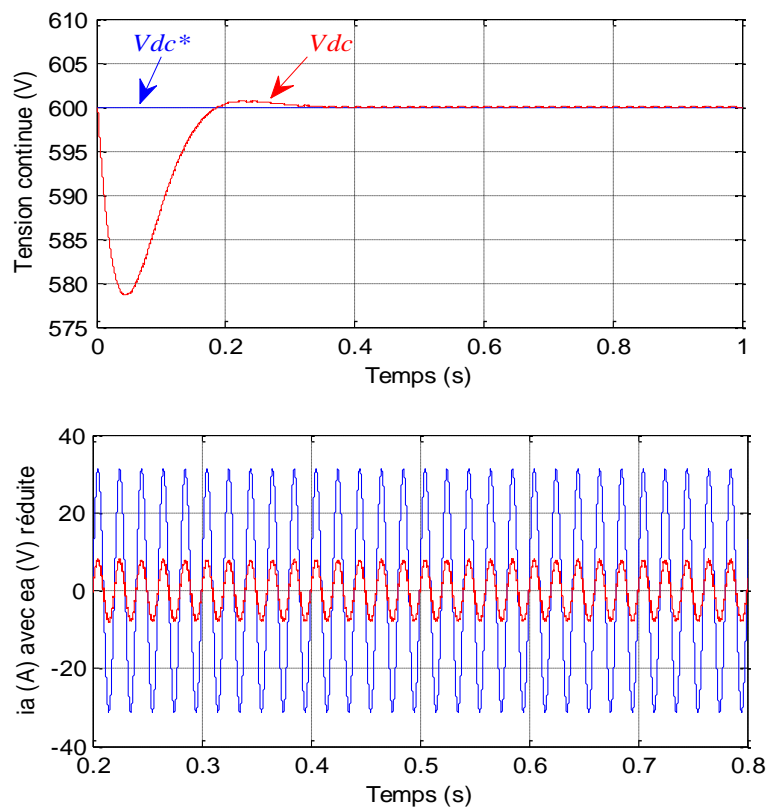
$$k_i = \frac{L \cdot \omega_n^2}{E} \quad (\text{III.54})$$

Les boucles de puissances instantanées étant similaires à celles de la commande *DPC_VF*. Il est à noter que les deux équations: (III.53) et (III.54) sont valables pour les deux régulateurs.

Le principe de la modulation vectorielle (SVM) a été bien détaillé dans le deuxième chapitre de cette thèse.

III.5.2 Résultats de simulation:

Les paramètres choisis pour la simulation de *DPC_VF_SVM* sont identiques à ceux de la commande *DPC_VF*. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés dans les figures ci-après:



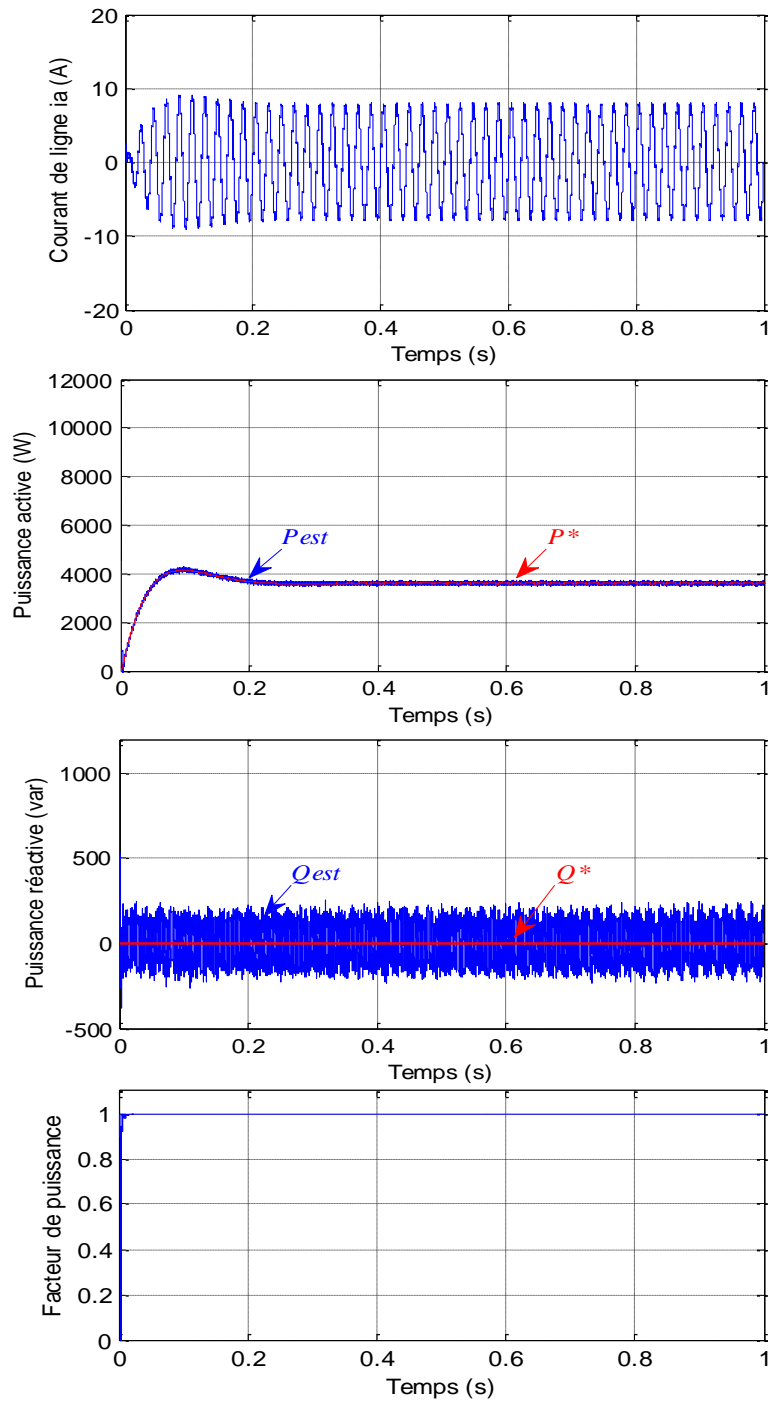


Fig.III.19: Performances de la DPC_VF_SVM d'un redresseur MLI.

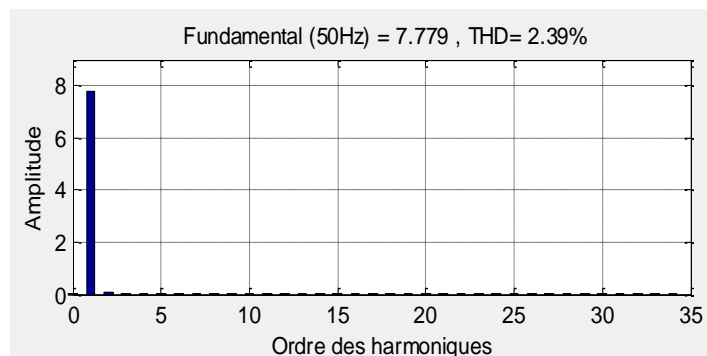


Fig.III.20: Spectre harmonique du courant de ligne.

III.5.3 Interprétation des résultats:

La tension continue suit bien sa référence avec un certain dépassement en régime transitoire. Le courant de ligne i_a est pratiquement sinusoïdal avec un faible taux de distorsion harmonique THD égal à : 2.39%. La tension et le courant de ligne sont en phase et le facteur de puissance est quasiment égal à un. Les ondulations des puissances active et réactive autour de leurs références sont réduites.

III.6 Tests de robustesse:

Pour tester la robustesse des techniques proposées (DPC, DPC_VF et DPC_VF_SVM) et afin de montrer leurs performances dynamiques, nous avons effectué trois tests de robustesse à savoir:

1. Un déséquilibre dans la tension du réseau (chute de 10%).
2. Une variation de la tension continue de référence.
3. Une variation de la charge (diminution de 50%).

Les résultats obtenus sont présentés dans les figures : (Fig.III.21), (Fig.III.22) et (Fig.III.23).

Dans le cas de la commande DPC qui est basée sur l'estimation des tensions, une chute de 10 % de la tension du réseau influe sur la qualité et la poursuite de la tension continue, sur la forme d'onde du courant de ligne et des puissances active et réactive qui présentent des ondulations (oscillations). Une légère perturbation a été enregistrée dans les deux autres cas (DPC_VF et DPC_VF_SVM) où la commande garde sa robustesse vis-à-vis cette perturbation.

Quand on fait varier la tension continue de référence de 600 V à 700 V, on remarque que la puissance active et le courant de ligne augmentent lorsque la tension continue atteint sa nouvelle référence, alors que la puissance réactive (sauf dans le cas de la DPC où on aura une perturbation lors du changement de consigne) et la tension continue restent asservies à leurs références. Ceci due à la bonne régulation de la tension continue par le régulateur PI.

Le troisième test de robustesse est la diminution de la résistance de charge de 50% de sa valeur à $t=0.5s$, une augmentation de la puissance active et du courant de ligne a été enregistrée. On remarque une grande influence au niveau de la tension continue et de la puissance réactive qui perd sa référence ($Q \neq 0$ et $\cos(\varphi) \neq 1$) dans le cas de la commande DPC, une légère influence dans le cas de la DPC_VF et presque aucune influence dans le cas de la DPC_VF_SVM.

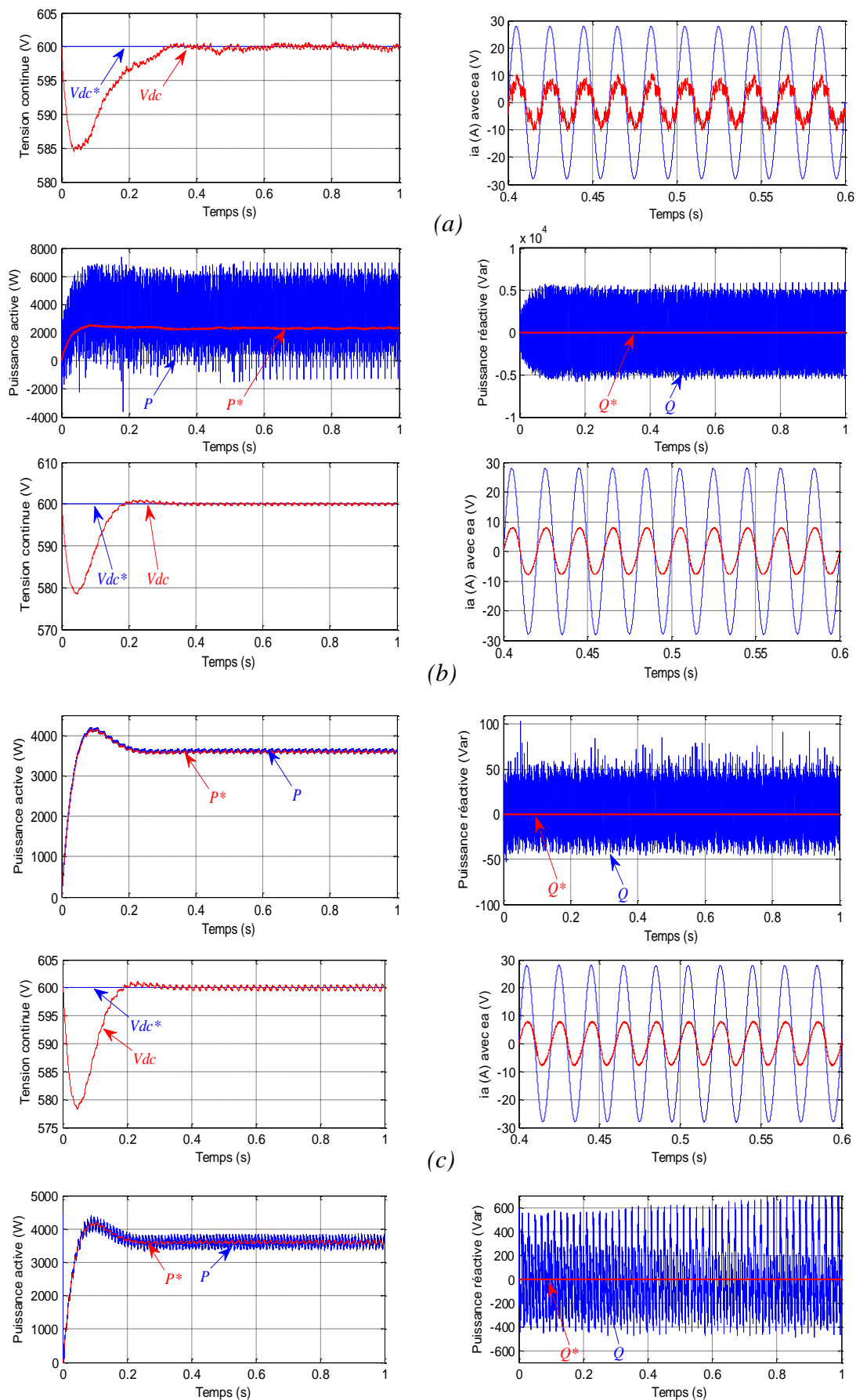


Fig.III.21: Performances de la commande directe de puissance lors d'une chute de 10% de la tension du réseau.

(a):DPC, (b):DPC_VF, (c):DPC_VF_SVM

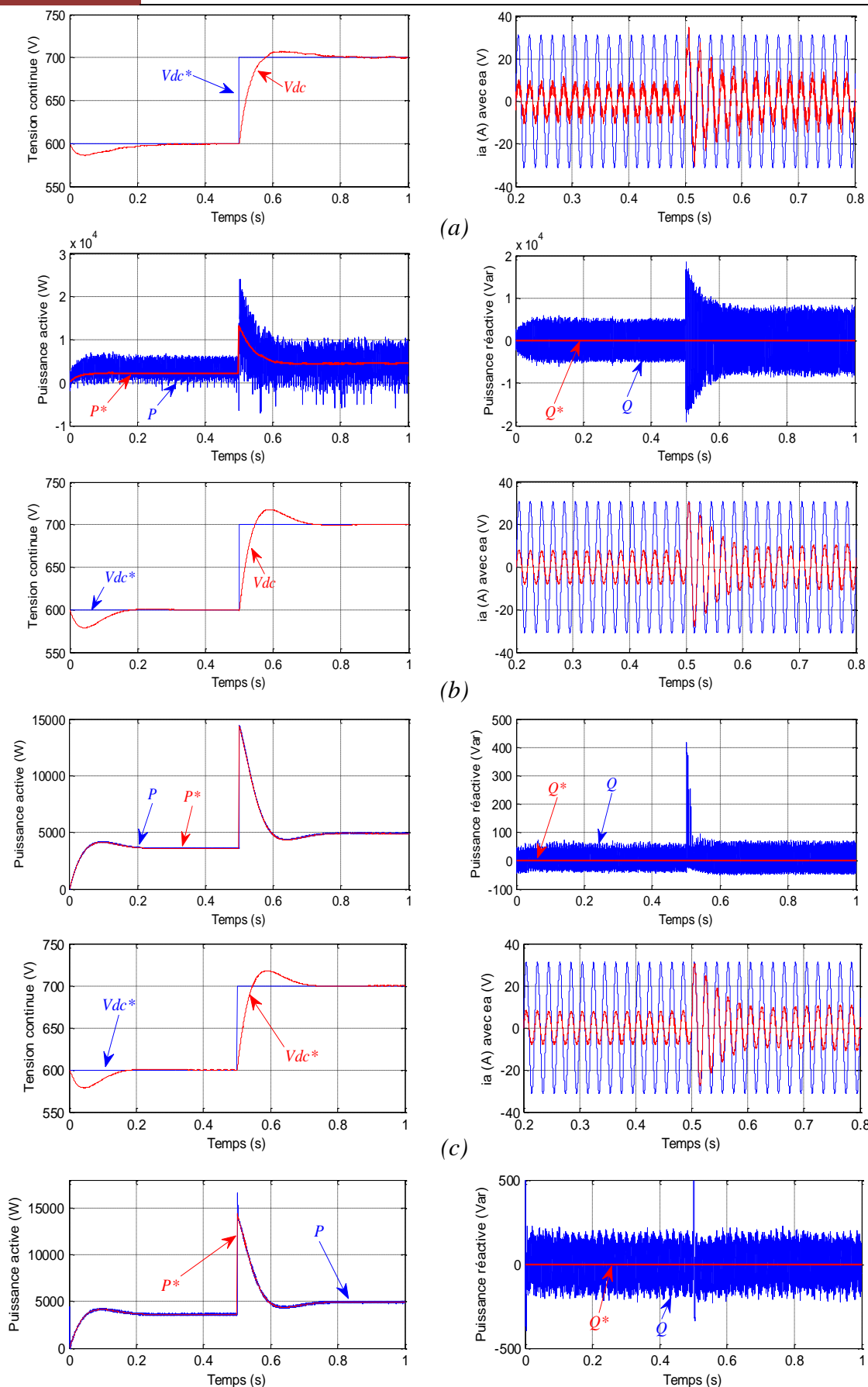


Fig.III.22: Performances de la commande directe de puissance lors d'une variation de la tension de référence de 600V à 700V à $t=0.5$ s.

(a):DPC, (b):DPC_VF, (c):DPC_VF_SVM

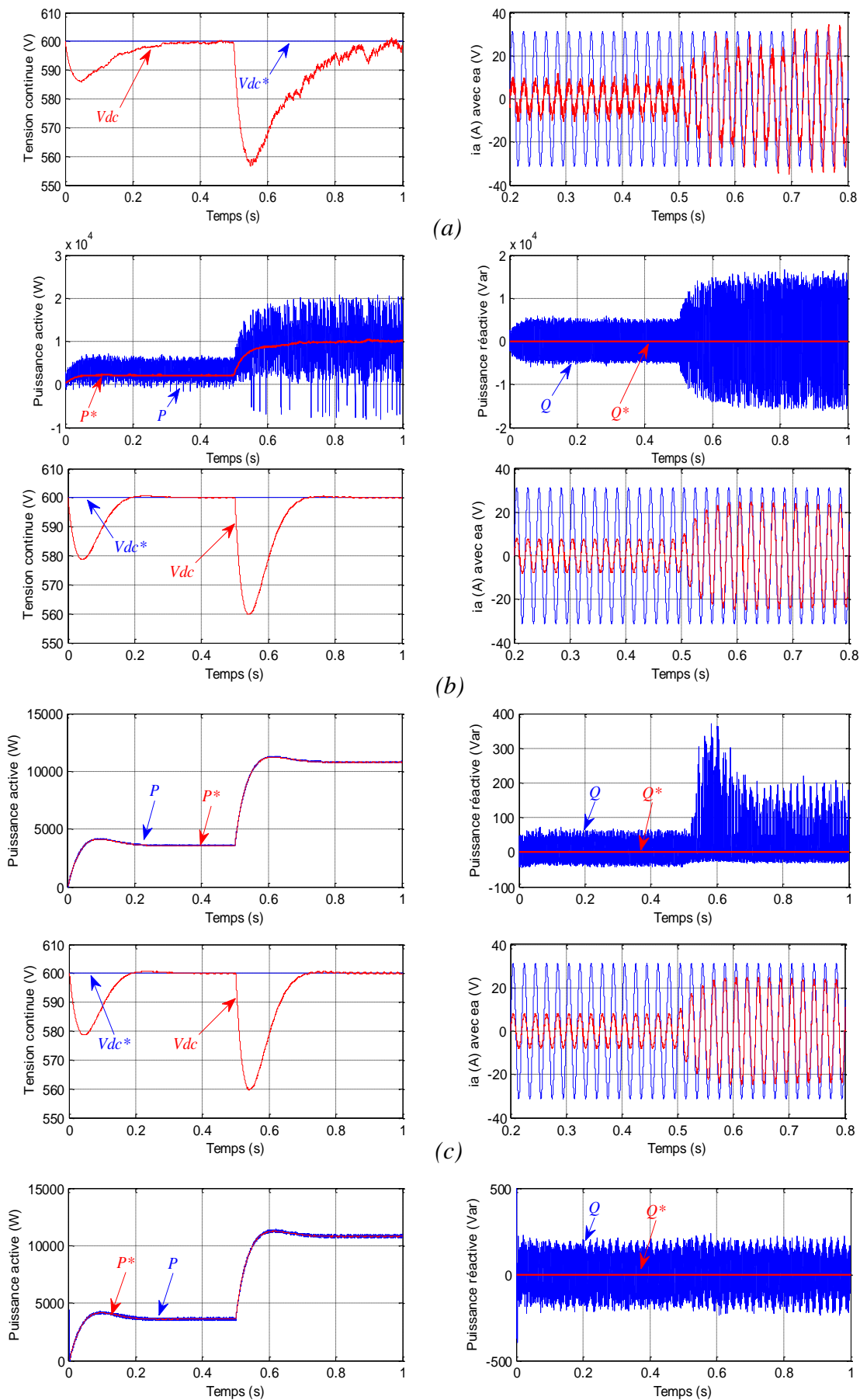


Fig.III.23: Performances de la commande directe de puissance lors d'une diminution de 50% de la charge à $t=0.5s$.

(a):DPC, (b):DPC_VF, (c):DPC_VF_SVM

Le tableau ci-dessous résume les principales différences entre les trois techniques étudiées:

<i>Commande</i> <i>Performance</i>	DPC	DPC_VF	DPC_VF_SVM
THD	Elevé	Faible	Très faible
Fréquence de commutation	Variable	Variable	Constante
Ondulations des P et Q	Elevé	Faible	Faible
Robustesse vis-à-vis la variation de la tension du réseau	Sensible	Robuste	Robuste
Robustesse vis-à-vis le changement de consigne de V_{dc}	Sensible	Robuste	Robuste
Robustesse vis-à-vis la variation de la charge	Sensible	moins sensible	Robuste
Facteur de puissance	Quasi unitaire	unitaire	unitaire

Tableau III.2: Comparaison entre les trois méthodes: DPC, DPC_VF et DPC_VF_SVM.

III.7 Conclusion:

Ce chapitre a été consacré à la commande directe de puissance du redresseur triphasé à MLI. Trois types de commande ont été appliqués à savoir : la commande directe de puissance basée sur l'estimation de la tension du réseau (DPC), la commande directe de puissance basée sur l'estimation du flux virtuel (DPC_VF) et la commande directe de puissance basée sur l'estimation du flux virtuel avec modulation vectorielle (DPC_VF_SVM) pour le but d'obtenir un facteur de puissance unitaire et un taux de distorsion harmonique faible.

La commande directe de puissance basée sur l'estimation du flux virtuel avec modulation vectorielle (DPC_VF_SVM) présente des performances meilleures que celle présentés par la DPC et la DPC_VF en termes de robustesse vis-à-vis les diverses perturbation, en plus elle nous permet d'avoir un courant de ligne plus proche de la sinusoïde (un faible THD) et une fréquence de commutation constante.

CHAPITRE IV

**DTC_SVM Multiniveaux
de la MASDE**

Chapitre IV

DTC_SVM Multiniveaux de la MASDE

IV.1 Introduction:

Les structures de contrôle direct du couple des machines sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980, par les deux chercheurs *M. TAKAHACHI* et *I. DEPENDORK* comme concurrentielle des méthodes classiques [41].

La commande directe du couple « DTC » consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion [42]. Cette technique implique un fonctionnement de l'onduleur à deux niveaux standard avec une fréquence de commande variable parfois élevée et incompatible avec des applications forte puissance du fait du niveau des pertes par commutation [43].

Dans le but de palier ces inconvénients, la plupart des études présentées dans la littérature ont été orientées vers la modification dans la méthode DTC classique par l'introduction d'un modulateur vectoriel. La technique MLI vectorielle (SVM) est employée pour appliquer un vecteur de tension avec une fréquence de commutation fixe. Le système de contrôle consiste à remplacer la table de commutation et les comparateurs à hystérésis par des régulateurs proportionnelle et intégrateur (PI) pour le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique [44].

Dans ce chapitre on va présenter en premier lieu la DTC classique d'un onduleur à deux niveaux puis à trois niveaux, on va opter par la suite à l'amélioration de la DTC classique par l'introduction d'un modulateur vectoriel (DTC_SVM), afin de réduire les oscillations du couple, de travailler avec une fréquence de commutation fixe et d'alimenter la machine avec une tension proche de la sinusoïde.

IV.2 Principe de la commande directe du couple:

La commande DTC d'une Machine Asynchrone à Double Etoile est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique [44].

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, en plus [45]:

- La stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine.
- L'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator).
- Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple.
- La mise en œuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (*Park*) dans des axes tournants.
- La DTC peut être classifiée parmi les stratégies de contrôle simples à faibles coûts de calcul.

IV.3 Réglage du flux statorique:

L'expression de flux statorique dans le référentiel lié au stator de la MASDE est obtenue par l'équation suivante [42]:

$$\overline{\phi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (IV.1)$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionné est toujours le même, d'où on peut écrire [42]:

$$\overline{\phi}_s(t) = \overline{\phi}_s(0) + \overline{V}_s t - \int_0^t R_s \overline{I}_s dt \quad (IV.2)$$

En négligeant le terme résistif, ce qui est une approximation raisonnable aux moyennes et hautes vitesses, la variation du vecteur flux statorique issue de l'application d'un vecteur V_s à la machine durant un temps court, $\Delta T = t_2 - t_1$, est donnée par [45]:

$$\overline{\phi}_s(t_2) \approx \overline{\phi}_s(t_1) + \overline{V}_s \Delta T \rightarrow \Delta \overline{\phi}_s = \overline{\phi}_s(t_2) - \overline{\phi}_s(t_1) \approx \overline{V}_s \Delta T \quad (IV.3)$$

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension imposé par l'onduleur de tension à la machine [42].

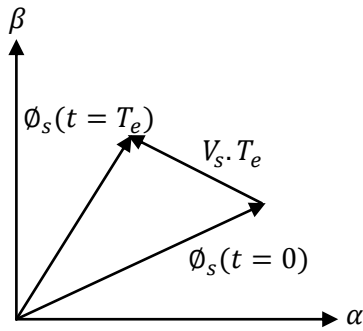


Fig.IV.1: Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.

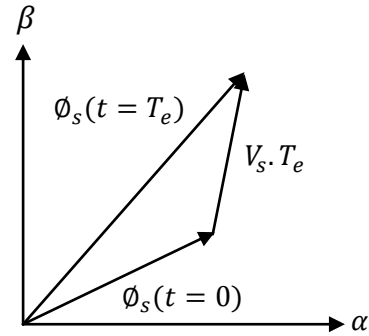


Fig.IV.2: Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique (*Fig.IV.1*) et (*Fig.IV.2*). Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage T_e , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la figure (*Fig.IV.3*) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence [42].

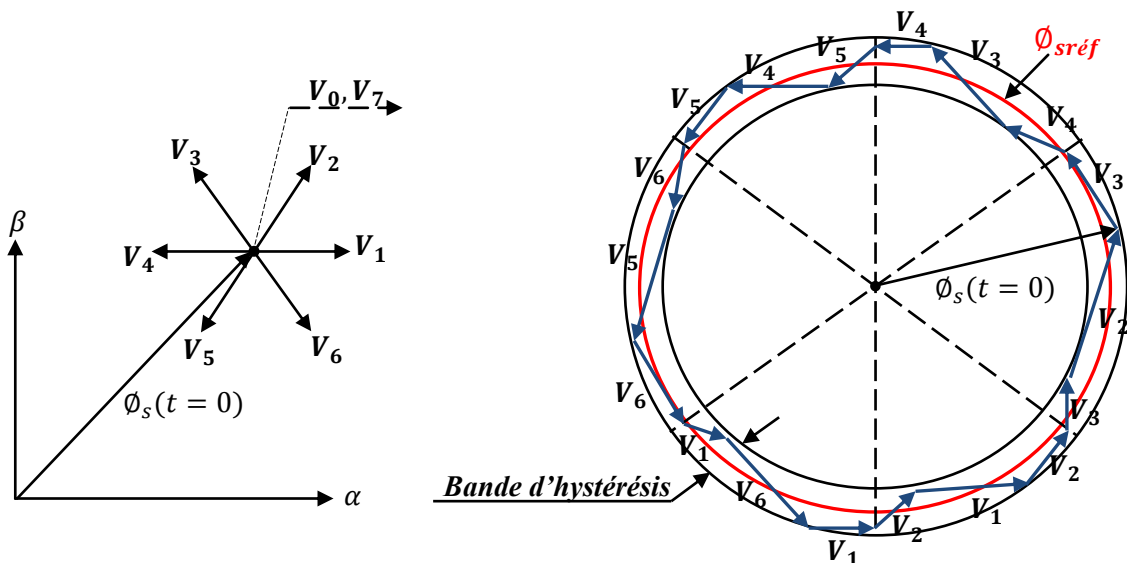


Fig.IV.3: Trajectoire du flux statorique.

La composante tangentielle du vecteur tension appliqué a pour effet de contrôler le couple, alors que la composante radiale agit sur l'amplitude du flux $\bar{\phi}_s$ (Fig.IV.4) [46].

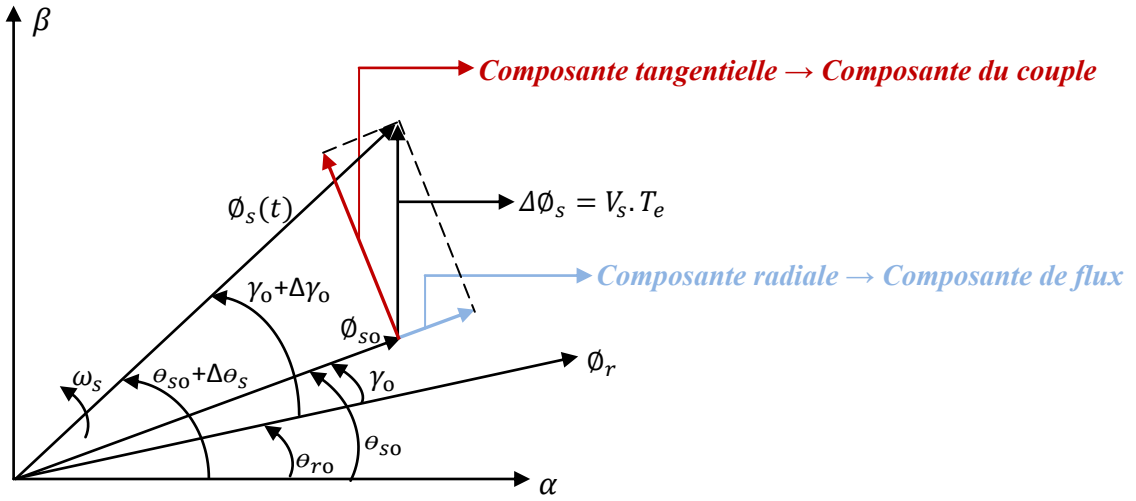


Fig.IV.4: L'évolution de l'extrémité de ϕ_s .

IV.4 Réglage du couple électromagnétique:

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [42]:

$$C_{em} = K_c (\bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_r) \tag{IV.4}$$

K_c : est une constante dépendant des paramètres de la machine.

$$K_c = \frac{3 p M_{sr}}{2(\sigma \cdot L_s \cdot L_r)} \tag{IV.5}$$

$\bar{\phi}_r$: est le vecteur de flux rotorique.

$\bar{\phi}_s$: est le vecteur de flux statorique.

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme complexe suivante:

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = [\phi_s, \theta_s] = \phi_s \cdot e^{j\theta_s} \\ \bar{\phi}_r = [\phi_r, \theta_r] = \phi_r \cdot e^{j\theta_r} \end{cases} \tag{IV.6}$$

Où ϕ_s et ϕ_r : sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant t_0 .

$$\begin{cases} \|\phi_s\| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\ \angle \phi_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \end{cases} \tag{IV.7}$$

Le couple peut être exprimé de la manière suivante:

$$C_{em} = K_c \|\vec{\phi}_s\| \|\vec{\phi}_r\| \sin(\gamma_o) \tag{IV.8}$$

Avec:

$$\gamma_o = \theta_{so} - \theta_{ro} \tag{IV.9}$$

Où : γ_o est l'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

Sachant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis, on peut supposer qu'il suit sa référence, l'expression (IV.8) devient:

$$C_{em} = K_c \phi_{sref} \cdot \phi_r \sin(\gamma) \tag{IV.10}$$

L'équation (IV.10) permet donc de conclure que la manière la plus efficace de faire varier le couple électromagnétique à l'échelle de la période d'échantillonnage est d'agir sur l'angle γ , entre les vecteurs flux statorique et rotorique (Fig.IV.5).

Afin d'augmenter rapidement l'angle γ et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux statorique dans le sens de rotation considéré positif. En (Fig.IV.5), on voit que ceci peut être obtenu en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature avance par rapport au vecteur flux. Inversement, une réduction du couple moteur en valeur algébrique peut être obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature retard [45].

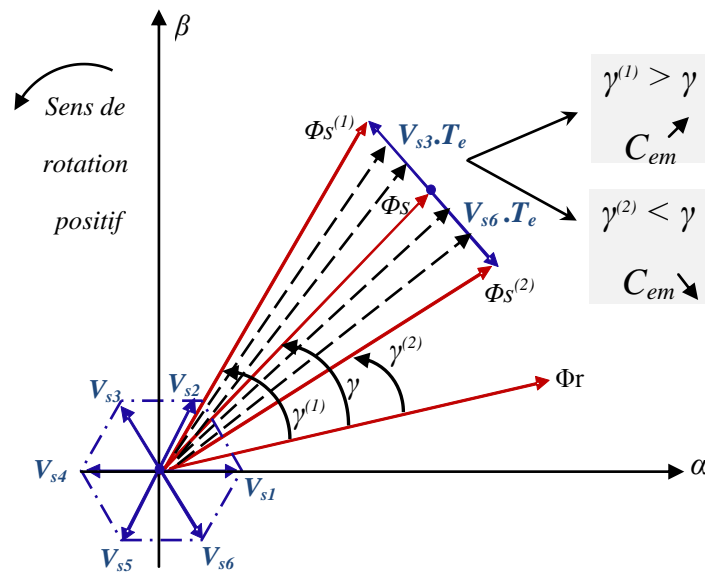


Fig.IV.5: Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension.

IV.5 Sélection du vecteur tension:

Le choix du vecteur tension \overline{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\overline{\phi}_s$, de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de $\overline{\phi}_s$ dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [42].

On décompose généralement le plan d'évolution du vecteur $\overline{\phi}_s$ en six secteurs (numérotés de 1 à 6) symétriques par rapport aux directions des six vecteurs tension non nuls de l'onduleur (Fig.IV.6). Lorsque $\overline{\phi}_s$ se trouve dans une zone d'indice i , les deux vecteurs tension \overline{V}_i et \overline{V}_{i+3} ont la composante de flux la plus importante (composante radiale). Cependant leurs composantes respectives de couple (composante transversale) ne sont pas très significatives. On préfère alors utiliser les quatre autres vecteurs tension qui permettent d'agir sur les deux grandeurs simultanément. La sélection de ces vecteurs s'effectue donc comme suit [42]:

- Si V_{i+1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- Si V_0 ou V_7 est sélectionné (vecteurs tension nuls) alors le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend de la position du vecteur flux dans la zone i .

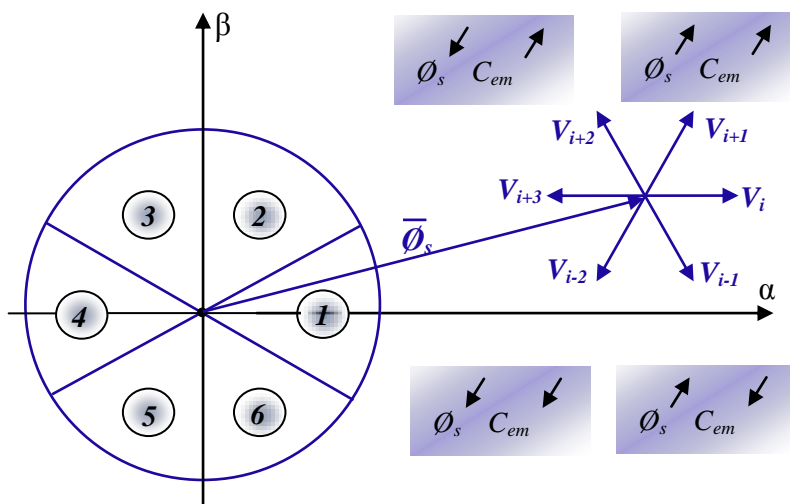


Fig.IV.6: Choix du vecteur tension.

Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone i , les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de $\bar{\phi}_s$) mais leurs effets sur le couple dépend de la position de $\bar{\phi}_s$ dans la zone, avec un effet nul en milieu de la zone [47].

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et de flux, estimé par rapport à leurs références, ainsi que la position du vecteur flux $\bar{\phi}_s$. Un estimateur de vecteur flux $\bar{\phi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur du couple sont donc nécessaires [47].

IV.6 Estimation du flux statorique:

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante [42] [47]:

$$\bar{\phi}_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{IV.11})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , tel que:

$$\bar{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (\text{IV.12})$$

Le module du flux statorique s'écrit:

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{IV.13})$$

Avec:

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

Les composantes α et β des vecteurs courants statoriques $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$, sont obtenues par l'application de la transformation de *Concordia* aux courants mesurés.

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{IV.15})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

On reconstitue les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension côté continu et de la connaissance des états des interrupteurs, en utilisant les relations suivantes:

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{IV.17})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

La zone dans la quelle se situe le vecteur flux $\bar{\phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\bar{\phi}_s$ est égale:

$$\alpha_s = \text{arctg} \frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}} \quad (\text{IV.19})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires pour l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur cette dernière est négligeable.

Cette méthode d'estimation du flux statorique présente l'avantage de la simplicité, de la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques, et de la précision, notamment à grande et moyenne vitesses où la chute de tension ohmique devient négligeable. Cependant, pour les basses vitesses, la résistance statorique devient un paramètre prépondérant, et des problèmes de dérivé et d'instabilité de l'intégrale (IV.14) peuvent surgir [42].

IV.7 Estimation du couple électromagnétique:

Le couple électromagnétique peut se mettre sous la forme suivante [42] [47]:

$$C_{em} = p \cdot (\phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{IV.20})$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants.

IV.8 Elaboration des contrôleurs de flux et du couple:

IV.8.1 Contrôleur à hystérésis de flux:

Pour obtenir de bonnes performances dynamiques, le choix d'un contrôleur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande directe du couple. Le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence ϕ_{sref} et le flux estimé ϕ_s [42] [48].

Connaissant la valeur du module du flux statorique estimé $\hat{\phi}_s$, on va calculer l'écart qui existe entre le flux de la machine et sa valeur de référence:

$$\varepsilon_f = \phi_{sref} - \hat{\phi}_s \tag{IV.21}$$

On place un contrôleur à hystérésis à 2 états pour maintenir l'erreur dans une bande d'hystérésis de largeur $2\Delta\phi_s$ (Fig.IV.7).

Si : $\varepsilon_f < -\Delta\phi_s$ ou si : $\varepsilon_f > \Delta\phi_s$, cela signifie que le flux statorique est en train de sortir de la bande d'hystérésis. Dans le premier cas, il va falloir imposer un vecteur tension qui aura pour action de diminuer le module de flux statorique. Dans le second cas, on imposera un vecteur tension qui aura pour action d'augmenter le module du flux statorique [48].

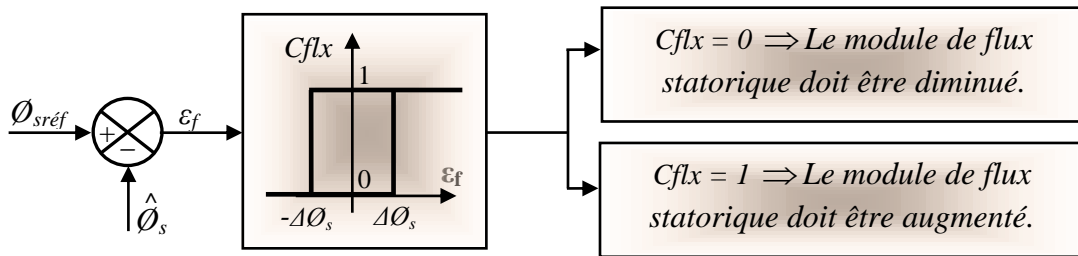


Fig.IV.7: Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

IV.8.2 Contrôleur à hystérésis du couple:

Le contrôleur du couple va maintenir le couple électromagnétique dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence. La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou à trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux statorique, il présente l'avantage de la simplicité d'implémentation, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation; donc pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire d'utiliser un contrôleur à hystérésis à trois niveaux qui permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable logique booléenne *ccpl* indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (*ccpl* = 1 pour une consigne positive et *ccpl* = -1 pour une consigne négative) ou diminuée (*ccpl* = 0). La figure (Fig.IV.8) montre ce type de correcteur [42] [48].

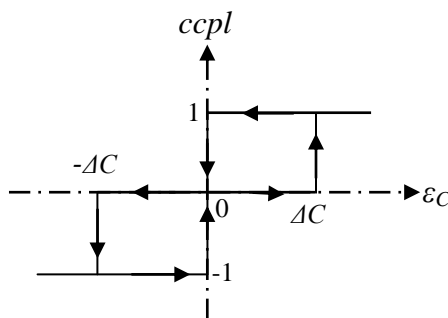


Fig.IV.8: Contrôleur à hystérésis à trois niveaux.

IV.9 Elaboration des tables de commutation:

IV.9.1 Table de commutation de la DTC à deux niveaux:

La table de commutation permet de sélectionner le vecteur tension approprié à chaque période d'échantillonnage en fonction de l'état des comparateurs de flux ($cflx$) et de couple ($ccpl$) et du secteur où se trouve le vecteur flux statorique ϕ_s dans le plan (α, β) , afin de pouvoir maintenir le module du flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur des bandes de tolérance définies.

En considérant le vecteur flux $\overline{\phi}_s$ dans le référentiel statorique divisé en six secteurs, les vecteurs: V_i , V_{i-1} et V_{i+1} peuvent être sélectionnés pour augmenter son amplitude. Inversement la décroissance de $\overline{\phi}_s$ peut être obtenue par la sélection des vecteurs: V_{i+2} , V_{i-2} et V_{i+3} , le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement due à la chute de tension statorique $R_s \cdot \overline{I}_s$.

Le tableau (IV.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

	<i>Augmentation</i>	<i>Diminution</i>
ϕ_s	V_i, V_{i-1} et V_{i+1}	V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3}
C_{em}	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

Tableau IV.1: Table de commutation généralisée.

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$\phi_s \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\phi_s \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tableau IV.2: Table de commutation du flux.

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$C_{em} \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_{em} \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Tableau IV.3: Table de commutation du couple.

Finalement, la comparaison des deux tables de commutation permet la synthèse finale d’une seule table de commutation, cette dernière peut être divisée en deux autres tables, la première avec vecteurs tension nuls et la deuxième avec vecteurs tension actives (non nuls):

Flux	Couple	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$	Correcteur
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux
	$C_{cpl}=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	$C_{cpl}=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux
	$C_{cpl}=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	$C_{cpl}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

Tableau IV.4: Table de commutation de la DTC avec vecteurs tension nuls.

Flux	Couple	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$	Correcteur
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux
	$C_{cpl}=0$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	
	$C_{cpl}=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux
	$C_{cpl}=0$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	
	$C_{cpl}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

Tableau IV.5: Table de commutation de la DTC avec vecteurs tension non nuls.

IV.9.2 Table de commutation de la DTC à trois niveaux:

La table de commutation de la DTC d’une MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux avec 12 secteurs (amélioration classique) est donnée par le tableau ci-dessous:

Secteur		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Flux	Couple												
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=1$	V_{17}	V_{10}	V_{18}	V_{11}	V_{19}	V_{12}	V_{20}	V_{13}	V_{15}	V_8	V_{16}	V_9
	$C_{cpl}=0$	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5
	$C_{cpl}=-1$	V_{19}	V_{12}	V_{20}	V_{13}	V_{15}	V_8	V_{16}	V_9	V_{17}	V_{10}	V_{18}	V_{11}
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	V_{16}	V_9	V_{17}	V_{10}	V_{18}	V_{11}	V_{19}	V_{12}	V_{20}	V_{13}	V_{15}	V_8
	$C_{cpl}=0$	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6
	$C_{cpl}=-1$	V_{20}	V_{13}	V_{15}	V_8	V_{16}	V_9	V_{17}	V_{10}	V_{18}	V_{11}	V_{19}	V_{12}

Tableau IV.6: Table de commutation de la DTC à trois niveaux avec 12 secteurs.

IV.10 Application de la DTC sur la MASDE:

La structure générale de la commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone à double étoile est représentée par la figure (Fig.IV.9).

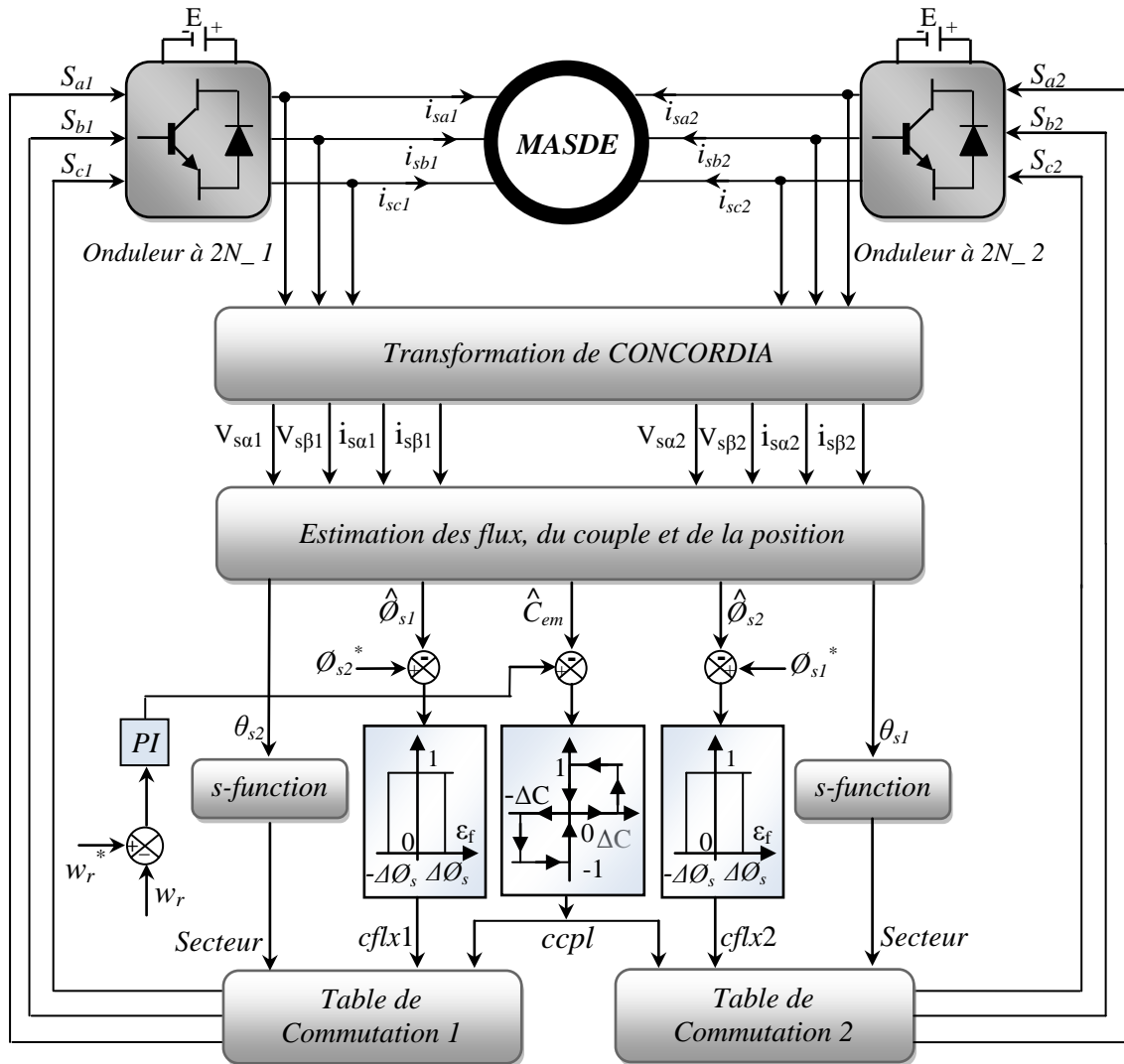


Fig.IV.9: Structure générale de la commande directe du couple de la MASDE.

Pour le cas de la DTC à trois niveaux, il suffit de remplacer dans le schéma bloc ci-dessus les deux onduleurs à deux niveaux par deux onduleurs à trois niveaux. Dans ce cas les tables de commutation génèrent six impulsions (états de commutation des interrupteurs de l'onduleur) au lieu de trois. Les résultats de simulation de la DTC classique appliquée à la MASDE sont illustrés dans les figures suivantes:

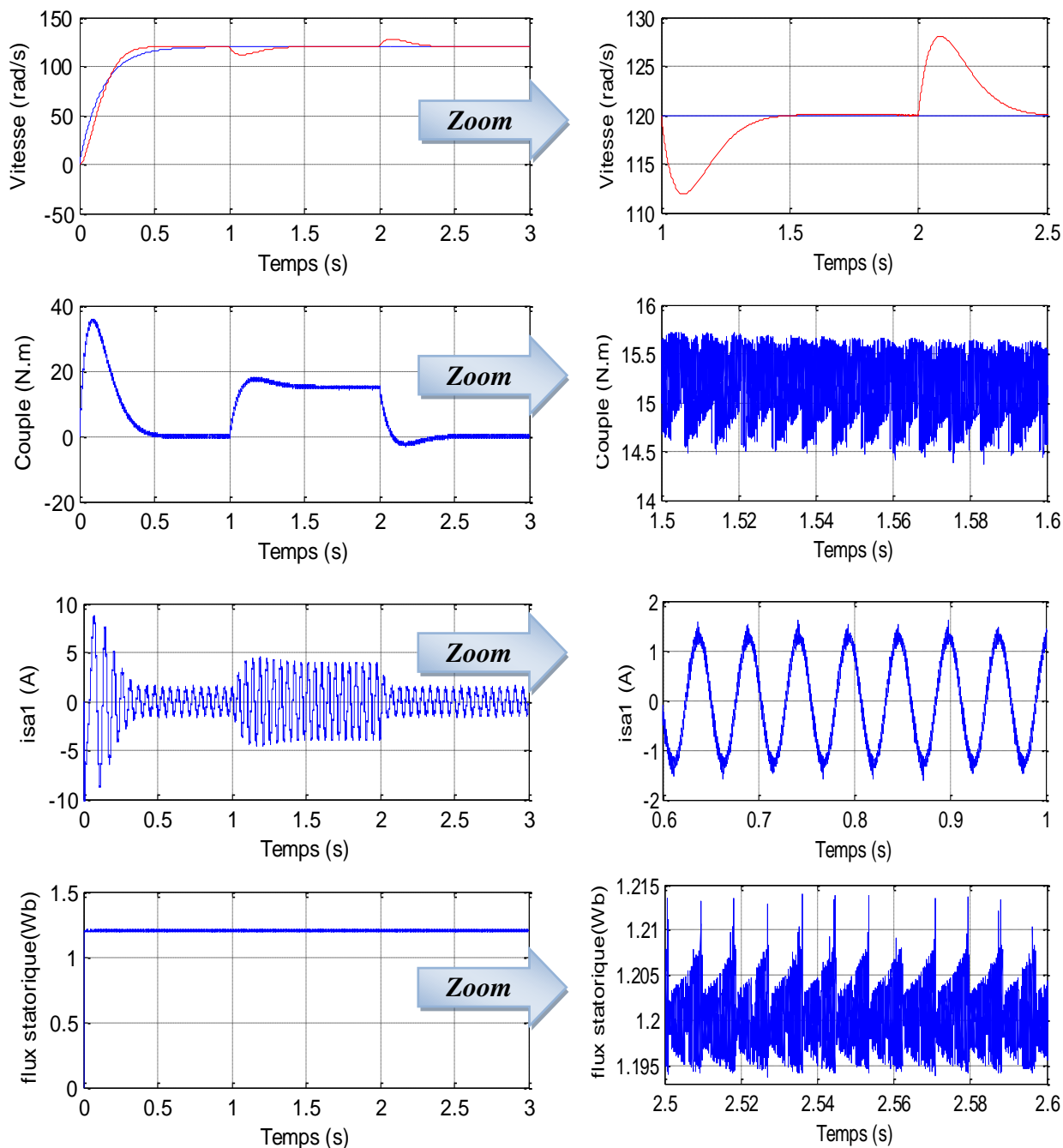


Fig.IV.10: Performances de la DTC classique à deux niveaux de la MASDE avec application d'un couple résistant $C_r=15$ N.m entre 1s et 2 s.

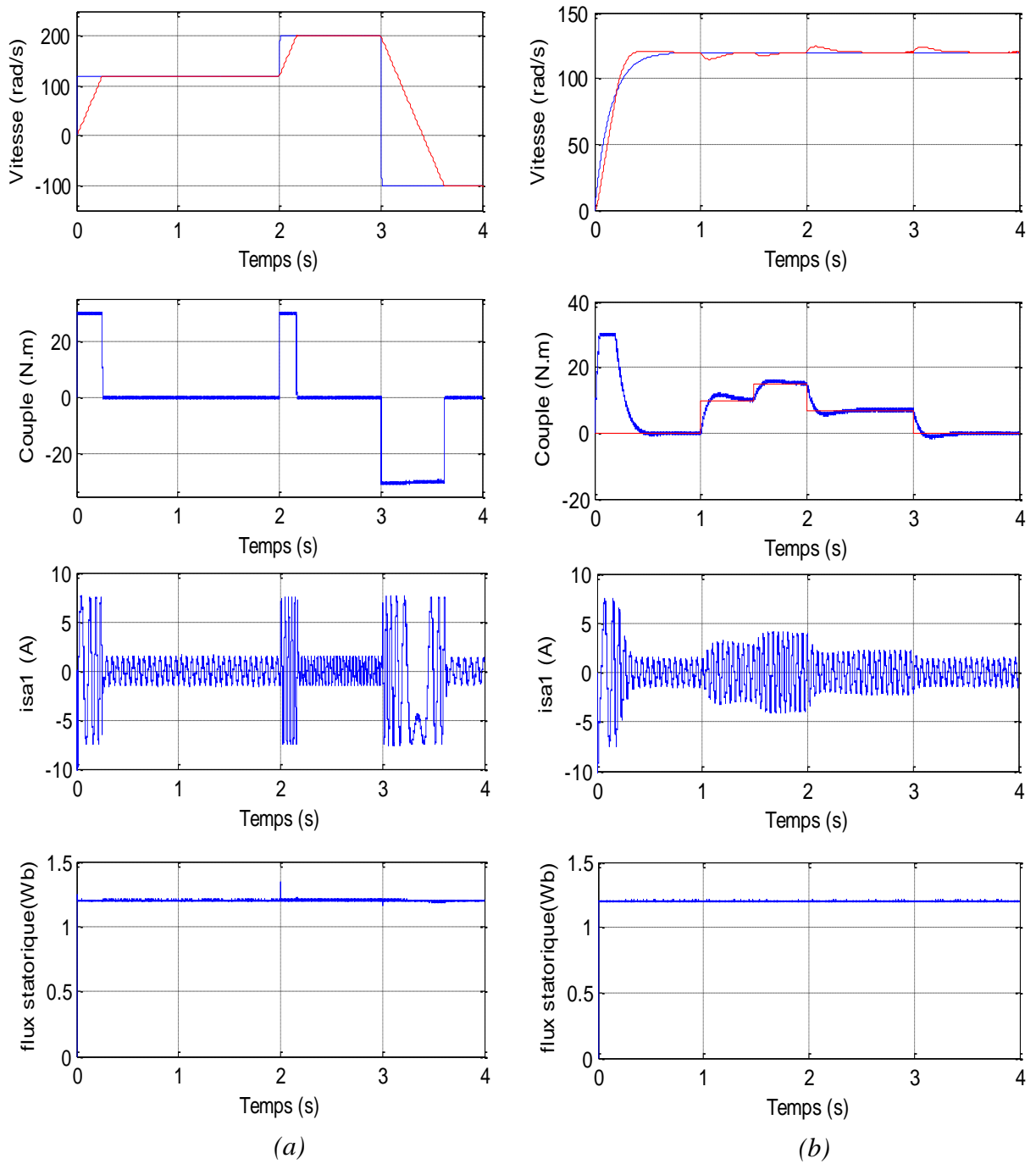


Fig.IV.11: Performances de la DTC classique à deux niveaux de la MASDE avec:
 a) Variation de la vitesse rotoriques, b) Variation de la charge.

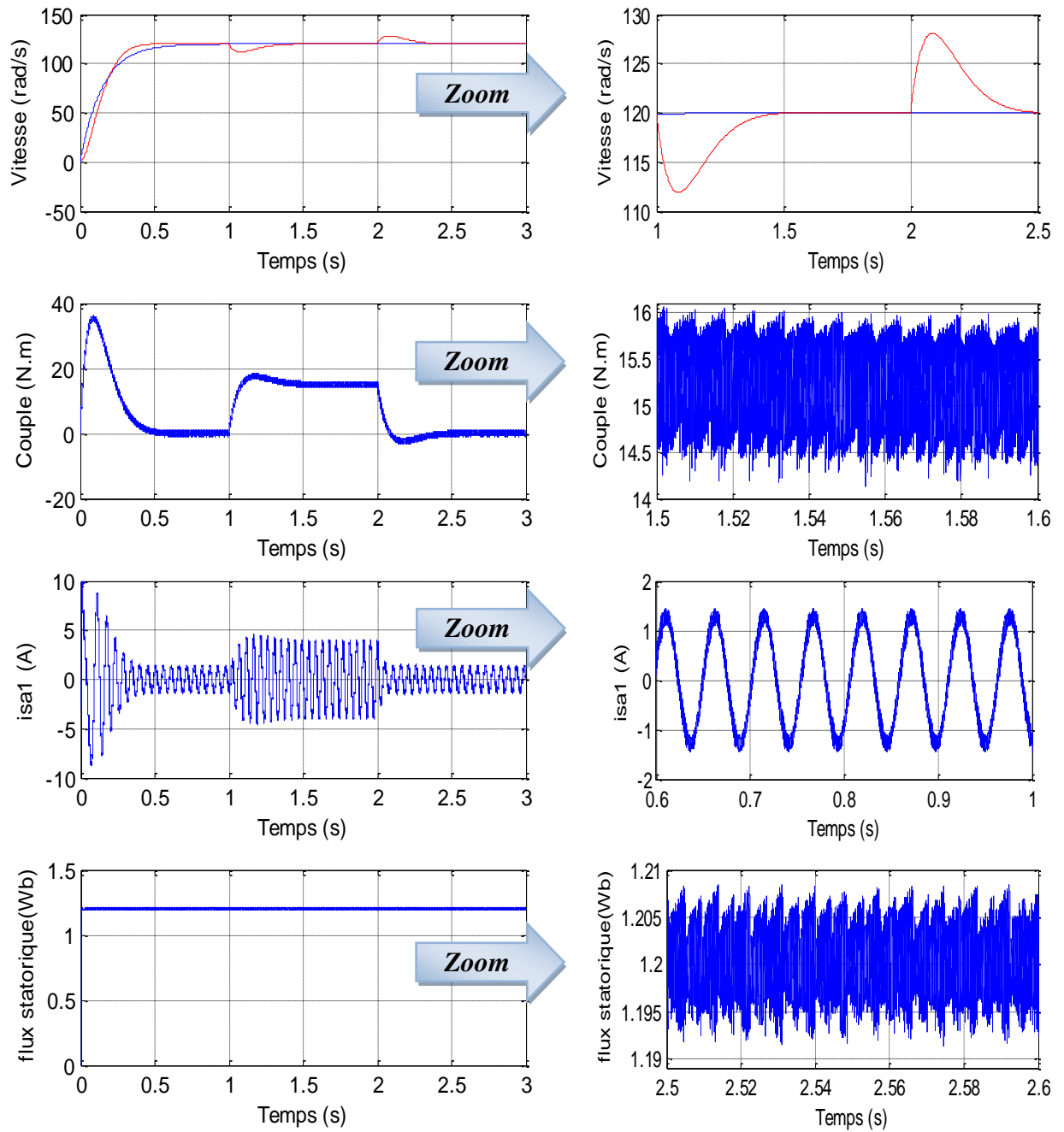


Fig.IV.12: Performances de la DTC classique à trois niveaux de la MASDE avec application d'un couple résistant $C_r=15$ N.m entre 1s et 2 s.

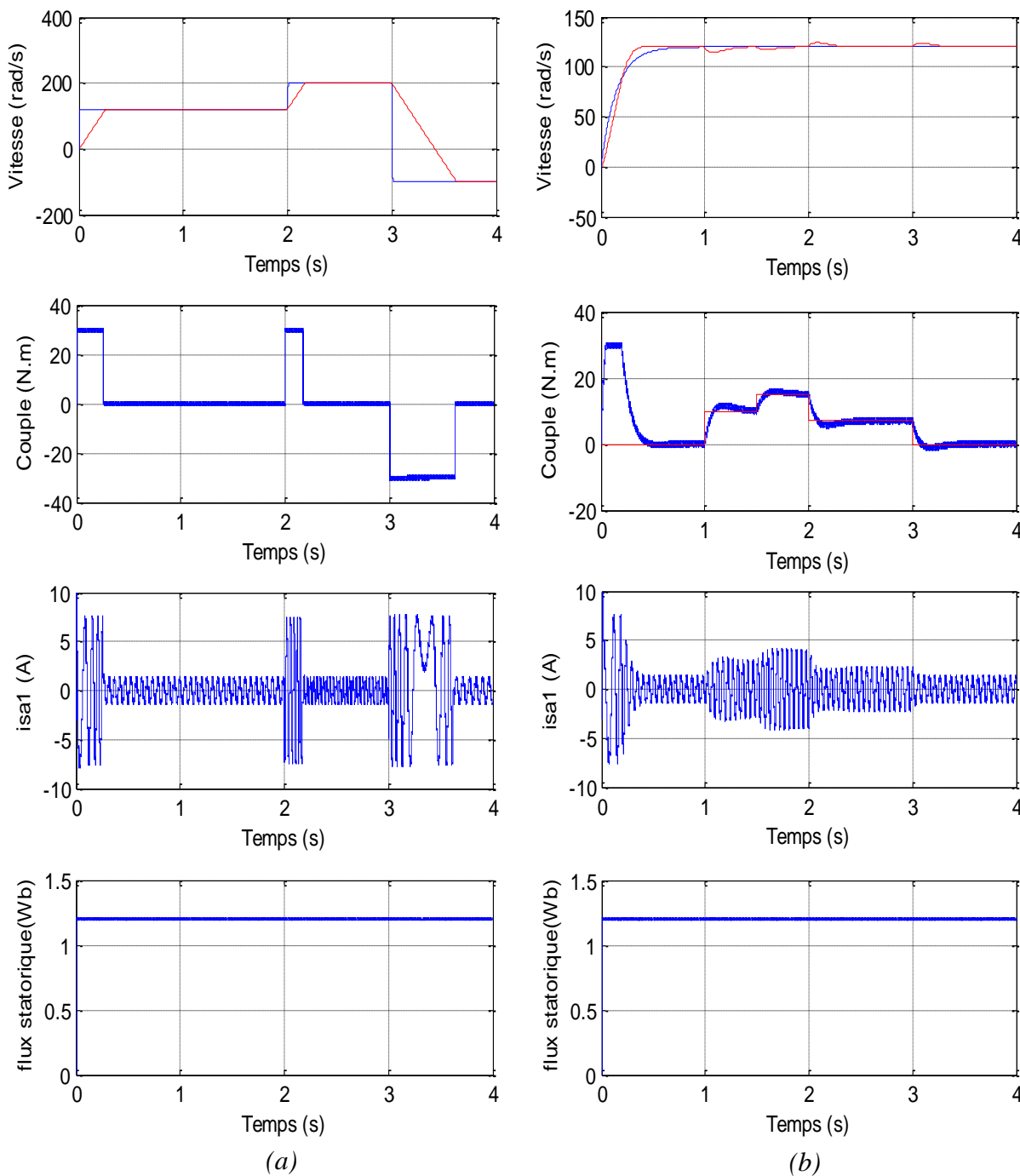


Fig.IV.13: Performances de la DTC classique à trois niveaux de la MASDE avec: a) Variation de la vitesse rotoriques, b) Variation de la charge.

IV.11 Interprétations des résultats:

Pendant le régime transitoire, la vitesse évolue d’une manière presque linéaire, avant qu’elle atteigne sa référence. Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale (36 N.m) puis il se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A ($t=1s$) la machine est chargée par un couple résistant égal à (15 N.m), le couple

électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, et la vitesse subit une chute faible rejetée rapidement par le régulateur pour rétablir la vitesse à sa référence (120 rad/s).

Le courant statorique répond bien aux variations imposées sur le couple (forte appel du courant lors de l'application du couple de charge) et sa forme est très proche de la sinusoïde.

Le flux statorique suit bien sa valeur de référence (1.2 Wb) avec une rapidité appréciable.

L'allure du flux statorique est indépendante de celle du couple électromagnétique, ça signifie le bon découplage entre la partie électrique et la partie mécanique de la machine.

Pour bien juger la robustesse de la commande directe du couple, deux tests de robustesse ont été effectués à savoir: la variation de la vitesse de rotation et la variation de la charge. La vitesse suit parfaitement ses consignes ($120, 200 \text{ et } -100 \text{ rad/s}$), le couple électromagnétique réagit d'une manière très rapide aux variations de la vitesse, le flux statorique suit exactement sa valeur de référence indépendamment des variations du couple, ce qui montre bien la robustesse et l'efficacité de la commande vis-à-vis les variations de la vitesse (*Fig.IV.11, a*) et (*Fig.IV.13, a*). La vitesse, le couple électromagnétique, le flux et le courant statorique présentent une meilleure précision et une insensibilité vis-à-vis la variation de la charge (*Fig.IV.11, b*) et (*Fig.IV.13, b*).

IV.12 Amélioration de la DTC par la modulation vectorielle (DTC_SVM):

La DTC classique présente plusieurs avantages tels que : la dynamique et les performances élevées, la robustesse vis-à-vis les perturbations, la simplicité de construction et la facilité d'implémentation. En revanche, elle présente quelques inconvénients tels que : les fluctuations du couple et la fréquence de commutation variable dûent à l'utilisation des régulateurs à hystérésis, ce qui va conduire à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des vibrations et des bruits acoustiques.

Pour éliminer ces inconvénients, et dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique, plusieurs techniques peuvent être utilisées à savoir: la DTC neuronale, la DTC floue, ... etc. La solution la plus courante utilisée pour fixer la fréquence de commutation est l'introduction d'un bloc de modulation vectorielle (SVM). Cette stratégie consiste à remplacer tous les comparateurs à hystérésis par des régulateurs PID et la table de commutation par le bloc SVM. Les états de commutation de l'onduleur sont générés par le bloc SVM à partir des tensions statoriques de références provenant des régulateurs.

Le schéma de principe de la commande DTC-SVM appliquée à la MASDE est donné par la figure (*Fig.IV.14*):

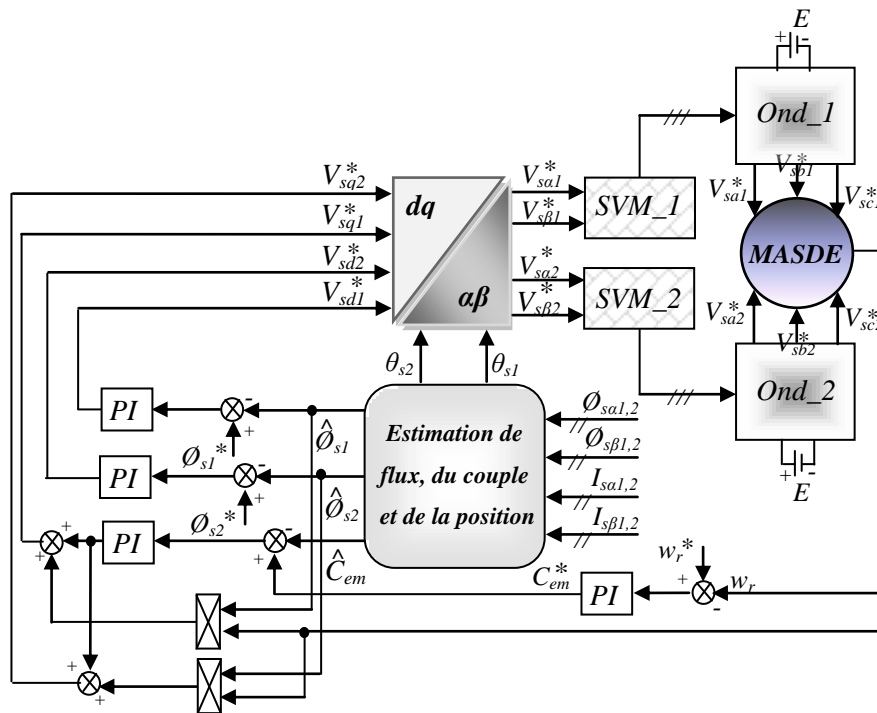
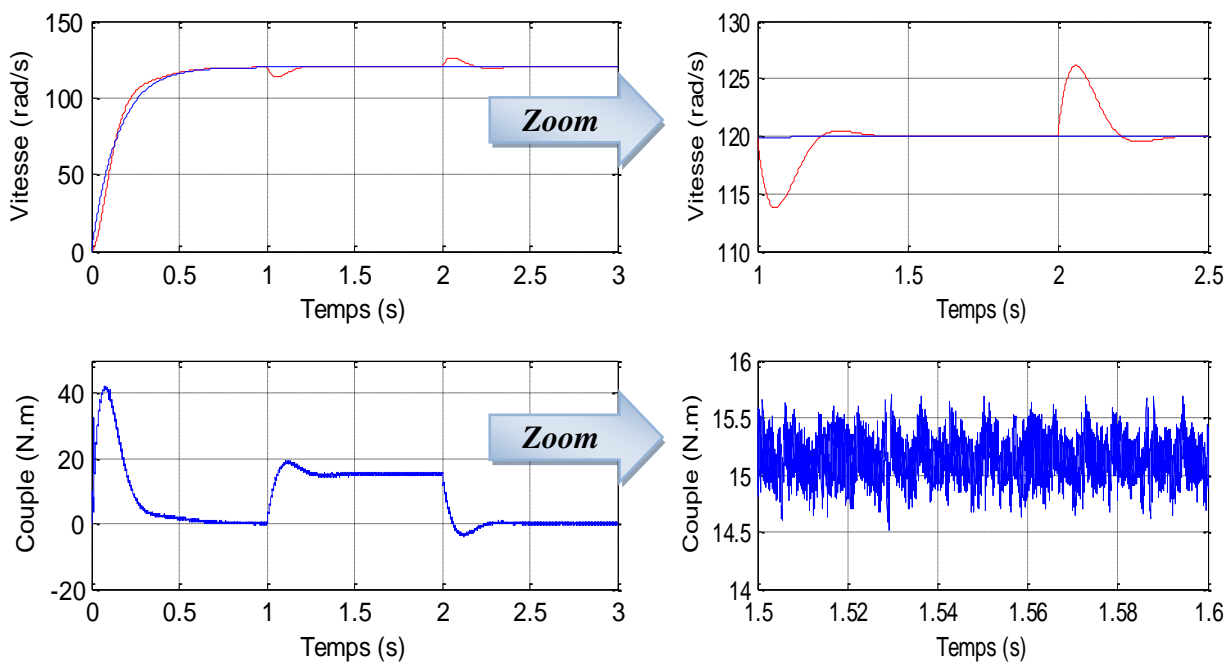


Fig.IV.14: Schéma bloc de la DTC-SVM appliquée à la MASDE

IV.13 Résultats de simulation et interprétation:

Les résultats de simulation de la DTC-SVM deux niveaux et trois niveaux appliquées à la MASDE sont illustrés dans les figures (Fig.IV.15) et (Fig.IV.16):



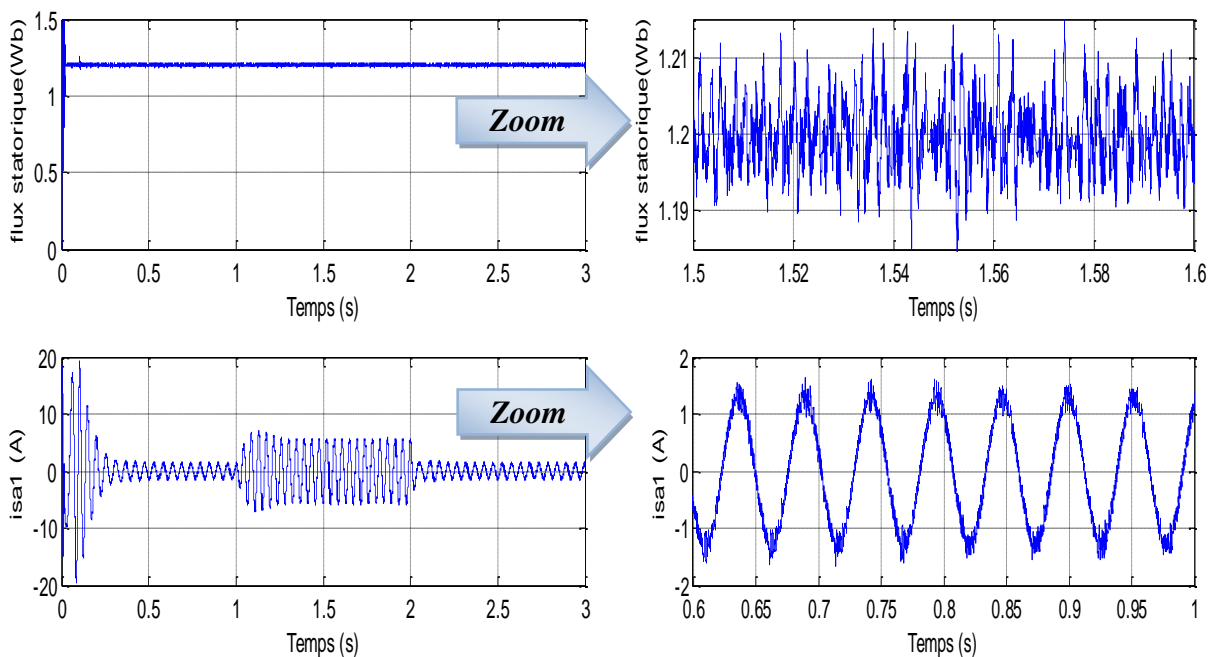
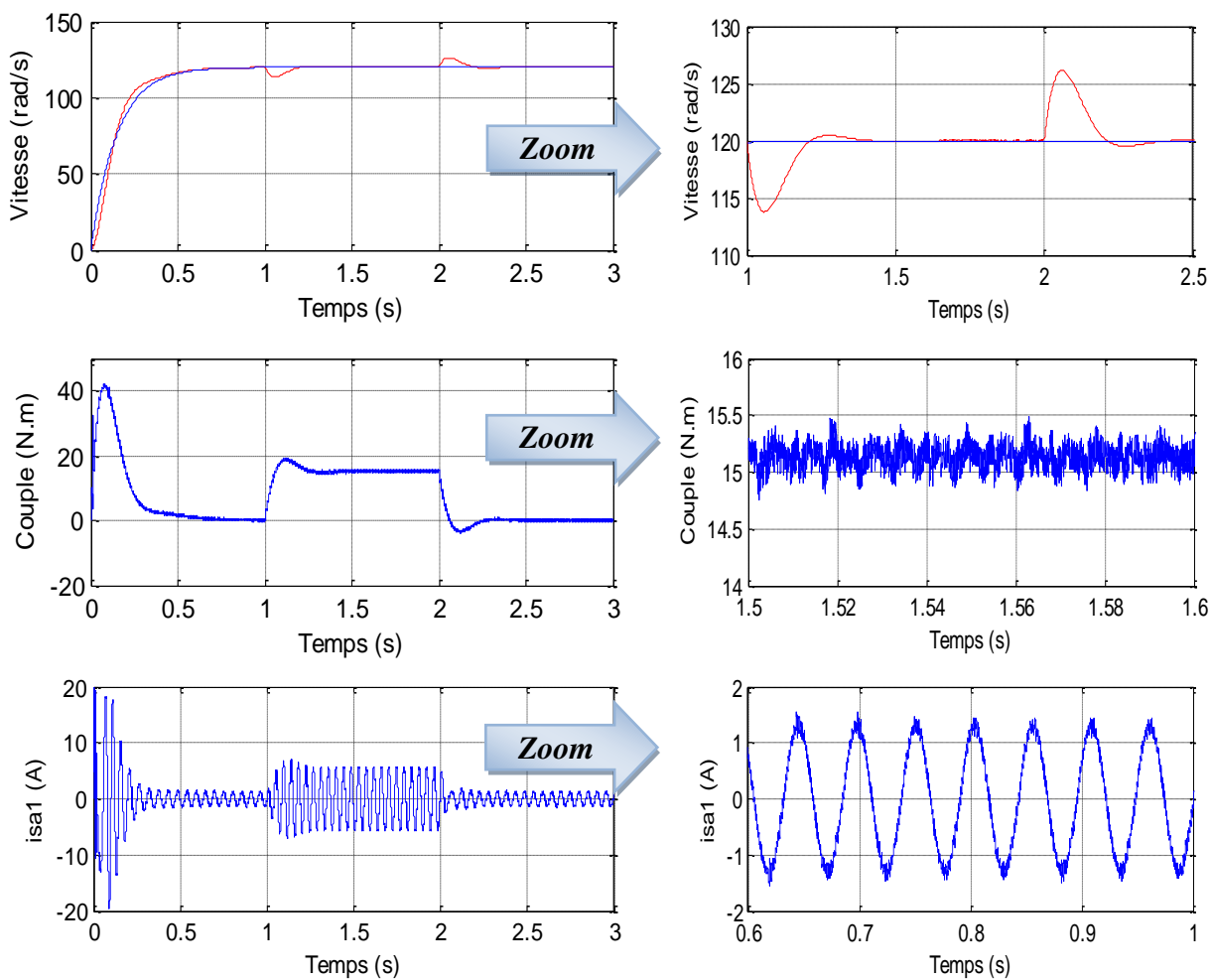


Fig.IV.15: Performances de la DTC_SVM à deux niveaux de la MASDE avec application d'un couple résistant $C_r=15 \text{ N.m}$ entre 1s et 2 s.



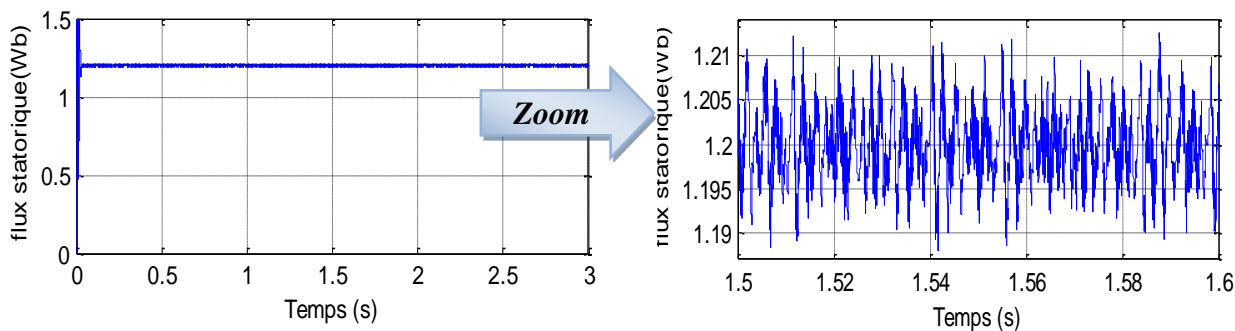
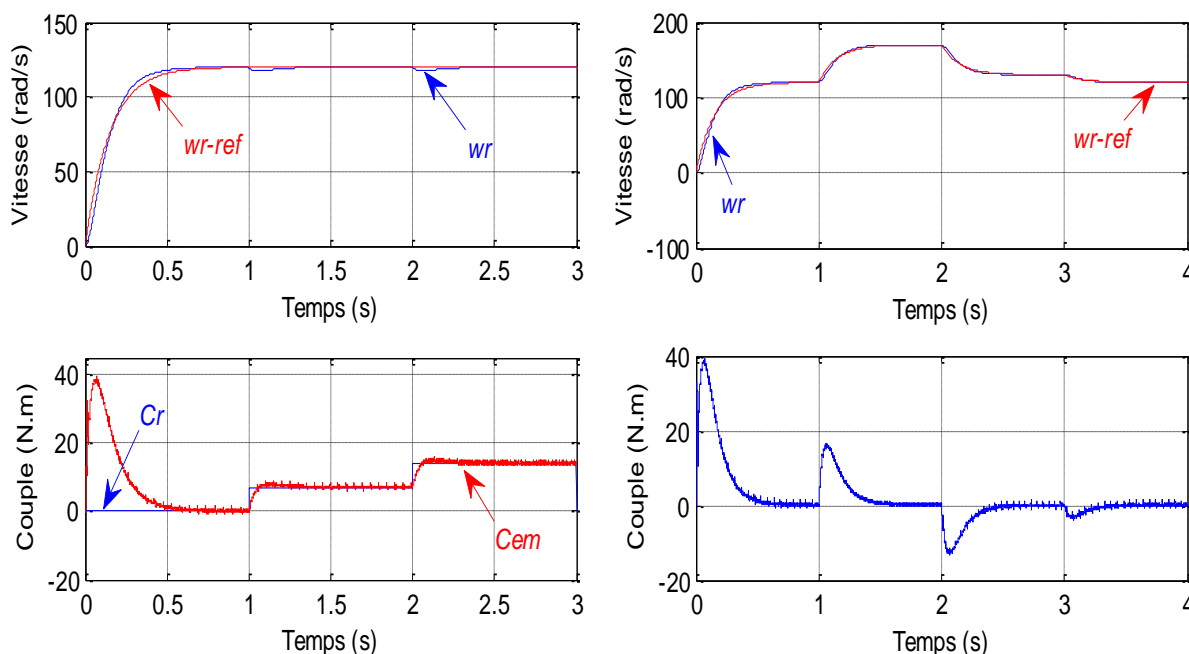


Fig.IV.16: Performances de la DTC_SVM à trois niveaux de la MASDE avec application d'un couple résistant $C_r=15 \text{ N.m}$ entre 1s et 2 s.

Les résultats de simulation obtenus mettent en évidence les bonnes performances de la DTC_SVM. La vitesse atteint rapidement le régime permanent, et rejoint sa valeur de référence, une faible chute de vitesse a été enregistrée lors de l'application d'un couple résistant et qui sera rétabli par la suite grâce au régulateur PI. Pour compenser le couple de charge, la machine développe un couple électromagnétique qui se traduit par une forte appelle du courant statorique.

Les résultats de simulation de la DTC_SVM d'une MASDE associée à deux onduleurs trois niveaux en cascade, avec un redresseur à MLI piloté par la DPC_SVM basée sur l'estimation de flux virtuel sont illustrés dans la figure (Fig.IV.17).



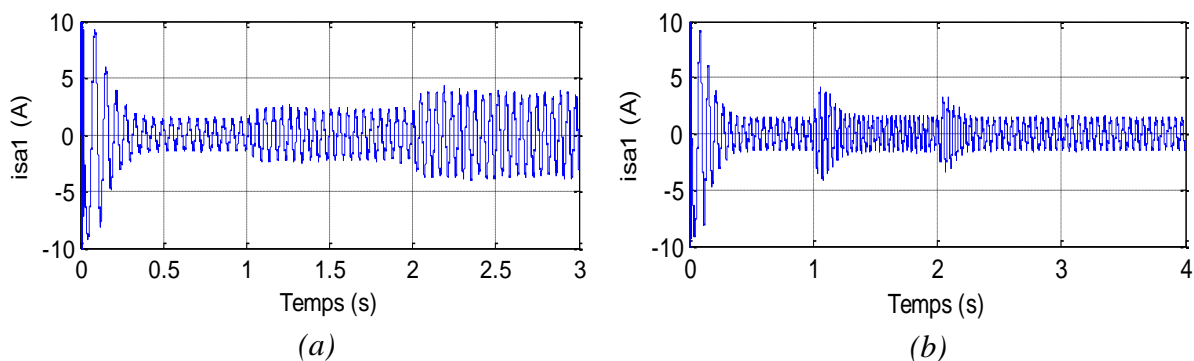


Fig.IV.17: Performances de la DTC_SVM_3N de la MASDE avec un redresseur à MLI piloté par la DPC_SVM_VF.

a) Avec variation de la charge b) Avec variation de la vitesse

Le signal de commutation de l'interrupteur supérieur et la tension d'alimentation de la première phase statorique pour chaque type de la DTC, sont présentés par les figures ci-après:

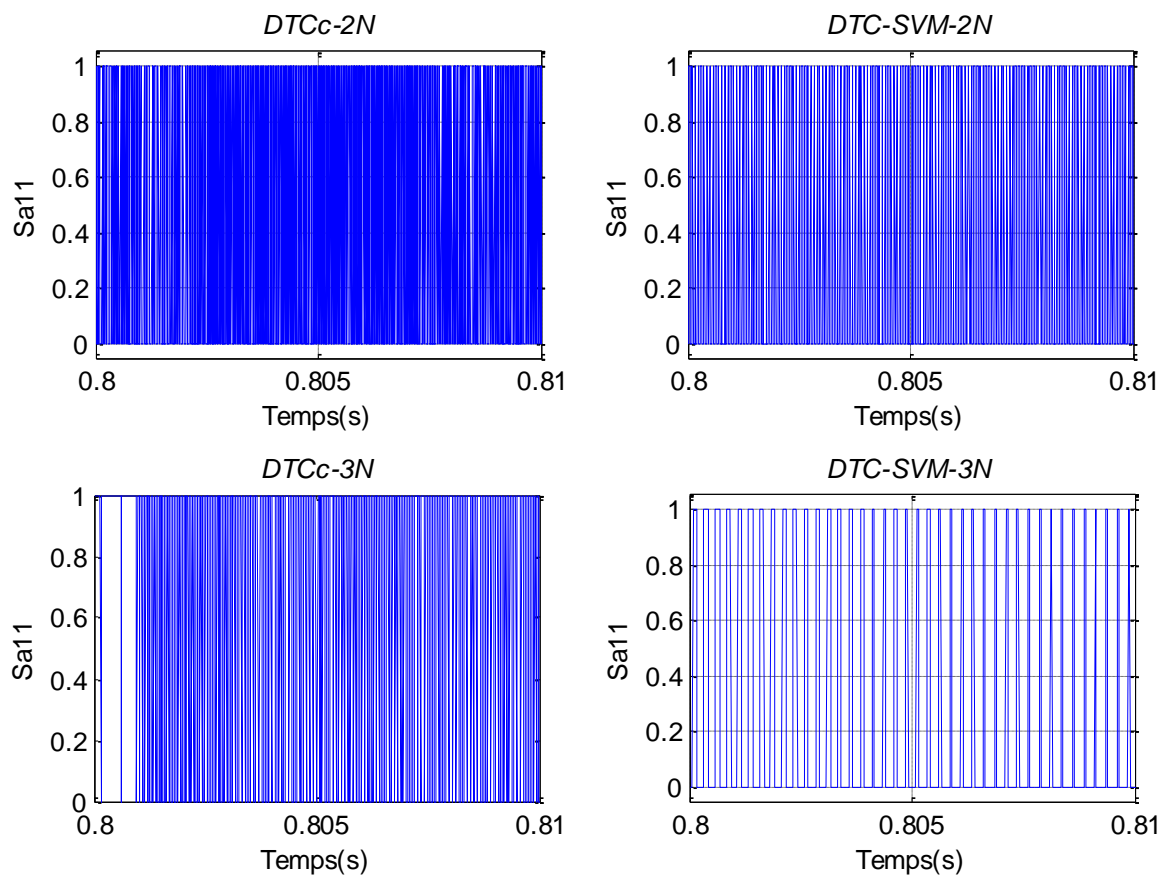


Fig.IV.18: Signal de commutation de l'interrupteur supérieur.

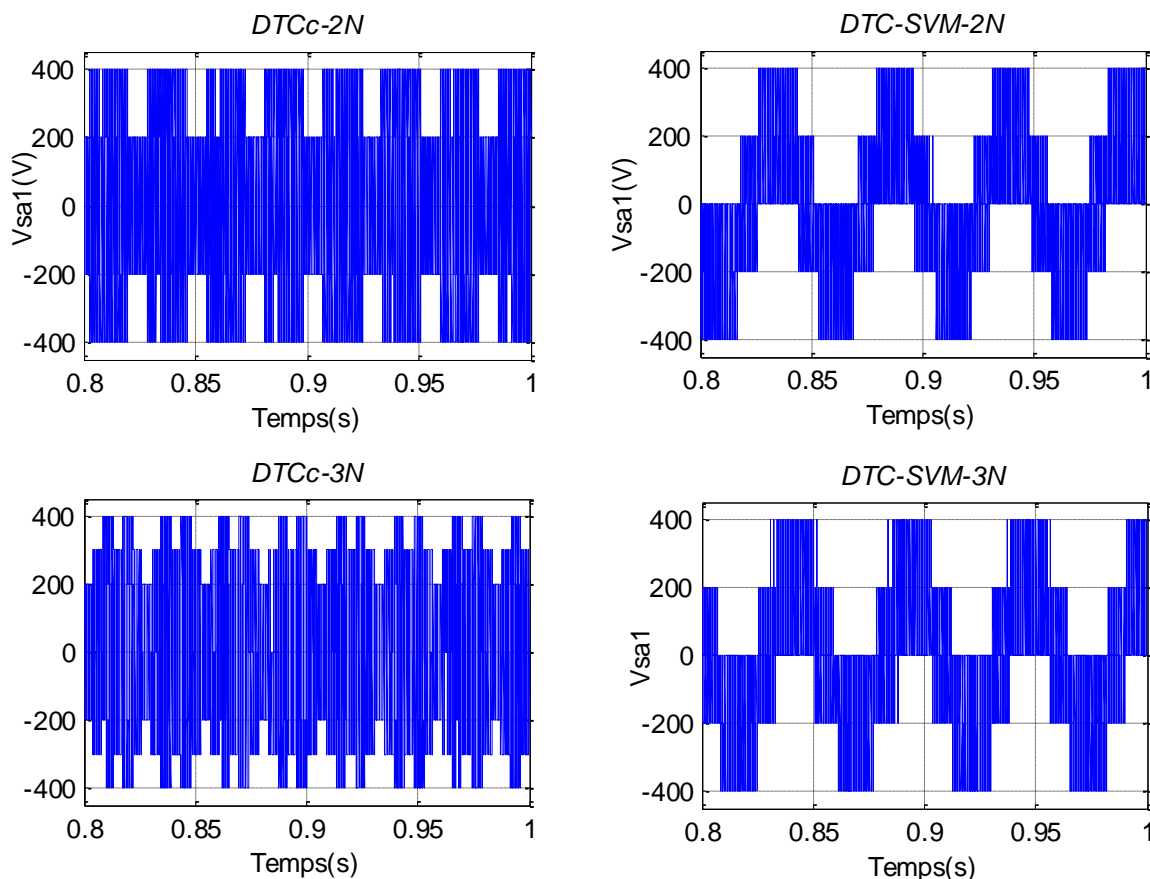


Fig.IV.19: Tension statorique de la phase a pour la première étoile.

En comparaison avec les résultats obtenus par la DTC classique, la DTC_SVM porte des améliorations remarquables en termes des ondulations du couple, la forme du courant statorique et le rejet de perturbation de la vitesse.

Le tableau ci-dessous résume les principales différences entre la DTC classique et la DTC_SVM:

Stratégie	DTC.C_2N	DTC.C_3N	DTC_SVM_2N	DTC_SVM_3N
Performance				
Rejet de perturbation de la vitesse	grand	grand	petit	petit
Dynamique	élevée	élevée	élevée	élevée
Forme du courant statorique	proche de la sinusoïde	proche de la sinusoïde	sinusoïdale	sinusoïdale
Ondulations du couple	fortes	fortes	réduites	réduites
Fréquence de commutation	variable	variable	constante	constante

Tableau IV.7: Les principales différences entre les différents types de la DTC.

IV.14 Conclusion:

Dans ce chapitre, on a présenté la commande directe du couple (DTC) de la MASDE. Ce type de contrôle est basé sur la détermination directe des séquences de commande de l'onduleur à partir d'un choix optimal des vecteurs tension basé sur une régulation des valeurs instantanées du couple électromagnétique et du flux statorique.

La commande directe du couple présente plusieurs avantages significatifs: simplicité et facilité d'implantation, robustesse, dynamique élevée, précision, ... etc, mais la non maîtrise de la fréquence de commutation reste le problème numéro un pour cette stratégie de commande. Pour remédier à ce problème et améliorer les performances de la DTC classique, on a appliqué une nouvelle stratégie dite: DTC_SVM qui consiste à introduire un bloc de modulation vectorielle et remplacer les comparateurs à hystérésis par des régulateurs PI. La DTC_SVM nous a permis de réduire les ondulations du couple et de flux tout en gardant la fréquence de commutation constante.

CHAPITRE V

**Techniques de réglage
robuste de la vitesse**

Chapitre V

Techniques de réglage robuste de la vitesse

V.1 Introduction:

La majorité des systèmes industriels sont difficiles à contrôler à cause de leurs complexités. Ces systèmes sont: non linéaires, fortement couplés et à paramètres variables.

Dans la commande des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres variables, les lois de commande classique tels que: les régulateurs PID peuvent être insuffisantes suite à leurs sensibilité aux variations paramétriques, en outre elles ne sont pas robustes surtout dans le cas où la précision et autres performances dynamiques sont exigées. Pour cette raison, on fait appel à des lois de commande robustes insensibles aux variations des paramètres du système, aux perturbations intérieurs et extérieurs et aux non linéarités. Ce chapitre est consacré à l'application des techniques de commande robustes telles que: la logique floue, le mode glissant et les réseaux de neurone artificiels pour la régulation de vitesse de la MASDE.

V.2 Réglage par logique floue:

V.2.1 Introduction:

L'approche floue trouve parfaitement sa place dans la régulation et l'asservissement des processus industriels, pour lesquels les informations disponibles sont souvent imprécises, incertaines et parfois qualitatives, dans des boucles de régulation parfois incomplètes. Le savoir faire de l'opérateur, constitué entre autres souvent des règles simples, lui permet de conduire chaque machine plus correctement parfois qu'un algorithme classique. L'intérêt de la commande floue est de faire entrer l'expert dans le processus [52] [53].

Du point de vue historique, les prémisses de la logique floue, visant à traiter la notion d'incertitude, datent des années 30. Il faudra cependant attendre que *Zadeh* introduise le concept de sous-ensembles flous, en 1965, pour assister aux premières grandes avancées dans le domaine. Par la suite, en 1974, *Mamdani* introduisait la commande floue pour la régulation de processus industriel. Enfin, dans les années 80, la commande floue connaît un essor

considérable au *Japon*, notamment grâce aux travaux de *Sugeno* pour se répandre ensuite dans le monde entier [54].

Nous présentons dans cette première partie de ce chapitre les concepts et les aspects méthodologiques nécessaires à la compréhension de la logique floue, dans le but de concevoir un contrôleur flou pour la régulation de vitesse de la MASDE.

V.2.2 Principe de la logique floue:

La logique floue est une technique d'actualité, elle permet d'exploiter l'expérience d'un opérateur humain ayant une parfaite maîtrise sur le système à commander, avec la capacité de prendre en charge le traitement des variables incertaines et imprécises. C'est pourquoi les spécialistes recherchent les meilleures stratégies de commande, permettant un réglage avec des bonnes performances. Le principe de réglage par logique floue se ressemble au raisonnement humain dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (zéro-un ou vrai-faux), mais des variables linguistiques proches de langage humain tels que: un peu chaud, aller beaucoup plus vite, freiner à fond, ...etc. [55].

V.2.3 Notions de base de la logique floue:

V.2.3.1 Ensemble ordinaire et ensemble flou:

Soit un ensemble X continu ou non, fini ou infini, tel que « $x \in X$ » désigne un ensemble de X . A est un sous ensemble binaire ou ordinaire de X lorsque $A \subset X$. L'ensemble ordinaire A est défini par sa fonction caractéristique (ou fonction d'appartenance) telle que [42]:

$$\begin{aligned} \mu_A(x) : X &\rightarrow [0,1] \\ \mu_A(x) &: \begin{cases} 1 & ; \text{ si } x \in A \\ 0 & ; \text{ sinon} \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{V.1})$$

La notion d'ensemble flou permet des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire autorise un élément à appartenir plus au moins fortement à cette classe. Soit un référentiel X dénombrable ou non et x un élément de X , alors un ensemble flou A de X est un ensemble de couples tel que:

$$A = \{ (x, \mu_A(x)) / x \in X \} \quad (\text{V.2})$$

$\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de x à A . $\mu_A(x)$ est attribué à X par la fonction d'appartenance de A qui prend ses valeurs dans un ensemble totalement ordonné A . L'ensemble d'appartenance est pris généralement égal à l'intervalle $[0,1]$. La fonction d'appartenance d'un ensemble flou A est définie par:

$$\begin{aligned} \mu_A : X &\rightarrow [0,1] \\ x &\rightarrow \mu_A(x) \end{aligned} \quad (\text{V.3})$$

V.2.3.2 Fonction d'appartenance:

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré d'existence de ces variables aux différents sous-ensembles flous [42].

Les représentations graphiques des fonctions d'appartenances les plus utilisées sont illustrées dans la figure (V.1).

Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaires et trapézoïdales, donc par des segments de droite, et sont alors dites linéaires par morceaux, aussi elles sont très employées car elles sont simples et comportent des points permettant de définir les zones où la notion est vraie ou fausse, ce qui simplifie le recueil de l'expertise [56].

De façon générale, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous. Cependant, les formes cloches et gaussienne peuvent être utilisées car elles donnent dans certains cas une meilleure représentation des ensembles flous [53] [56].

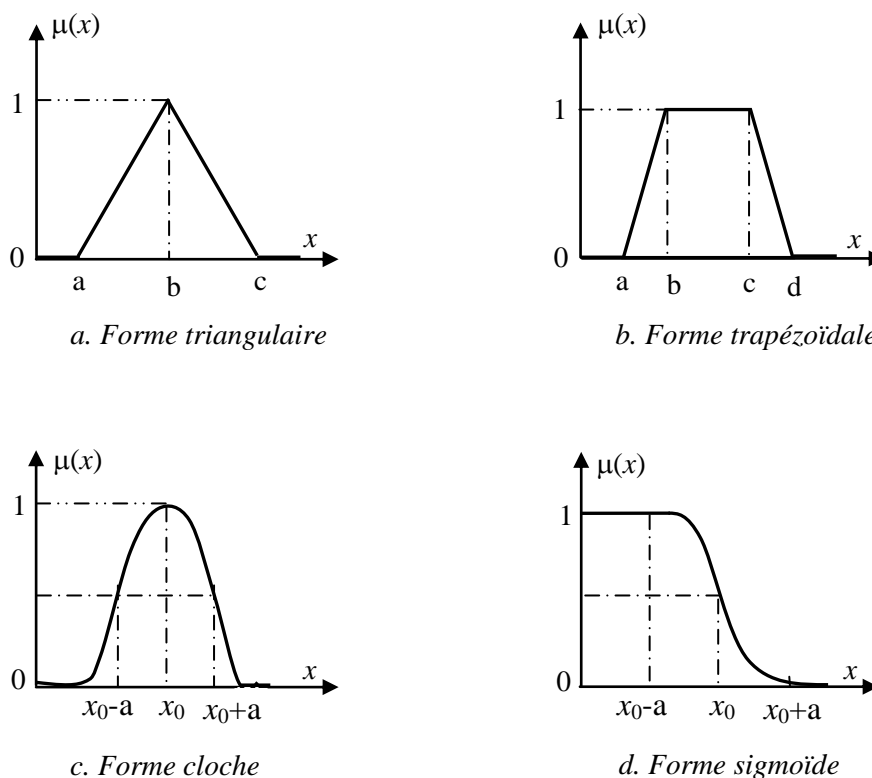


Fig.V.1 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

V.2.3.3 Univers de discours:

Soit une variable floue x , on définit un ensemble flou A sur un univers de discours X par une fonction degré d'appartenance [57]:

$$\begin{aligned} \mu_A : X &\rightarrow [0,1] \\ x &\rightarrow \mu_A(x) \end{aligned} \tag{V.4}$$

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A [57].

V.2.3.4 Raisonnement en logique floue:

La logique floue permet le traitement souple de connaissances imprécises ou incertaines, ce qui serait impossible avec la logique classique [58].

Les systèmes basés sur la logique floue utilise pour prendre des décisions la connaissance humaine présentée sous forme de règles floues, encore appelées règles d'inférence. Elles sont exprimées sous la forme [42]:

Si (prémisse) Alors (conclusion)

Nous aurons par exemple:

*Si (température élevée **et** humidité importante) Alors (ventilation forte)*

V.2.4 Commande par logique floue:

La commande par logique floue est de grande actualité aujourd'hui, puisqu'elle a le même but qu'une commande classique. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur classique, le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles, en se basant sur des variables linguistiques [60].

Lorsqu'un opérateur humain commande manuellement un système, les actions qu'il réalise sont dictées par une connaissance subjective du fonctionnement de ce système. Par exemple, s'il fait «froid» dans une pièce, on «augmente» le chauffage ; s'il fait «très froid», on «chauffe plus». Cette commande du système peut être envisagée de façon différente selon la personne qui la réalise : la sensation de «froid» n'est pas directement liée à une mesure de la température [61].

Généralement le traitement d'un problème par la logique floue se fait en trois étapes [62]:

- 1- La quantification floue des entrées, appelée aussi la *fuzzification*. Elle permet la conversion des variables des entrées qui sont des grandeurs physiques, en grandeurs floues, ou variables linguistiques.
- 2- L'établissement des règles liant les sorties aux entrées, appelé *l'inférence floue*.
- 3- La *défuzzification* qui est l'opération inverse de la *fuzzification*. Elle consiste à transformer les variables linguistiques en variables réelles ou numériques.

La figure (Fig.V.2) présente le schéma de principe d'un système de commande par logique floue [63]:

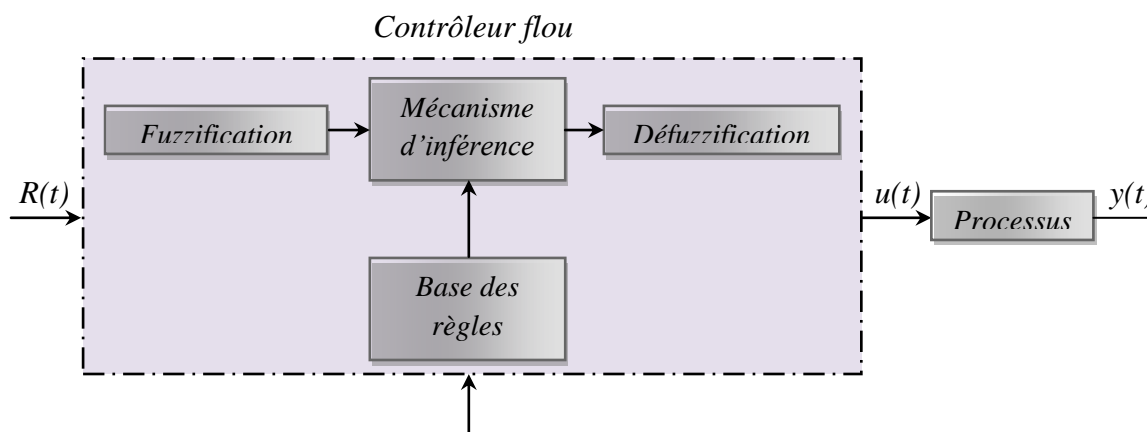


Fig.V.2: Système de commande par logique floue.

Où:

$R(t)$: est le signal de référence.

$u(t)$: est le signal de commande.

$y(t)$: est la sortie du système à commander.

Le contrôleur flou comporte essentiellement quatre parties ; une interface de fuzzification, une base des règles, un mécanisme d'inférence et une interface de défuzzification.

V.2.4.1 Bloc de Fuzzification:

Les entrées numériques d'un contrôleur flou doivent être tout d'abord fuzzifiée, donc, il est nécessaire de les transformer en des sous-ensembles flous. Pour se faire, on utilise un opérateur dit de fuzzification qui associe à une mesure de la variable x_0 une fonction d'appartenance $\mu_{x_0}(x)$ [53] [64].

Le choix de la forme des fonctions d'appartenance (triangulaires, trapézoïdaux, exponentielles, gaussiennes,...etc.) est arbitraire. Des études comparatives ont montré, selon différentes formes de fonctions d'appartenance, des résultats pratiquement similaires en boucle fermée mais les formes triangulaires facilitent la programmation ce qui explique qu'elles soient le plus fréquemment utilisées. Quant au nombre de fonctions d'appartenance,

il est généralement impaire car elles se répartissent autour de zéro (trois, cinq et sept sont les valeurs courantes) [55]. La figure (Fig.V.3) montre un exemple de fonction d'appartenance triangulaire [42]:

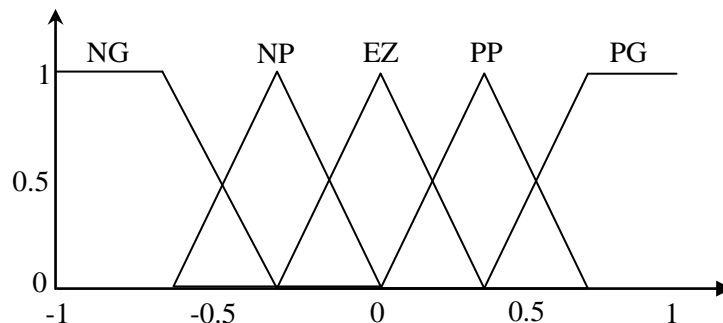


Fig.V.3: Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance triangulaires.

V.2.4.2 Base des règles et inférence floue:

Les règles floues représentent le cœur du régulateur, est permettent d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée du régulateur aux variables de commande du système [42]. Un type de règle peut-être par exemple: Si x_1 est «positif grand» et x_2 est «environ zéro» alors u est «négatif grand», où: x_1 et x_2 représentent deux variables d'entrée du régulateur telles que: l'écart de réglage et sa variation (l'erreur et sa dérivée), et u représente la commande. L'expérience dans l'élaboration de ces règles joue un rôle important.

Une représentation graphique de l'ensemble des règles, appelée matrice d'inférence ou table des règles, permet de synthétiser le cœur de régulateur flou.

Le tableau (V.1) représente une table d'inférence avec cinq sous-ensembles flous pour deux variables d'entrée: l'erreur de vitesse e et sa dérivée de , et une variable de sortie: la commande du .

		E				
		NG	NP	EZ	PP	PG
de	NG	NG	NG	NP	NP	EZ
	NP	NG	NP	NP	EZ	PP
	EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
	PP	NP	EZ	PP	PP	PG
	PG	EZ	PP	PP	PG	PG

Tableau V.1: Table d'inférence avec cinq sous-ensembles flous.

V.2.4.3 Mécanisme d'inférence:

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou. Elle a l'aptitude de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et l'expertise [65].

Pour le réglage par logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes [65] [66]:

- 1- **Méthode d'inférence max-min (méthode de MAMDANI):** La méthode d'inférence min-max, utilise l'opérateur «ET» par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par «ALORS», qui est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur «OU» lie les différentes règles, réalisé par la formation du maximum.
- 2- **Méthode d'inférence max-produit (méthode de LARSEN):** La méthode d'inférence max-produit, réalise l'opérateur «ET» par la formulation du produit. La conclusion dans chaque règle, introduite par «ALORS», est réalisée par la formation du produit. L'opérateur «OU» qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.
- 3- **méthode de SUGENO:** L'opérateur «ET» est réalisé par la formulation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale.

V.2.4.4 Bloc de Défuzzification:

Enfin, le dernier module, l'interface de défuzzification, va permettre de transformer les degrés d'appartenance des sous-ensembles flous de commande (la décision floue) en grandeur numérique. C'est la transformation inverse du bloc de fuzzification [54]. Les méthodes de défuzzification les plus utilisées sont [57], [59], [61], [65], [67]:

1- Méthode du centre de gravité:

C'est la méthode de défuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur.

$$x_G = u = \frac{\int_{x_0}^{x_1} x\mu(x)dx}{\int_{x_0}^{x_1} \mu(x)dx} \quad (\text{V.5})$$

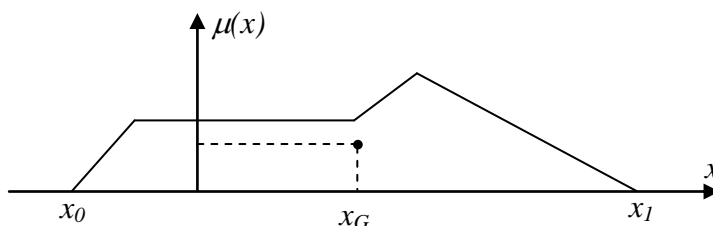


Fig.V.4 : Défuzzification par centre de gravité.

2- Méthode par valeur maximum:

Cette méthode est beaucoup plus simple, elle ne s'utilise que dans le cas discret. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance. La figure ci-dessous illustre le principe de cette méthode.

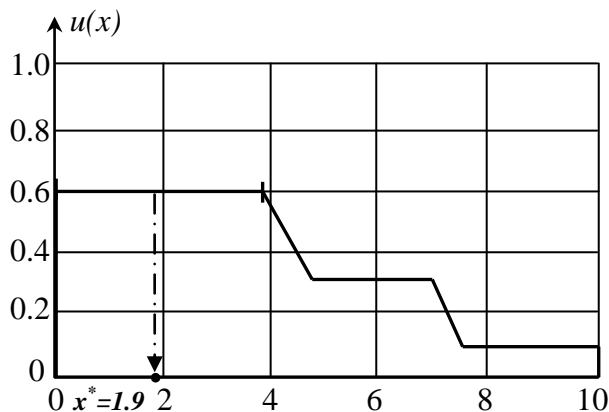


Fig.V.5 : Méthode de Défuzzification par valeur maximum.

3- Méthode de la moyenne des maximums:

Dans cette méthode, la valeur de sortie est estimée par l'abscisse du point correspondant au centre de l'intervalle pour lequel la fonction d'appartenance est maximale. Cette valeur est fournie par l'expression:

$$y_{cm} = \frac{\inf M + \sup M}{2} \quad (\text{V.6})$$

Où: M est l'ensemble des points pour lesquels la fonction d'appartenance est maximale.

V.2.5 Avantages et inconvénients de la logique floue:

Le réglage par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et d'inconvénients, parmi les quelles on peut citer [68], [69], [70]:

A. Les avantages:

- La non-nécessité d'une modélisation du système à régler.
- La possibilité et la facilité d'implémenter des connaissances de l'opérateur de processus (intégration de l'expertise humaine sous forme de règles simples).
- Une solution efficace pour des problèmes complexes (fortement non-linéaire et difficile à modéliser).
- Robustesse vis-à-vis les incertitudes.
- La disponibilité de systèmes de développement efficaces soit pour microprocesseurs ou PC (solution logicielle), ou bien pour circuits intégrés (processeur dédiés, solution matérielle).

B- Les inconvénients:

- Manque de directives précises pour la conception d'un régulateur (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- Aucune méthodes formelles pour l'ajustement.
- Les performances dépendent de l'expertise.
- Il n'existe pas de théorie générale qui caractérise rigoureusement la stabilité, la robustesse, ...etc.

V.2.6 Application de la logique floue à la commande de la MASDE:

La structure générale de régulation floue de la vitesse de la MASDE est présentée par la figure (Fig. V.6):

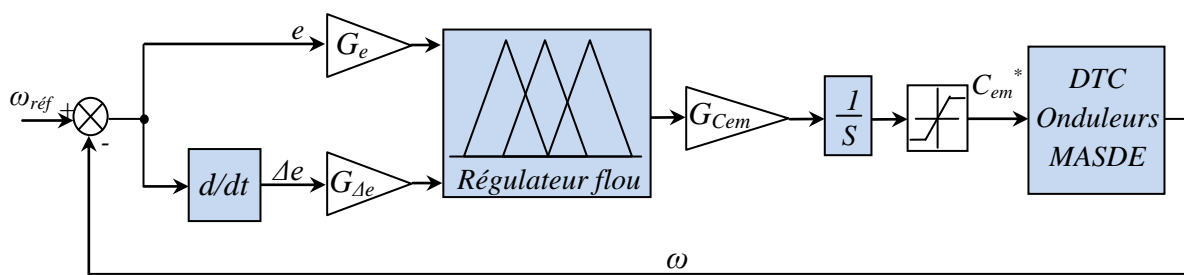


Fig. V.6: Réglage flou de la vitesse d'une MASDE.

La conception d'un régulateur flou passe généralement par les étapes suivantes:

- Choix des fonctions d'appartenance et des valeurs floues pour les entrées (l'erreur et sa dérivé) et la sortie (la commande).
- Choix de la méthode de fuzzification.
- Elaboration de la table d'inférence (base des règles).
- Choix de la méthode de défuzzification.

Les entrées (e et de) sont fuzzifiées en trois sous ensembles flous (N , Z et P) et la sortie (u) est fuzzifiée en cinq sous ensembles flous (NG , N , Z , P et PG) comme le montre les figures ci-dessous:

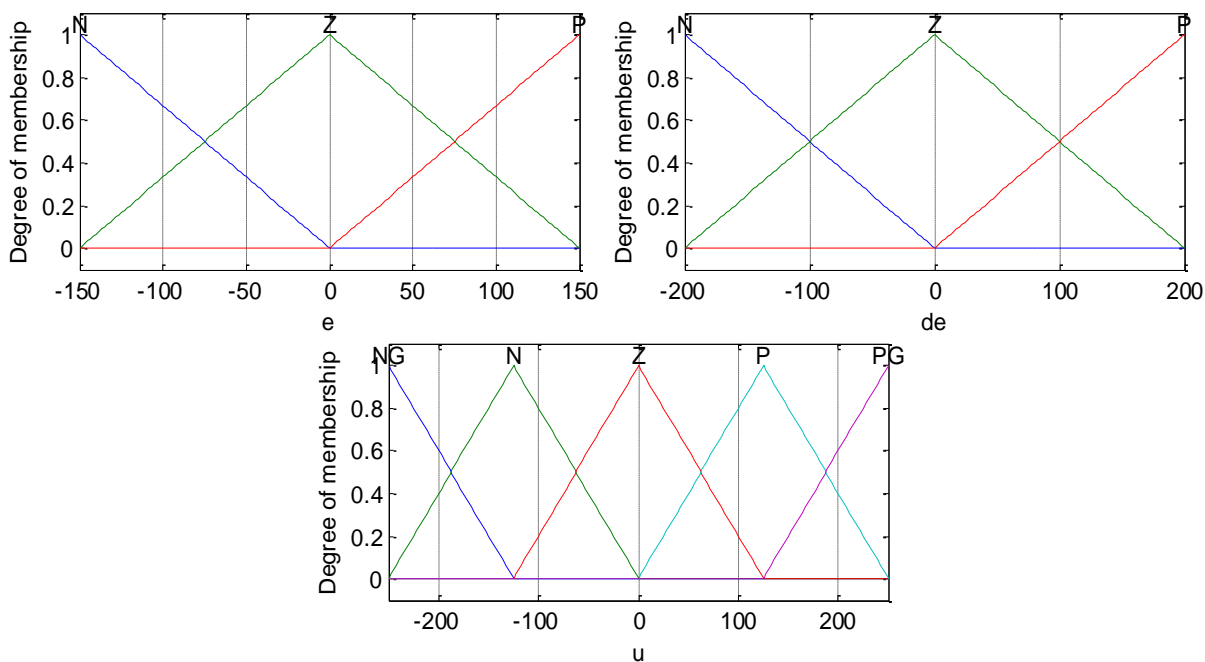


Fig.V.7: Les fonctions d'appartenance des entrées et de la sortie.

La table d'inférence relative à ce choix est donnée le tableau suivant:

		<i>e</i>		
		<i>N</i>	<i>Z</i>	<i>P</i>
<i>de</i>	<i>N</i>	<i>NG</i>	<i>N</i>	<i>Z</i>
	<i>Z</i>	<i>N</i>	<i>Z</i>	<i>P</i>
	<i>P</i>	<i>Z</i>	<i>P</i>	<i>PG</i>

Tableau V.2: La table d'inférence du régulateur flou.

Le schéma bloc de simulation est le même que celui présenté dans la figure (Fig.IV.9), en remplaçant le régulateur classique PI de la vitesse par un régulateur flou. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés par la figure (Fig.V.8):

Afin de tester la robustesse de la commande, plusieurs tests ont été effectués à savoir: la variation de la vitesse, de la charge et la variation des paramètres de la machine (augmentation de la résistance statorique et du moment d'inertie de 50% et 100% respectivement). Les résultats obtenus sont présentés par les figures: (Fig.V.9), (Fig.V.10) et (Fig.V.11):

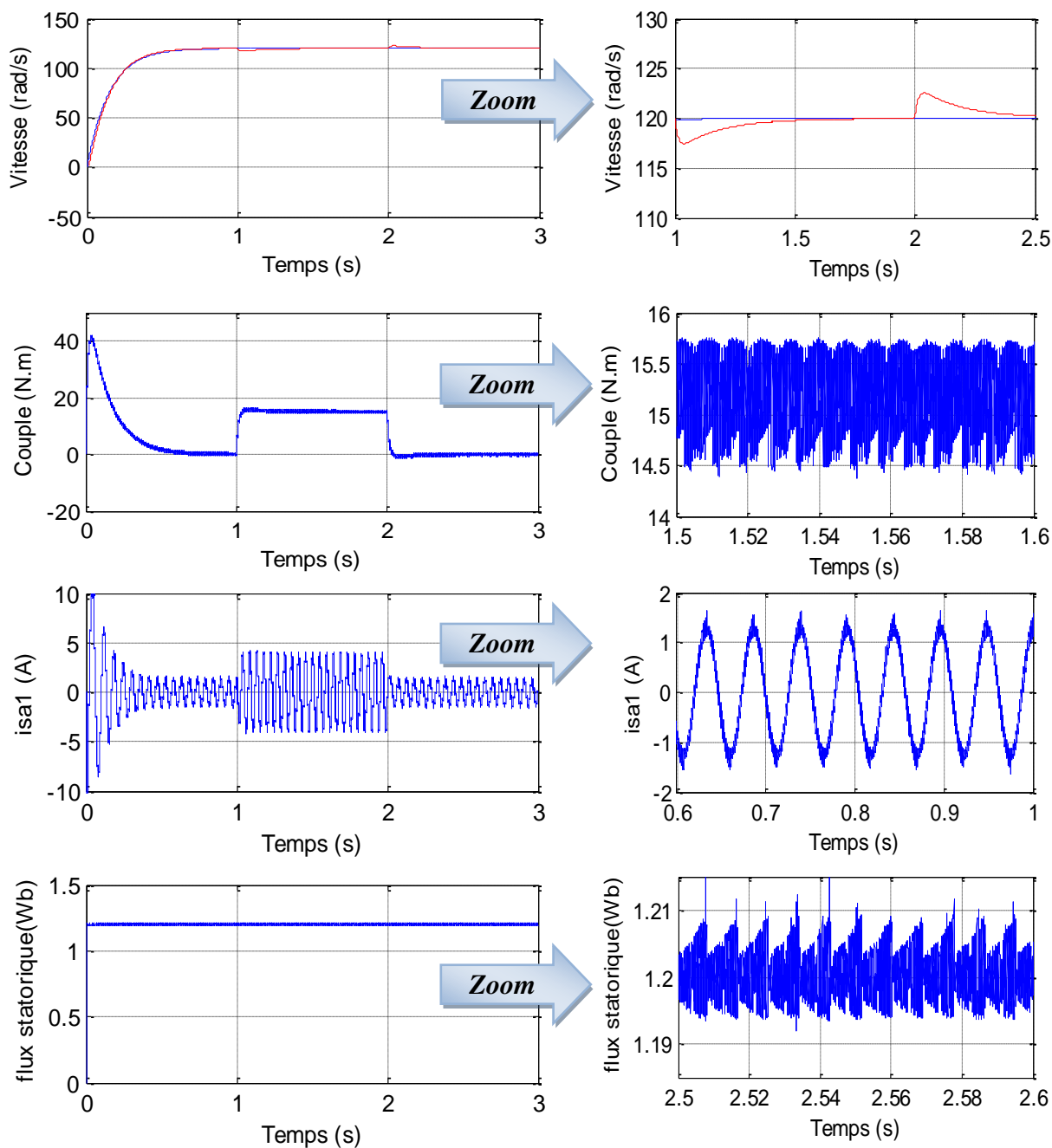


Fig. V.8: Commande directe du couple DTC de la MASDE avec réglage flou de la vitesse en appliquant un couple résistant $C_r=15$ N.m entre 1s et 2 s.

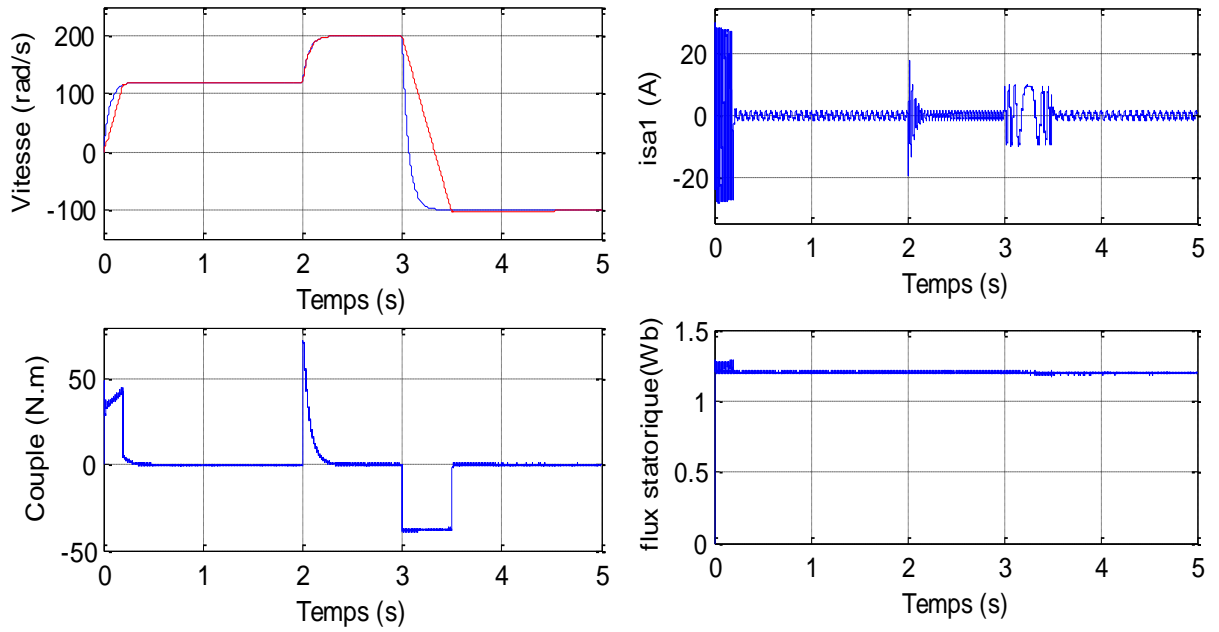


Fig. V.9: Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la vitesse [120, 200 et -100] rad/s.

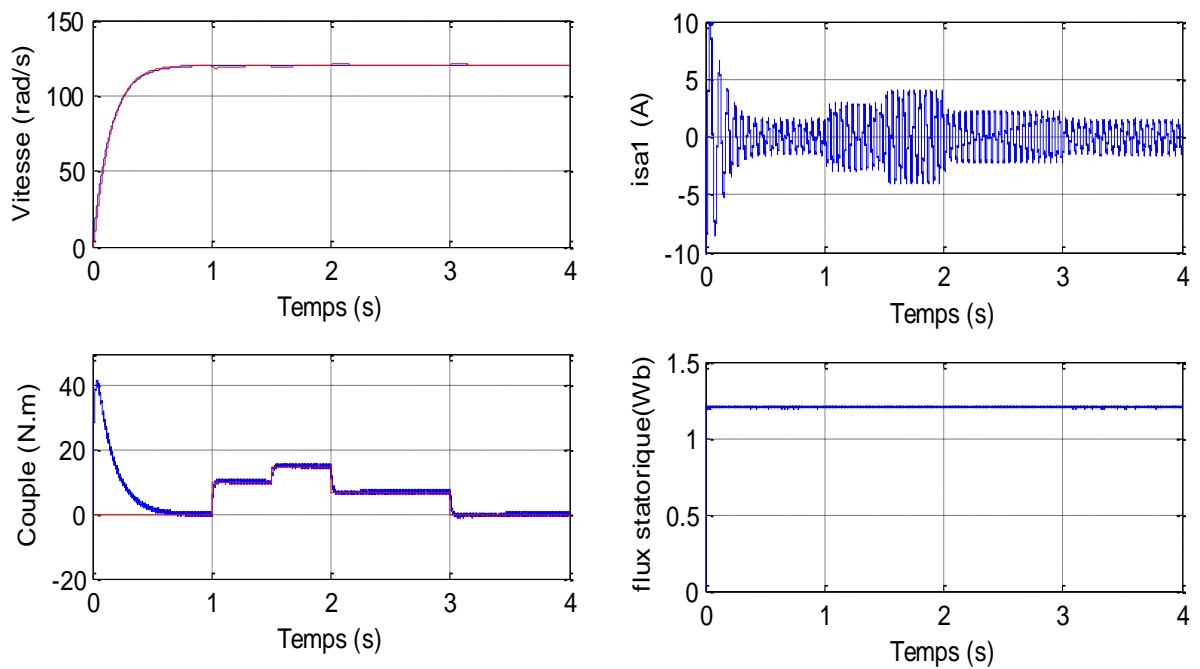


Fig. V.10: Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la charge $C_r = [10, 15 \text{ et } 7]$ N.m.

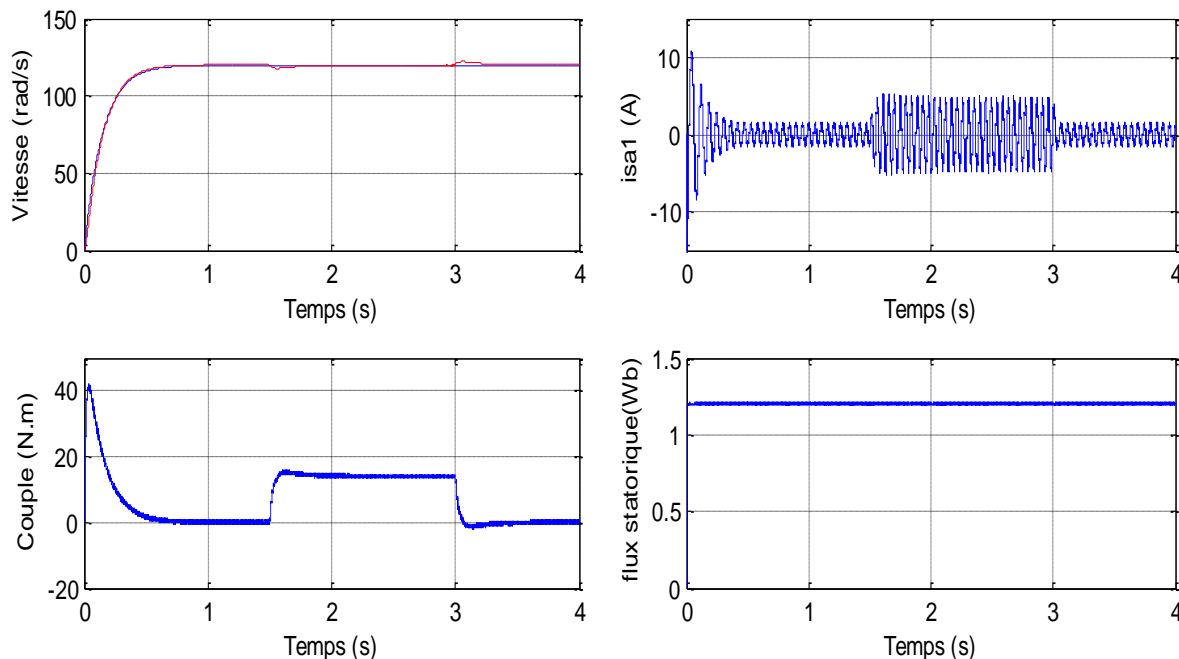


Fig. V.11: Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation paramétrique (augmentation du moment d'inertie et de la résistance statorique de 100% et 50% respectivement).

V.2.7 Interprétation des résultats:

La vitesse atteint sa référence (120 rad/s) en moins d'une seconde. Le couple électromagnétique atteint les 40 N.m au démarrage puis il se stabilise à une valeur presque égale à zéro en régime permanent. A ($t=1\text{s}$) on a appliqué un couple résistant égal à 15 N.m , la machine développe un couple électromagnétique pour compenser le couple de charge, une faible chute de vitesse a été enregistrée lors de l'application du couple résistant, et qu'elle a été rétablie rapidement par le régulateur flou pour rendre la vitesse à sa référence.

Un fort appel du courant statorique lors de l'application du couple de charge a été enregistré. Le flux statorique suit bien sa valeur de référence (1.2 Wb) avec une rapidité remarquable.

Pour juger la robustesse du régulateur flou, trois tests de robustesse ont été effectués à savoir: la variation de la vitesse de rotation, la variation de la charge, l'augmentation du moment d'inertie et de la résistance statorique. Les résultats de simulation montrent bien la robustesse et les bonnes performances dynamiques (stabilité, rapidité, précision) du réglage par logique flou par rapport au régulateur PI classique, il permet d'avoir des réponses sans dépassement avec réduction du temps d'inversion du sens de rotation. En outre, il est robuste vis-à-vis les variations paramétriques, ceci revient au fait que la synthèse du régulateur flou ne se repose pas sur le modèle de la machine.

Pour une commande plus robuste et plus simple, nous ferons appel à une autre technique de commande dite commande par mode glissant, et qui sera l'objet du deuxième partie de ce chapitre.

V.3 Réglage par mode glissant:

L'étude des commandes non linéaires s'avère d'un grand intérêt, puisque la majorité des systèmes réels sont essentiellement non linéaires. Les méthodes linéaires conventionnelles sont satisfaisantes uniquement pour des plages de fonctionnement restreintes [71].

Un type de commande robuste; en raison de l'insensibilité aux changements des paramètres, aux perturbations externes et à la dynamique non modélisée; simple à calculer et à mettre en œuvre, est la commande par mode glissant [71] [65].

Les premiers travaux concernant les systèmes de commande à structure variable en mode de glissement ont été proposés et élaborés au début des années 50 par *Emelyanov*. Cependant, ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode glissant des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive [72]. Elle est considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis, cette technique est basée sur la commutation autour d'une surface de glissement dont le but est de forcer le système à atteindre cette surface et ensuite d'y rester [73]. L'avantage principal de la commande par mode glissant est la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, de la précision importante, de la stabilité, de la simplicité et du temps de réponse faible [72].

V.3.1 Principe de fonctionnement:

Etant un cas particulier de la commande à structure variable (CSV), la commande par modes glissants (CMG) a été largement utilisée dans la littérature. Ce succès est dû à sa simplicité de mise en œuvre et à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes. Il s'agit de définir d'abord une surface dite de glissement qui représente la dynamique désirée, puis synthétiser une loi de commande qui doit agir sur le système en deux phases. Dans la première, on force le système à rejoindre cette surface, et dans la seconde phase on doit assurer le maintien et le glissement le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase comme montré sur la figure (*Fig.V.12*) [74]:

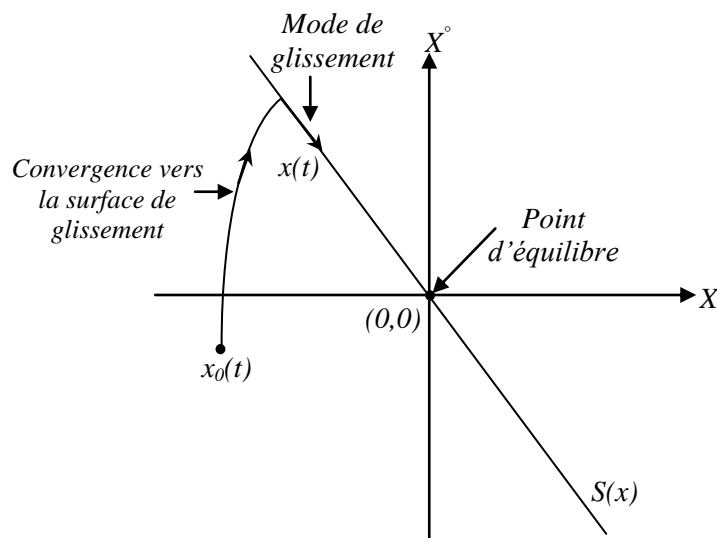


Fig.V.12: Convergence du système glissant.

V.3.2 Conception de la commande par mode glissant:

La conception de la commande par mode glissant peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre [63] [72] [75]:

- Choix de la surface de glissement.
- Détermination des conditions d'existence du régime glissant ou conditions d'accès.
- Détermination de la loi de commande.

V.3.2.1 Choix de la surface de glissement:

On considère le système dynamique représenté par:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{V.7})$$

x : est le vecteur d'état.

x_{ref} : est le vecteur de référence.

L'erreur e est la différence entre le vecteur de référence et le vecteur d'état:

$$e = x_{ref} - x \quad (\text{V.8})$$

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} , Slotine propose la forme générale suivante [76]:

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \gamma\right)^{(r-1)} e(x) \quad (\text{V.9})$$

Dont:

$S(x)$: surface de glissement.

γ : constante positive.

r : degré relatif du système.

$e(x)$: l'écart sur la variable à régler (l'erreur).

V.3.2.2 Condition d'existence et de convergence:

Pour que la convergence de chaque état du système vers sa référence soit garantie on utilise l'approche de *Lyapunov*, cette approche est basée sur le choix d'une fonction de *Lyapunov* $V(x) > 0$ et assurer la condition: $\dot{V}(x) < 0$ (dérivée négative donc la fonction est décroissante) cela permet aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement.

La fonction de *Lyapunov* est définie par:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{V.10})$$

Sa dérive est donnée par:

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{V.11})$$

V.3.2.3 Détermination de la loi de commande:

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants [42] [75].

La structure d'un régulateur par mode glissant est donnée par:

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{V.12})$$

Elle est constituée de deux parties:

U_{eq} : dite commande équivalente, concernant la linéarisation exacte. Elle représente la dynamique du système durant le mode de glissement. Cette commande est déduite en posant $\dot{S}(x) = 0$.

U_n : dite commande discontinue, concernant la stabilité. Elle représente la dynamique du système durant le mode de convergence. La forme la plus simple que peut prendre la commande U_n est:

$$U_n = K \cdot \text{Sign}(S(x)) \quad (\text{V.13})$$

Où : $\text{Sign}(S(x))$ est la fonction définie par [77]:

$$\text{Sign}(S(x)) = \begin{cases} -1 & \text{si } S(x) < 0 \\ 1 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{V.14})$$

V.3.3 Application du mode glissant pour le réglage de vitesse de la MASDE:

V.3.3.1 Surface de régulation de la vitesse:

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif égal à un ($r=1$) est de la forme suivante:

$$S(\Omega) = \Omega^* - \Omega \quad (\text{V.15})$$

$$S^\circ(\Omega) = \Omega^{*\circ} - \Omega^\circ \quad (\text{V.16})$$

À partir de l'équation mécanique on a:

$$\Omega^\circ = \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{j}(C_{em} - C_f - C_r) \quad (\text{V.17})$$

$$\Omega^\circ = \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{j}(C_{em} - f.\Omega - C_r) \quad (\text{V.18})$$

$$S^\circ(\Omega) = \Omega^{*\circ} - \frac{C_{em}}{j} + \frac{f}{j}.\Omega + \frac{1}{j}C_r \quad (\text{V.19})$$

On remplace C_{em} par C_{em}^* dont:

$C_{em}^* = C_{em}^{eq} + C_{em}^n$ on obtient:

$$S^\circ(\Omega) = \Omega^{*\circ} - \frac{C_{em}^{eq}}{j} - \frac{C_{em}^n}{j} + \frac{f.\Omega}{j} + \frac{C_r}{j} \quad (\text{V.20})$$

Durant le mode de glissement et on régime permanent on a:

$$S(\Omega) = 0; S^\circ(\Omega) = 0; C_{em}^n = 0$$

On aura donc:

$$C_{em}^{eq} = j.\Omega^{*\circ} + f.\Omega + C_r \quad (\text{V.21})$$

$$\text{On a: } \Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad (\text{V.22})$$

$$C_{em}^{eq} = \frac{j}{p}.w_r^{*\circ} + \frac{f}{P}.w_r + C_r \quad (\text{V.23})$$

$$C_{em}^n = K.\text{Sign}(S(w_r)) \quad (\text{V.24})$$

Le diagramme de simulation est similaire à celui présenté dans la figure (Fig.IV.9), en remplaçant juste le régulateur classique PI de la vitesse par un régulateur par mode glissant. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés par la figure (Fig.V.13).

Pour bien juger la commande directe du couple avec un réglage par mode glissant de la vitesse, plusieurs tests de robustesse ont été effectués (variation de la vitesse, variation de la charge, variation paramétrique). Les résultats obtenus sont présentés dans les figures (Fig.V.14), (Fig.V.15) et (Fig.V.16).

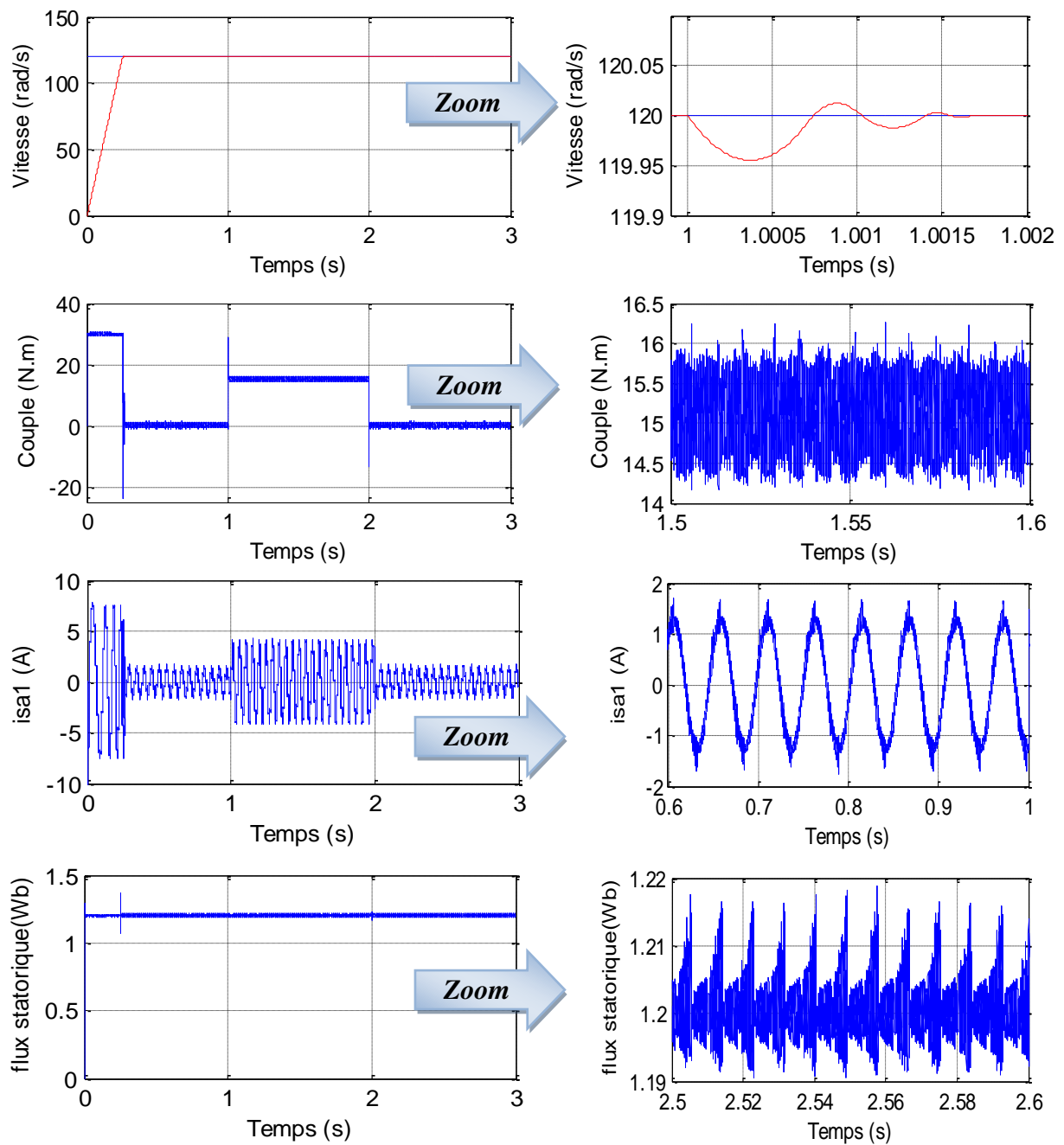


Fig. V.13: Commande directe du couple DTC de la MASDE avec un régulateur par mode glissant de la vitesse en appliquant un couple résistant $C_r=15$ N.m entre 1s et 2s.

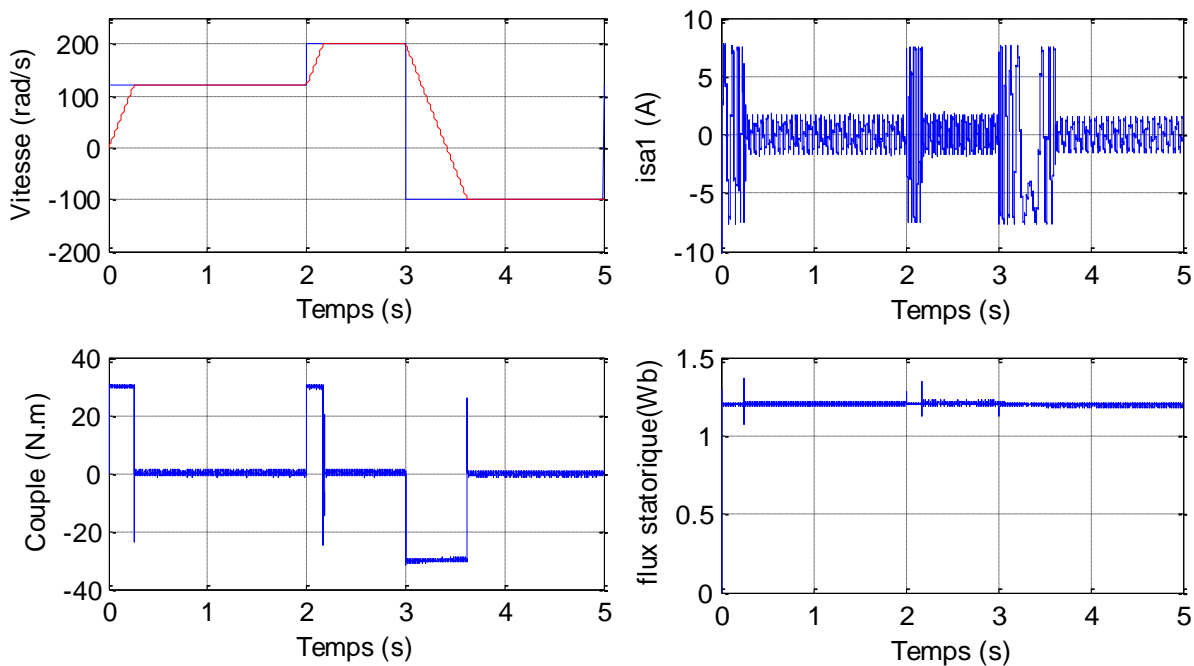


Fig. V.14: Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la vitesse [120, 200 et -100] rad/s.

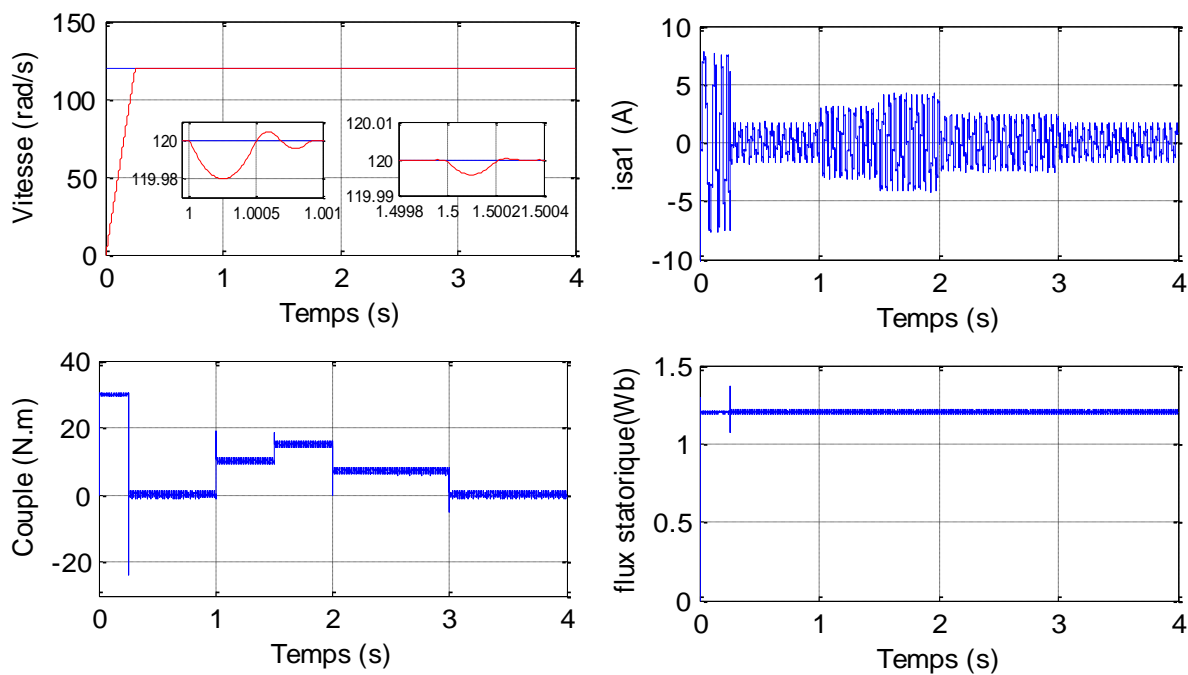


Fig. V.15: Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la charge $C_r = [10, 15 \text{ et } 7] \text{ N.m}$.

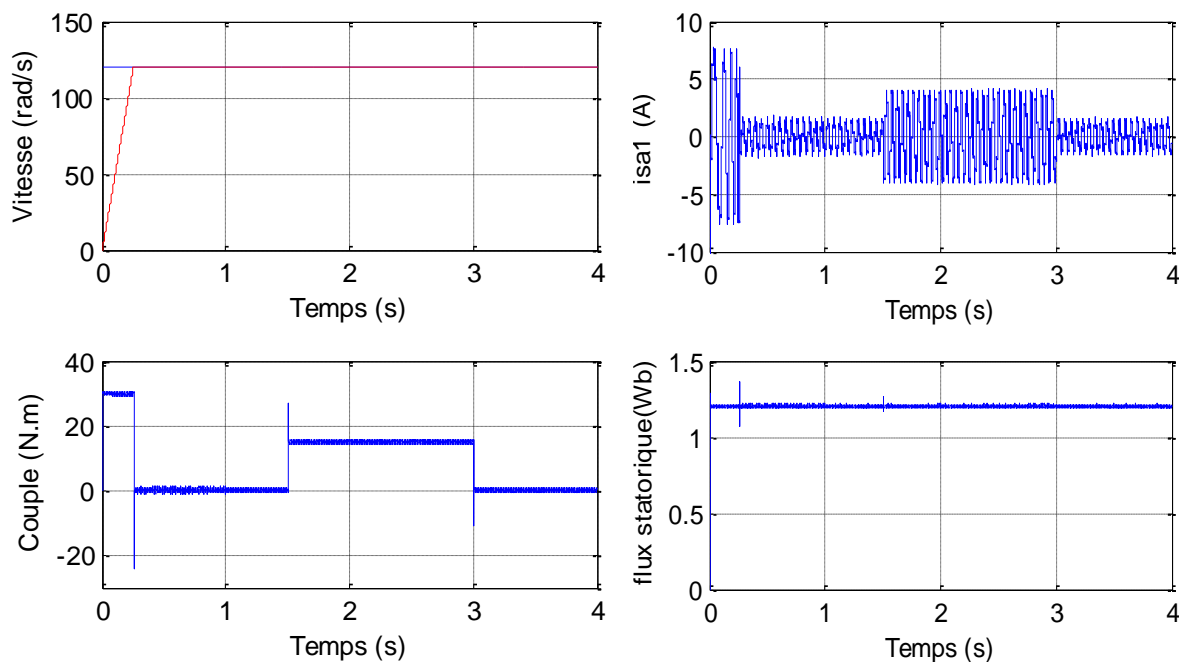


Fig. V.16: Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation paramétrique (augmentation du moment d'inertie et de la résistance statorique de 100% et 50% respectivement).

V.3.3.2 Interprétations des résultats:

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale, ensuite il se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A l'intervalle $[1, 2s]$ la machine est chargée par un couple résistant égal à $(15N.m)$, le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, avec une influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement $(0.002s)$ à sa référence $(120 rad/s)$. Le courant statorique répond bien aux variations imposées par la charge (augmentation du courant lors de l'application de la charge), et sa forme est très proche de la sinusoïde. Le flux statorique suit bien sa référence $(1.2 Wb)$ (Fig.V.13).

La vitesse suit parfaitement ses consignes $(120, 200 et -100 rad/s)$, ce qui montre la robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la vitesse. L'inversion du sens de rotation de 200 à $-100 rad/s$ est sans dépassement, elle conduit à un couple négatif de $-30N.m$ sans influence sur le flux statorique qui suit sa valeur de référence imposée $(1.2Wb)$ (Fig.V.14).

Le couple électromagnétique et le courant statorique répondent bien aux variations de la charge avec une insensibilité au niveau de flux et de la vitesse qui gardent une meilleure poursuite à leurs valeurs de référence (Fig.V.15).

La commande garde ses performances malgré l'augmentation du moment d'inertie et de la résistance statorique, ce qui montre sa robustesse vis-à-vis les variations paramétriques (Fig.V.16).

Le réglage de la vitesse par mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux deux régulateurs: PI classique et PI flou. Il offre des bonnes performances statiques et dynamiques (stabilité, rapidité et précision), c'est-à-dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, avec une meilleure poursuite et un rejet quasi-total de la perturbation.

Les avantages de la commande par mode glissant sont importants et multiples: la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, la robustesse...etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis. L'inconvénient majeur de la commande par mode glissant étant le phénomène de réticence (effet *Chattering* en anglais), il est caractérisé par des fluctuations de haute fréquence qui se voient clairement au niveau du couple, ce phénomène est indésirable et nuisible pour les actionneurs, il provoque des bruits acoustiques et des forces additionnelles de torsion sur l'arbre de la machine ce qui va réduire sa durée de vie. Pour remédier ce problème, on fait appel à une autre technique de réglage qui permet d'allier les performances des deux techniques: mode glissant et logique floue tout en réduisant l'effet *Chattering*, cette technique est appelée commande par mode glissant floue et qui sera l'objet de quatrième partie de ce chapitre.

V.4 Réglage par mode glissant flou:

L'utilisation de la technique de commande par mode glissant a été limitée à cause des oscillations liées aux commutations de la commande et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. De nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations (fluctuations), parmi lesquelles on trouve la commande par mode glissant flou. Cette stratégie de commande consiste à combiner la logique floue et le mode glissant afin d'obtenir une commande robuste et lisse [83].

V.4.1 Application du mode glissant flou pour le réglage de vitesse de la MASDE:

La commande par mode glissant flou est une technique de commande hybride qui permet de lier deux stratégies de commande à savoir: le mode glissant et la logique floue; dont la partie discontinue $K \cdot \text{Sign}(S(x))$ de la loi de commande par mode glissant est remplacé par un système d'inférence flou afin d'éliminer le phénomène de *Chattering* [84] [85].

Ce contrôleur possède une entrée $S(x)$ et une sortie U_n et sa base de règles sert à établir une connexion entre $S(x)$ et U_n . Ceci, est interprété par des règles de la forme: (Si ... Alors) et qui peuvent être décrits comme suit:

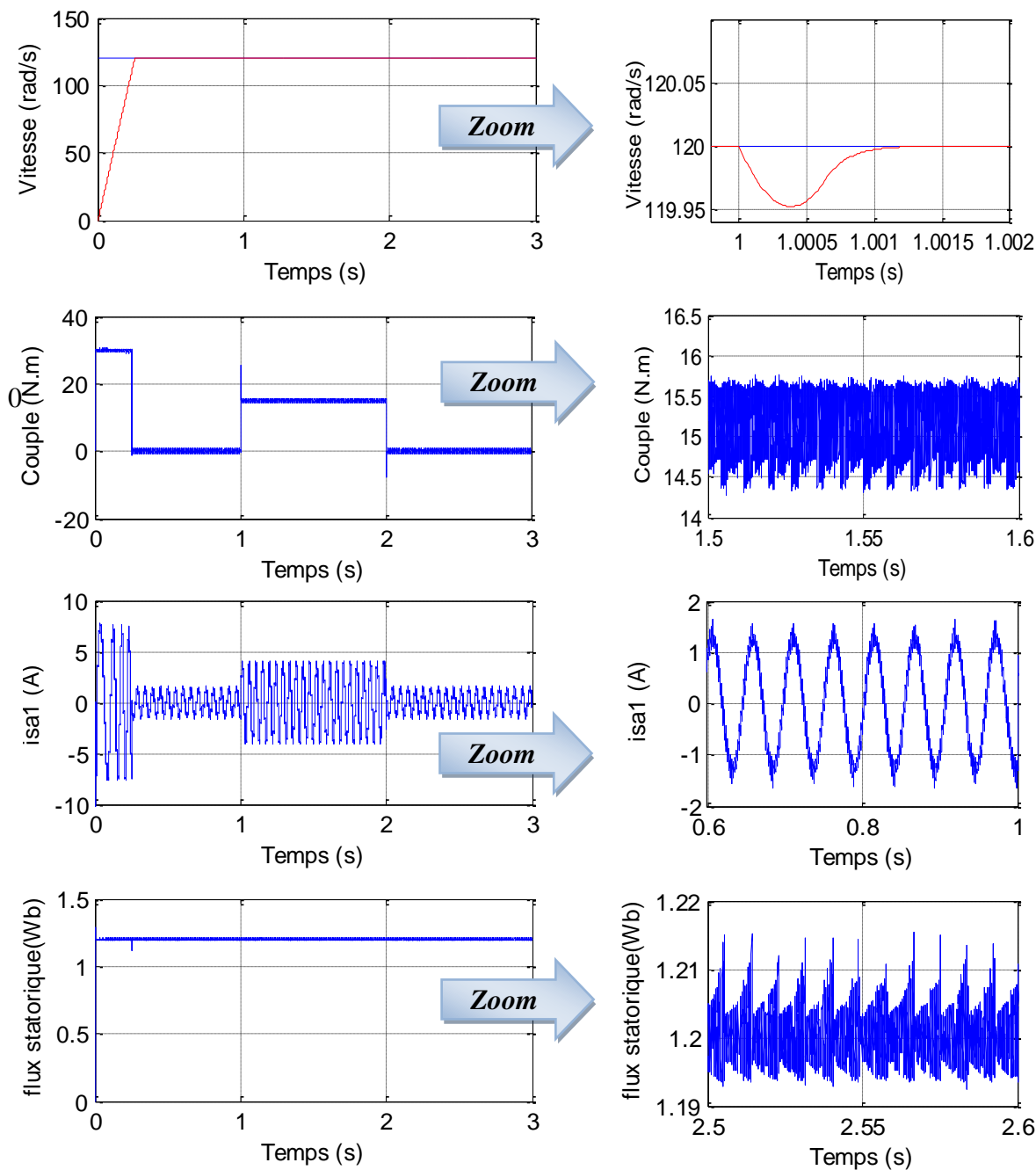


Fig. V.18: Régulation par mode glissant flou de la vitesse d'une MASDE avec l'application d'un $C_r = 15 \text{ N.m}$ entre 1s et 2s.

V.4.3 Interprétations des résultats:

Les résultats de simulation montrent bien les bonnes performances de la commande par mode glissant flou (rapidité, stabilité et précision), ainsi que les améliorations apportées par cette dernière par rapport à la commande par mode glissant en terme de réduction de l'effet *Chattering* (fluctuations du couple et de flux statorique) et du rejet de perturbation (Fig. V.19).

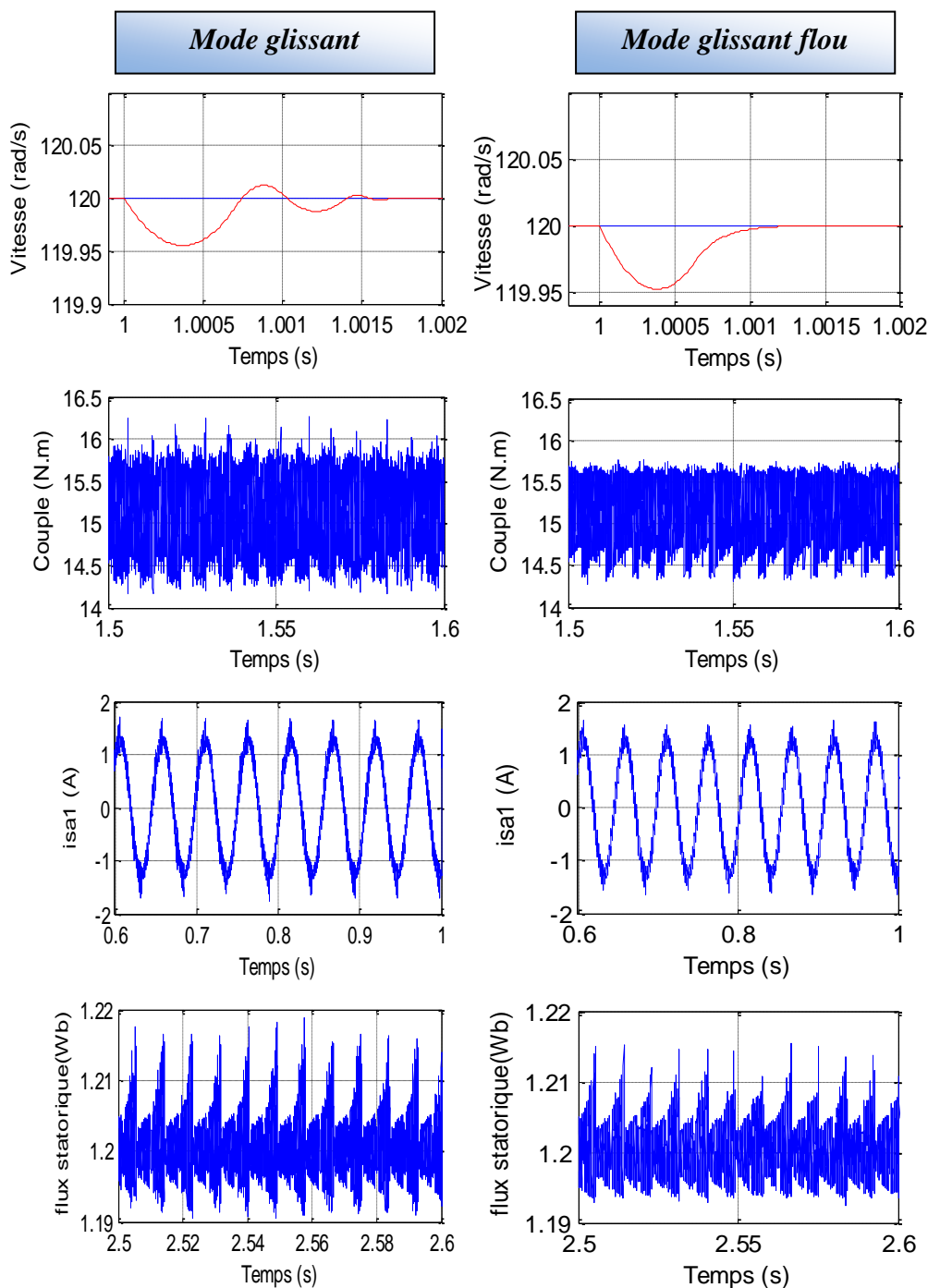


Fig. V.19: Comparaison entre la commande par mode glissant et celle par mode glissant flow.

V.5 Réglage par réseaux de neurone artificiels:

Actuellement, les techniques de l'intelligence artificielle sont largement utilisées dans de nombreux domaines tels que: la régulation et le diagnostic des processus industriels, le traitement d'image, la technologie spatiale, la lecture automatique de chèques bancaires et d'adresses postales, le diagnostic médical...etc. L'objectif recherché dans l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle est d'arriver à l'émulation du raisonnement humain sur

un DSP (Digital Signal Processor) de telle sorte que le système complet commande-machine puisse penser et réagir intelligemment comme un être humain [86] [87] [88].

Parmi toutes les techniques intelligentes, les réseaux de neurones artificiels (RNA) servent aujourd'hui à toutes sortes d'applications et semblent avoir le maximum d'impact, ce qui est évident par le nombre important de publications réalisées dans la littérature [86] [87].

V.5.1 Généralité sur les réseaux de neurones:

Le principe des réseaux de neurones artificiels (*Artificial Neural Network ANN*) est né dans les années 40 à partir d'une analogie avec le système nerveux humain [89]. Les premiers travaux datent de 1943 et sont l'œuvre de *W. S. McCulloch et W. Pitts* [90]. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée née grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés. Ils ont connu des débuts prometteurs vers la fin des années 50, mais le manque d'approfondissement de la théorie a gelé ces travaux jusqu'aux années 80 [91].

V.5.1.1 Neurone biologique:

Le neurone biologique (*Fig. V.20*) comprend [92]:

- **Le corps cellulaire**, qui fait la somme des influx qui lui parviennent; si cette somme dépasse un certain seuil, il envoie lui-même un influx par l'intermédiaire de l'axone;
- **L'axone**, qui permet de transmettre les signaux émis par le corps cellulaire aux autres neurones;
- **Les dendrites**, qui sont les récepteurs principaux du neurone, captant les signaux qui lui parviennent;
- **Les synapses**, qui permettent aux neurones de communiquer avec les autres via les axones et les dendrites.

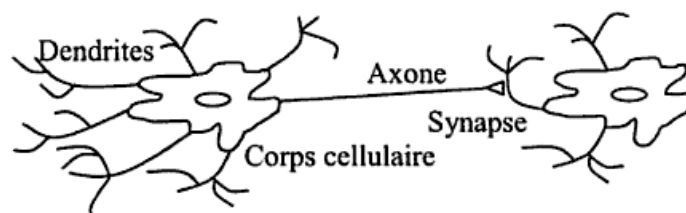


Fig. V.20: Neurone biologique

V.5.1.2 Neurone formel (artificiel):

Le neurone formel est un modèle théorique de traitement de l'information inspiré des observations relatives au fonctionnement d'un neurone biologique, pour but de reproduire le raisonnement intelligent d'une manière artificielle [44] [93].

La figure (Fig. V.21) montre la structure d'un neurone artificiel. Chaque neurone artificiel est un processeur élémentaire. Il reçoit un nombre variable d'entrées en provenance de neurones "amonts". A chacune de ces entrées est associé un poids w (*weight en Anglais*) représentatif de la force de la connexion. Chaque processeur élémentaire est doté d'une sortie unique, qui se ramifie ensuite pour alimenter un nombre variable de neurones "avals". A chaque connexion est associé un poids [94] [95] [96].

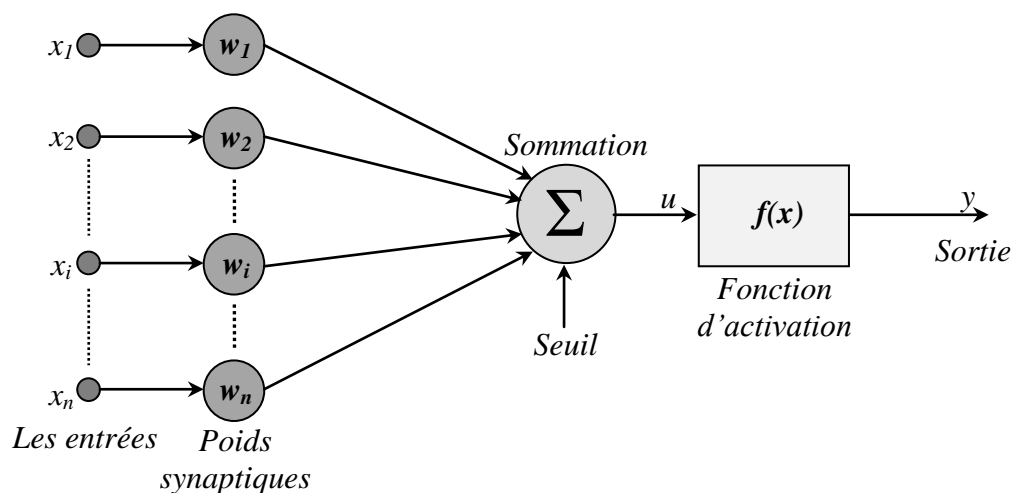


Fig. V.21: Neurone artificiel

Chaque neurone est relié à différentes entrées (x_n). Celles-ci sont soit les variables d'entrées du réseau, soit les sorties des couches précédentes. Chacune de ces entrées est pondérée par un poids (w_i). Un poids total S est ainsi calculé après rajout du biais (β) propre à chaque neurone. Ce poids normalisé entre (-1) et (1) indique le degré d'activation du neurone. Une fonction sigmoïde (f) est alors utilisée pour la propagation de l'information et donne une sortie (y) toujours normalisée entre (-1) et (1) . Toutes les informations sont alors stockées dans la valeur des poids et un algorithme d'apprentissage par rétro-propagation, sur de nombreux exemples est nécessaire à l'optimisation d'une solution [44].

Le neurone formel est donc un automate booléen dont la sortie y est telle que [44] [97]:

$$y = \begin{cases} 1 & \text{si } S > \beta \\ 0 & \text{si } S < \beta \end{cases} \quad (\text{V.25})$$

Avec:

$$y = f(x) \text{ et } S = \sum_{i=1}^n w_i x_i \quad (\text{V.26})$$

Dont:

x_i : Représente la $i^{\text{ème}}$ entrée du neurone formel.

y : Sortie de neurone.

β : Seuil du neurone.

w_i : Paramètres de pondération.

f : Fonction de seuillage.

S : Somme pondérée des entrées x_i .

Le tableau ci-dessous montre la mise en correspondance entre un neurone biologique et un neurone artificiel:

<i>Neurone biologique</i>	<i>Neurone artificiel</i>
<i>Synapses</i>	<i>Poids des connexions</i>
<i>Axones</i>	<i>Signal de sortie</i>
<i>Dendrites</i>	<i>Signal d'entrée</i>
<i>Noyau ou Somma</i>	<i>Fonction d'activation</i>

Tableau V.4: Analogie entre le neurone biologique et le neurone artificiel.

Le neurone formel peut être défini, d'une façon plus générale, par les éléments suivants [98]:

- 1- **Les entrées du réseau neurone:** Elles peuvent être binaires (0, 1) ou réelles.
- 2- **Fonction d'activation:** Cette fonction permet de définir l'état interne du neurone en fonction de son entrée totale, citons à titre d'exemple quelques fonctions souvent utilisées:

- **Fonction linéaire:** C'est l'une des fonctions d'activations les plus simples, sa fonction est définie par: $f(x) = x$, (Fig. V.22).

- **Fonction sigmoïde:** Elle est l'équivalent continu de la fonction linéaire (Fig. V.23). Etant continu, elle est dérivable, d'autant plus que sa dérivée est simple à calculer. Elle est définie par:

$$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}} \quad (\text{V.27})$$

- 3- **Fonction de sortie:** Elle calcule la sortie d'un neurone en fonction de son état d'activation. En général, cette fonction est considérée comme la fonction identité. Elle peut être: binaire (0, 1), bipolaire (-1, 1) ou réelle.

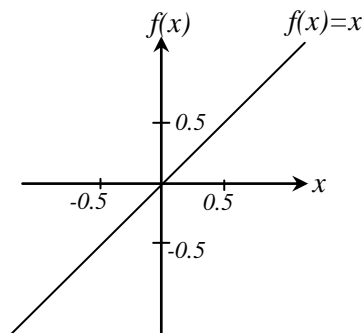


Fig. V.22: Fonction linéaire.

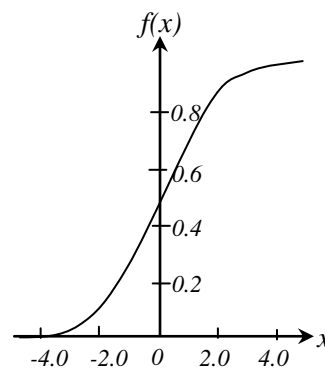


Fig. V.23: Fonction sigmoïde.

4- Poids des connexions:

Un poids w_{ij} est associé à chacune des connexions. Nous noterons toujours le premier indice par i et le deuxième par j . Le premier indice (rangée) désigne le numéro de neurone sur la couche, alors que le deuxième indice (colonne) spécifie le numéro de l'entrée. Ainsi, w_{ij} désigne le poids de la connexion qui relie le neurone i à son entrée j [99].

Un poids d'un neurone artificiel représente donc l'efficacité d'une connexion synaptique. Un poids négatif vient inhiber une entrée, alors qu'un poids positif vient l'accentuer [88].

V.5.2 Architecture des réseaux de neurones:

L'architecture d'un réseau de neurones est l'organisation des neurones entre eux au sein d'un même réseau. Autrement dit, il s'agit de la façon dont ils sont ordonnés et connectés. Un réseau de neurones est en général composé de plusieurs couches de neurones, des entrées jusqu'aux sorties. On distingue deux grands types d'architectures de réseaux de neurones: les réseaux de neurones non bouclés et les réseaux de neurones bouclés [88].

V.5.2.1 Les réseaux de neurones non bouclés:

Appelés aussi réseaux proactifs, réseaux statiques ou réseaux unidirectionnels (*feedforward networks*), un réseau de neurones non bouclé réalise une ou plusieurs fonctions algébriques de ses entrées par composition des fonctions réalisées par chacun de ses neurones [100]. Il peut être monocouche ou multicouche, partiellement ou complètement connecté (tous les neurones d'une même couche sont connectés à chaque nœud de la couche adjacente suivante) [101]. Ce réseau est représenté graphiquement par un ensemble de neurones connectés entre eux (Fig. V.24), dans un tel réseau, le flux de l'information circule des entrées vers les sorties sans «retour en arrière», si on se déplace dans le réseau, à partir d'un neurone quelconque, en suivant les connexions, on ne peut pas revenir au neurone de départ. Les

neurones qui effectuent le dernier calcul de la composition de la fonction sont les neurones de sortie, ceux qui effectuent des calculs intermédiaires sont les neurones cachés [100].

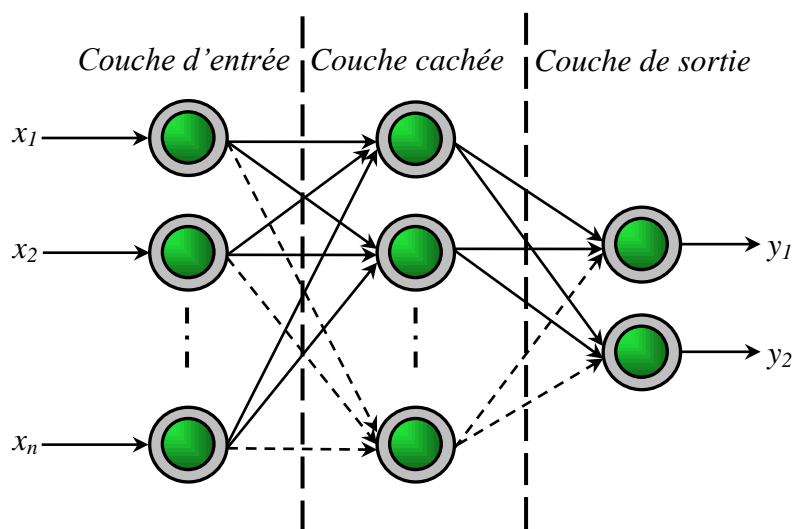


Fig. V.24: Réseaux de neurone non bouclés.

V.5.2.2 Les réseaux de neurones bouclés:

Appelés aussi réseaux dynamiques ou réseaux récurrents (*recurrent networks*). Ce sont des réseaux contenant au moins une boucle de contre-réaction sur une de ses couches vers une au moins des couches précédentes (Fig. V.25). Ces réseaux ont une dynamique importante. En effet, à cause de la présence de boucles de contre-réaction et de la réponse non linéaire des neurones, le réseau peut être amené progressivement vers un état stable ou alors, une brusque variation apparaît sur les neurones pour amener le réseau vers un autre état [101].

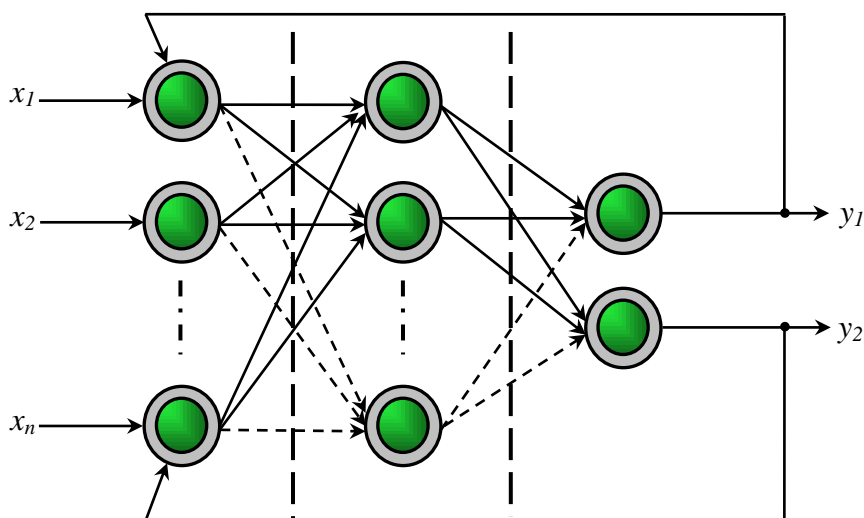


Fig. V.25: Réseaux de neurone bouclés.

V.5.3 L'apprentissage d'un réseau de neurones:

L'apprentissage est vraisemblablement la propriété la plus intéressante des réseaux neuronaux. Elle ne concerne cependant pas tous les modèles, mais les plus utilisés [102]. L'apprentissage est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré. L'apprentissage neuronal fait appel à des exemples de comportement [52] [102].

Les algorithmes d'apprentissages donnent des meilleurs résultats lorsqu'on leur fournit des exemples multiples et variés, ainsi le réseau peut assimiler toutes les connaissances. Il existe différentes règles d'apprentissage parmi lesquelles on peut distinguer [44]:

V.5.3.1 Apprentissage supervisé:

Un superviseur, fournit au réseau des couples d'entrées-sorties. Il fait apprendre au réseau l'ensemble de ces couples, par une méthode d'apprentissage, comme la rétro-propagation du gradient de l'erreur, en comparant pour chacun d'entre eux la sortie effective du réseau et la sortie désirée. L'apprentissage est terminé lorsque tous les couples entrées-sorties sont reconnus par le réseau [103]. Pour ce type d'apprentissage, la règle la plus utilisée est celle de *Perceptron*.

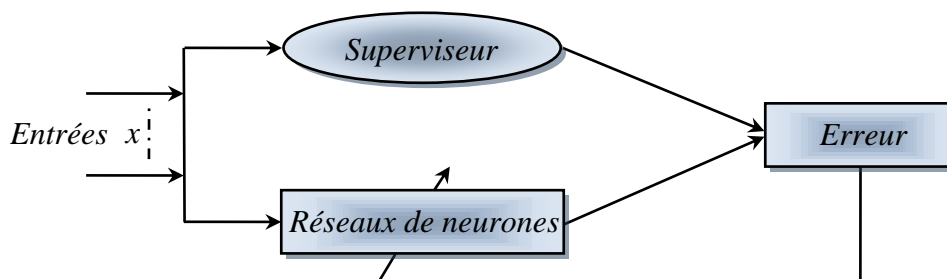


Fig. V.26: Illustration de l'apprentissage supervisé.

V.5.3.2 Apprentissage non supervisé:

Cet apprentissage consiste à détecter automatiquement des régularités qui figurent dans les exemples présentés et à modifier les poids des connexions pour que les exemples ayant les mêmes caractéristiques de régularité provoquent la même sortie [103]. Pour ce type d'apprentissage, les règles les plus utilisées sont celles de *Hebb* et *Kohonen*.

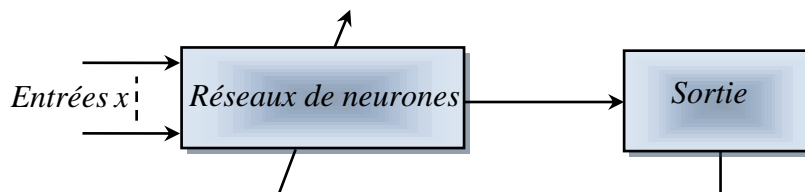


Fig. V.27: Illustration de l'apprentissage non supervisé.

V.5.3.3 Apprentissage auto-supervisé:

Le réseau de neurone évalue lui-même ses performances, sans l'aide d'un «expert». Un objet est présenté à l'entrée du réseau de neurones, on a indiqué la classe à laquelle appartient cet objet. Si le réseau ne le classe pas correctement, il mesure lui-même l'erreur qui le faîte, et propage cette erreur vers l'entrée. Le réseau procède à autant d'itérations qu'il est nécessaire jusqu'à obtenir la réponse correcte [104].

V.5.4 Règles d'apprentissage des réseaux de neurones:

Dans les systèmes experts, les connaissances de l'expert ont une forme énumérée; elles sont exprimées sous forme de règles. Dans le cas des réseaux de neurones, les connaissances ont une forme distribuée : elles sont codées dans les poids des connexions, la topologie du réseau, les fonctions de transfert de chaque neurone, le seuil de ces fonctions et la méthode d'apprentissage utilisée. Il existe un certain nombre de méthodes d'apprentissage [105]:

V.5.4.1 Règle de Hebb:

C'est la méthode d'apprentissage la plus ancienne (1949), elle est inspirée de la biologie. Elle traduit le renforcement des connexions liant deux neurones activés. Si un des deux neurones au moins n'est pas activé, le poids de la connexion n'est pas modifié [103] [105].

La loi de *Hebb* s'applique aux connexions entre neurones. Elle s'exprime de la façon suivante: «Si deux cellules sont activées en même temps, alors la force de la connexion augmente». La modification des poids dépend de l'activation des neurones présynaptiques et post synaptique, ainsi comme le montre le *Tableau V.4*. x_i et x_j sont respectivement les valeurs d'activation des neurones i et j , ∂w_{ij} (dérivée partielle du poids) correspond à la modification de poids réalisée [105].

x_i	x_j	∂w_{ij}
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	+

i : le neurone amont.

j : le neurone aval.

w_{ij} : le poids de la connexion.

Tableau V.5: La loi de Hebb.

V.5.4.2 Règle de Rosenblat:

L'apprentissage du Perceptron de *F. Rosenblatt (1958)* est un apprentissage supervisé qui se fait par correction d'erreur. Il consiste à présenter au réseau une série d'exemples à apprendre, puis à minimiser l'erreur entre la sortie désirée S et la sortie effectivement obtenue Y [103] [106].

L'algorithme d'apprentissage est le suivant [106]:

- Présenter au réseau un exemple (E, S) ;
- Calculer la sortie obtenue: $Y_j = \sum_i e_i \cdot w_{ij}$;
- Pour chaque neurone, calculer: $w_{ij}^{t+1} = w_{ij}^t + u \cdot (S_j - Y_j)$;

Avec:

w_{ij} : Poids de la connexion entre le neurone i et le neurone j .

S_j : Sortie désirée pour le neurone j .

Y_j : Sortie obtenue pour le neurone j .

u : Coefficient représentant la vitesse d'apprentissage.

t : Temps.

V.5.4.3 Règle de Widrow-Hoff:

La règle de *Widrow-Hoff (règle de delta)* est une méthode de minimisation de l'erreur entre la sortie réelle et la sortie désirée. Cette règle est généralement utilisée dans le cas d'apprentissage supervisé. Donc les fonctions d'activations sont des neurones linéaires. Elle converge vers la solution des moindres carrés qui minimise la fonction d'erreur E . Son but est de faire évoluer le réseau vers le minimum de sa fonction d'erreur (erreur commise sur l'ensemble des exemples). Elle est utilisée dans le modèle de l'ADALINE (ADaptive LINear Element). L'apprentissage est réalisé par itération (les poids sont modifiés après chaque exemple présenté), et on obtient le poids à l'instant $t+1$ par la formule [107]:

$$W(t+1) = W(t) + n \cdot (T - O) \cdot E \quad (\text{V.28})$$

Avec:

W : est le poids;

T : la sortie théorique;

O : la sortie réelle;

E : l'entrée;

n : un coefficient d'apprentissage (entre 0 et 1) que l'on peut diminuer au cours de l'apprentissage.

V.5.4.4 Règle de rétro-propagation du gradient de l'erreur:

L'apprentissage par rétro-propagation est une généralisation de la règle de *Widrow-Hoff*, il consiste à présenter au réseau un vecteur d'entrées, de procéder au calcul de la sortie par propagation à travers les couches, de la couche d'entrées vers la couche de sortie passant par les couches cachées. Cette sortie obtenue est comparée à la sortie désirée, une erreur est alors obtenue. A partir de cette erreur, est calculé le gradient de l'erreur qui est à son tour propagé de la couche de sortie vers la couche d'entrée, d'où le terme de rétro-propagation. Cela permet la modification des poids du réseau et donc l'apprentissage. L'opération est répétée pour chaque vecteur d'entrée et cela jusqu'à ce que le critère d'arrêt soit vérifié [103] [108].

V.5.5 Différents modèles des réseaux de neurones:

V.5.5.1 Modèle de Perceptron:

Présenté par *Frank Rosenblatt*, en 1958, le *Perceptron* est le premier modèle et la forme la plus simple du réseau de neurones [44]. Deux types de *Perceptron* sont distingués:

V.5.5.1.1 Le Perceptron simple (monocouche):

Le perceptron se compose de deux couches: la couche d'entrée et la couche de sortie qui donne la réponse correspondant à la stimulation présente en entrée. Les cellules de la première couche répondent en oui/non. La réponse «oui» correspond à une valeur «1» et la réponse «non» correspond à une valeur «0» à la sortie du neurone.

Les cellules d'entrée sont reliées aux cellules de sortie grâce à des synapses d'intensité variable. L'apprentissage du perceptron s'effectue en modifiant l'intensité de ces synapses. Les cellules de sortie évaluent l'intensité de la stimulation en provenance des cellules de la première couche en effectuant la somme des intensités des cellules actives [103]. Sa principale limite est qu'il ne peut résoudre que des problèmes linéairement séparables [110].

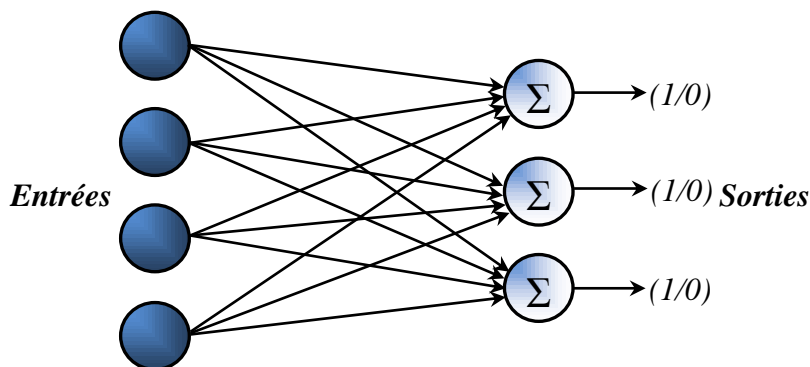


Fig. V.28: Modèle d'un Perceptron simple.

V.5.5.1.2 Le Perceptron multicouches (PMC):

C'est une extension du *Perceptron* monocouche, avec une ou plusieurs couches cachées entre l'entrée et la sortie [29] [110]. La figure (Fig. V.29) donne l'exemple d'un réseau contenant une couche d'entrée, deux couches cachées et une couche de sortie. La couche d'entrée représente toujours une couche virtuelle associée aux entrées du système. Elle ne contient aucun neurone. Les couches suivantes sont des couches de neurones. Dans l'exemple illustre, il y a trois entrées, quatre neurones sur la première couche cachée, trois neurones sur la deuxième couche cachée et quatre neurones sur la couche de sortie. Les sorties des neurones de la dernière couche correspondent toujours aux sorties du système.

Dans le cas général, un *Perceptron* multicouche peut posséder un nombre de couches quelconque et un nombre de neurones (ou d'entrées) par couche également quelconque [103].

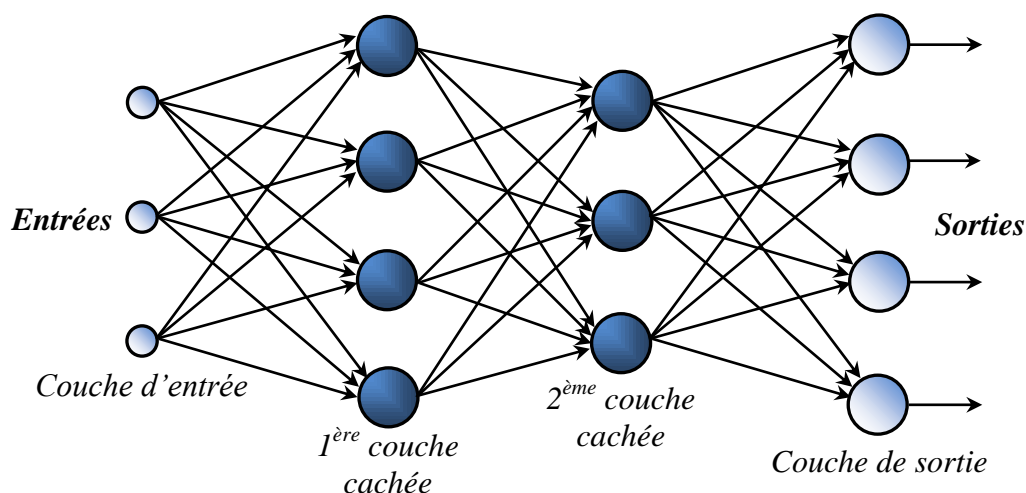


Fig. V.29: Modèle d'un Perceptron multicouches.

V.5.5.2 Modèle de Hopfield:

Le modèle de *Hopfield*, présenté par la figure (Fig. V.30), a été proposé en 1982. C'est un réseau récurrent dont les cellules sont complètement interconnectées, il n'y a plus la notion de couche comme dans le perceptron. Les neurones sont à sorties binaires (à deux états -1 et 1 ou 0 et 1), dont la loi d'apprentissage est la règle de *Hebb* [44].

V.5.5.3 Modèle de Kohonen:

Ce modèle a été présenté par *T. Kohonen* en 1982 [109], en se basant sur des constatations biologiques. Il a pour objectif de présenter des données complexes et appartenant généralement à un espace discret de grandes dimensions dont la topologie est limitée à une ou deux dimensions. Les cartes de *Kohonen* sont réalisées à partir d'un réseau à

deux couches, une en entrée et une en sortie. Notons que les neurones de la couche d'entrée sont entièrement connectés à la couche de sortie (Fig. V.31).

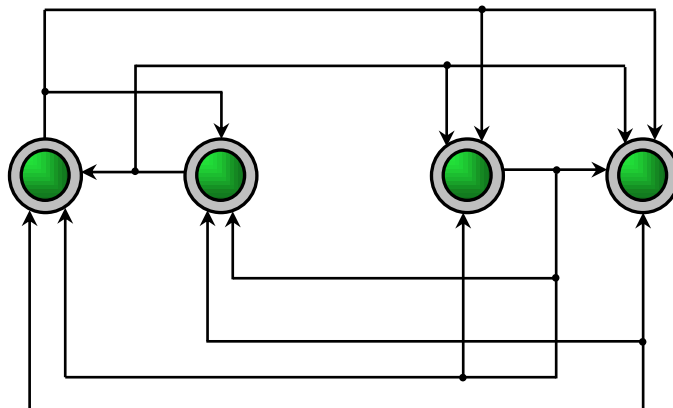


Fig. V.30: Modèle de Hopfield.

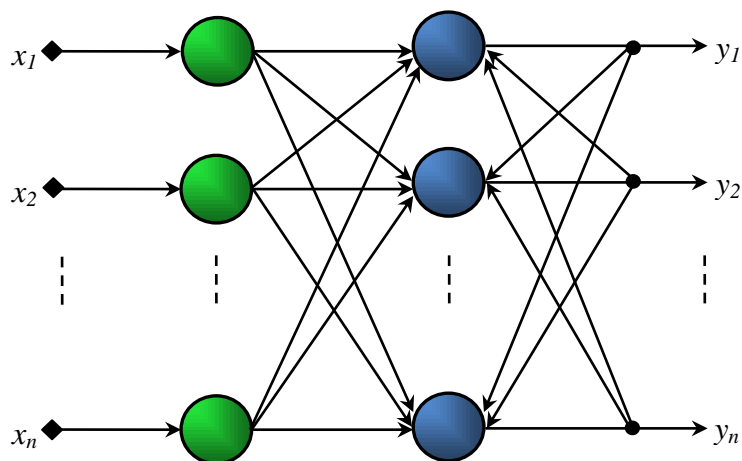


Fig. V.31: Modèle de Kohonen.

V.5.5.4 Modèle ADALINE:

Le modèle *ADALINE* (*Adaptative Linear Element*) de Widrow et Hoff (1960) est un réseau à trois couches: une d'entrée, une couche cachée et une couche de sortie. Ce modèle est similaire au modèle de *Perceptron*, seule la loi d'apprentissage et la fonction d'activation change, mais elle reste toujours linéaire. Le modèle *ADALINE* sera, par la suite, le modèle de base des réseaux de neurones multicouches [95] [102] [108].

V.5.6 Application des RNA pour le réglage de la vitesse de la MASDE:

Le diagramme de simulation est similaire à celui présenté dans la figure (Fig.IV.9), en remplaçant uniquement le régulateur classique PI de la vitesse par un régulateur neuronal, les régulateurs de flux et du couple restent de type hystérésis.

La structure du réseau de neurone utilisé est montrée par la figure (Fig.V.32).

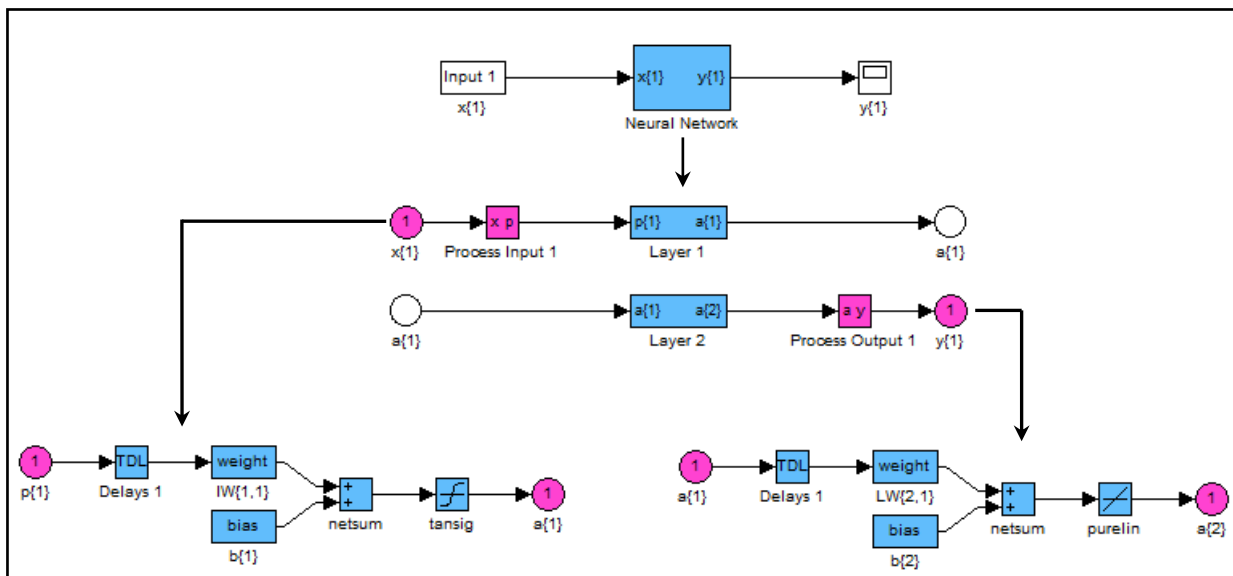
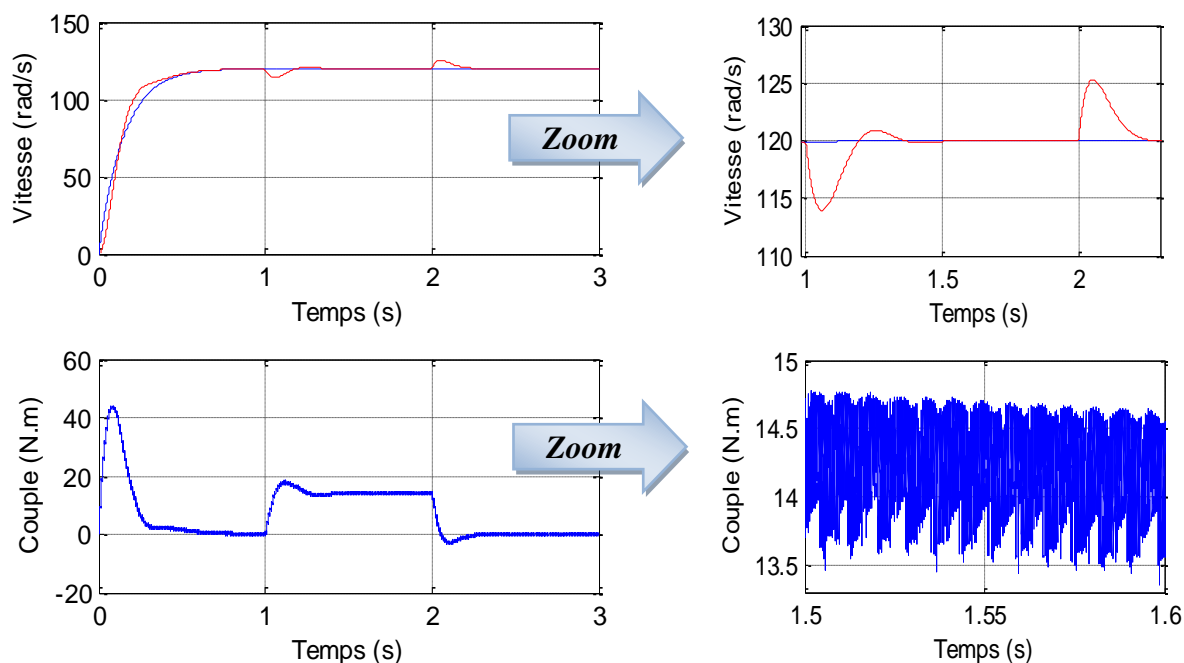


Fig. V.32: Perceptron multicouche(PMC).

Il s'agit d'un Perceptron multicouche qui contient une couche d'entrée, deux couches cachées et une couche de sortie, avec quatre entrées, un seul neurone sur la première couche cachée, un seul neurone sur la deuxième couche cachée et un seul neurone également sur la couche de sortie.

Les résultats de simulation obtenus sont présentés par la figure (Fig.V.33).



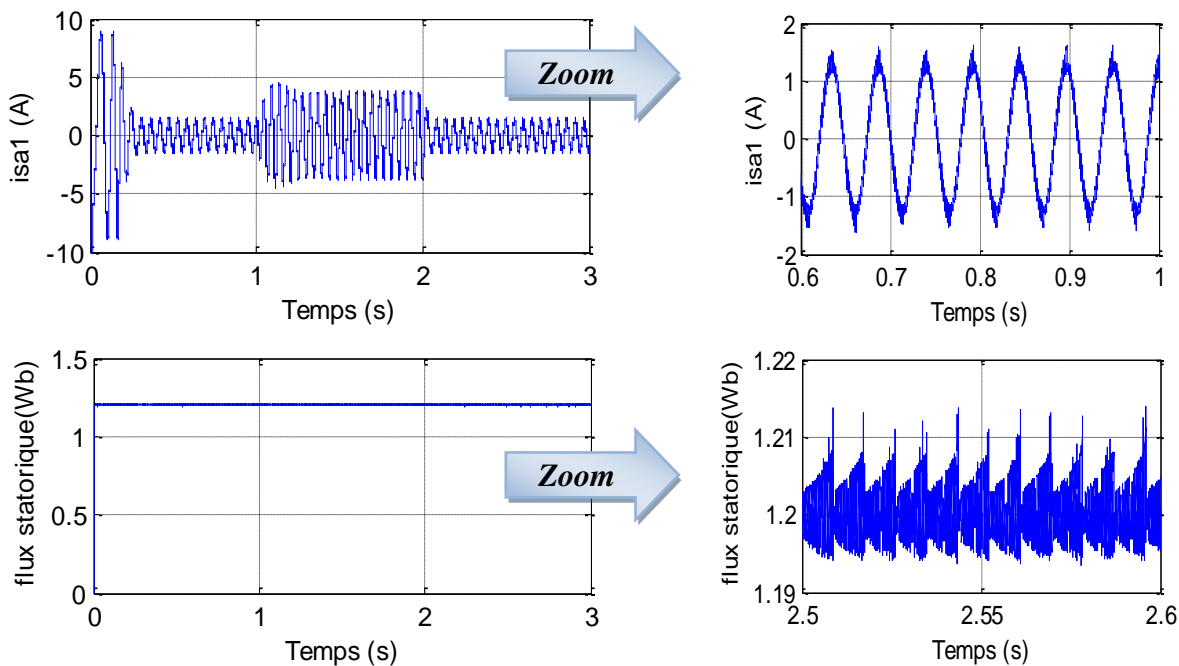


Fig. V.33: Régulation par réseaux de neurones de la vitesse d'une MASDE avec l'application d'un $C_r = 15 \text{ N.m}$ entre 1s et 2s.

Deux tests de robustesse ont été effectués à savoir: l'augmentation de la résistance rotorique R_r (cas d'échauffement) et la diminution de l'inductance mutuelle L_m (cas de saturation) au même temps, ainsi que la variation de la charge. Les résultats de simulation obtenus sont présentés par les figures: (Fig.V.34) et (Fig.V.35).

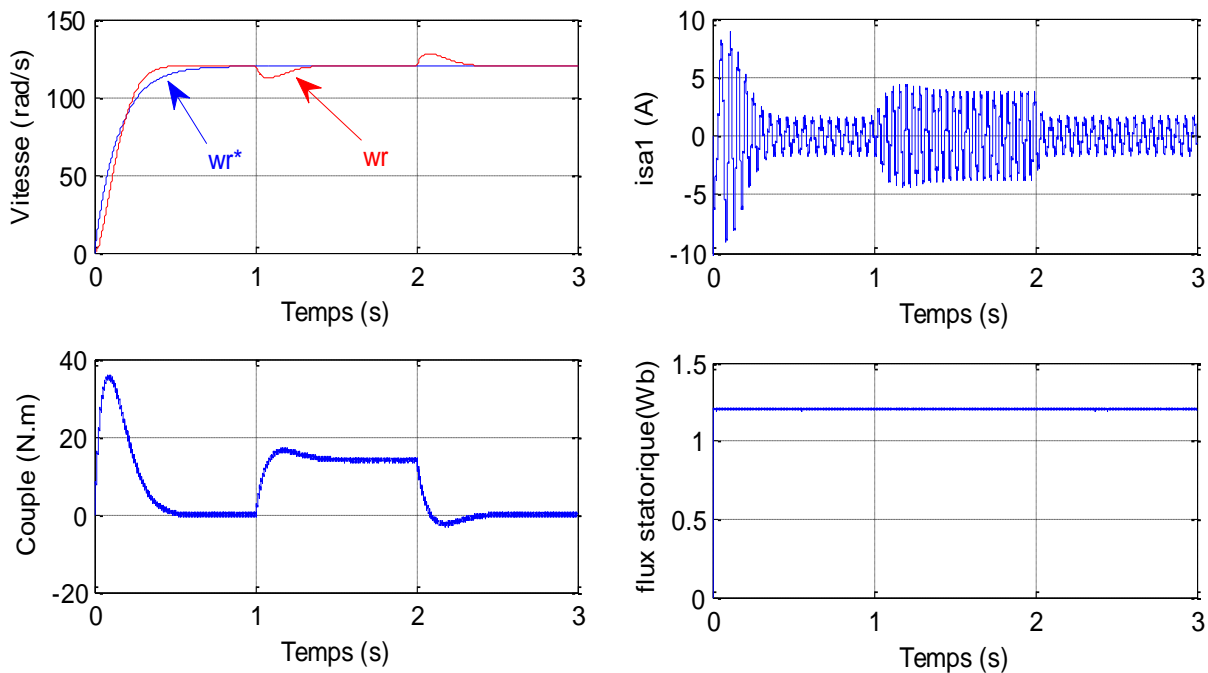


Fig. V.34: Comportement de la DTC_MASDE avec un régulateur neuronal de la vitesse vis-à-vis les variations paramétriques (R_r et L_m).

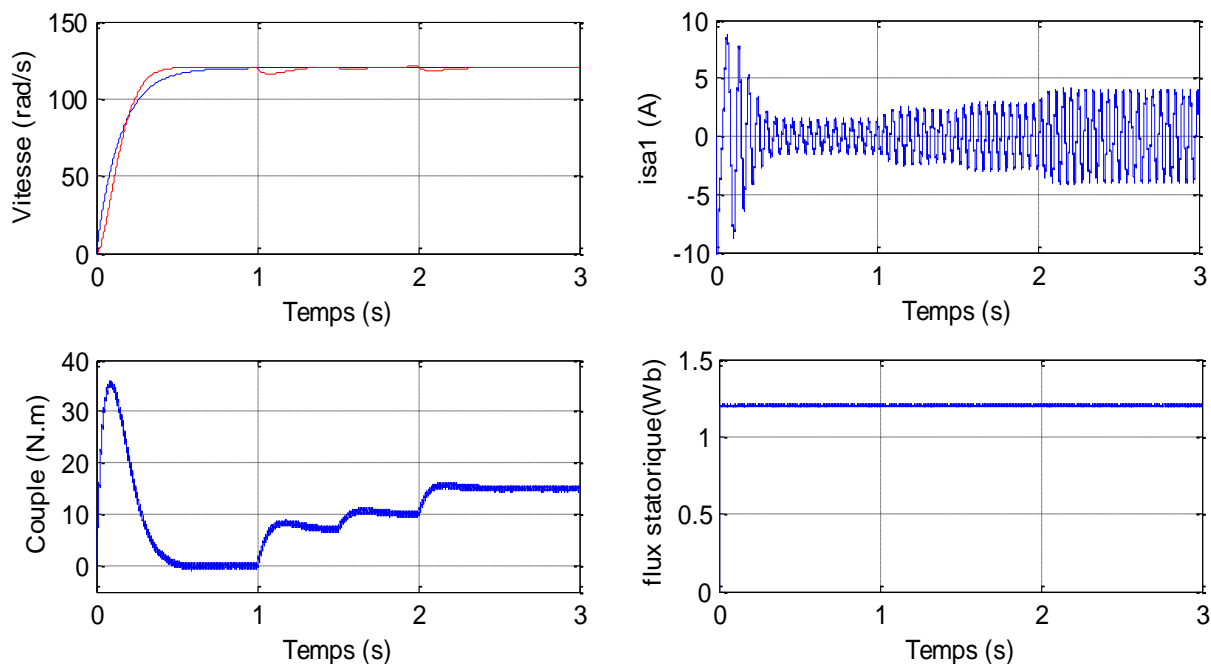


Fig. V.35: Comportement de la DTC_MASDE avec un régulateur neuronal de la vitesse vis-à-vis les variations de la charge $C_r = [7 \ 10 \ 15] \text{ N.m}$.

Le réglage par les réseaux de neurones artificiels porte des améliorations remarquables par apport au réglage classique à base d'un PI. Il nous permet d'avoir des réponses sans dépassement avec rejet de perturbation réduit, en outre il est robuste vis-à-vis les variations paramétriques et les variations de la charge.

V.6 Conclusion:

Dans ce chapitre, on a présenté quelques techniques de réglage robuste de vitesse de la MASDE: le réglage à base de la logique floue, le réglage par mode glissant, le réglage par mode glissant floue et le réglage à base des réseaux de neurones artificiels.

Plus de sa robustesse vis-à-vis les variations paramétriques, la variation de la vitesse et de la charge, la commande directe du couple avec un réglage floue de la vitesse donne des bons résultats notamment en terme du temps de réponse et du dépassement. L'inconvénient majeure de cette technique est le manque des directives précises pour la conception d'un régulateur floue.

Avec sa robustesse et sa simplicité de construction, la commande par mode de glissement occupe une place prépondérante, Cependant, le phénomène de *Chattering* reste le problème numéro un de cette technique.

Pour lutter contre ce phénomène nuisible de *Chattering*, une technique de réglage hybride par mode glissant flou a été introduite. Cette technique permet d'allier les performances du mode glissant et de la logique floue tout en réduisant l'effet *Chattering*.

Considérée comme l'un des outils de l'intelligence artificielle, la technique de réglage basée sur les réseaux de neurones artificiels présente des bonnes performances et de meilleur robustesse vis-à-vis les perturbations internes et externes.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans cette thèse expose la commande DTC_SVM d'une machine asynchrone à double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension multiniveaux avec un redresseur triphasé à MLI piloté par la commande DPC, en utilisant des algorithmes de réglage robuste à base de la logique floue, le mode glissant et les réseaux de neurone artificiels pour l'asservissement et la régulation de vitesse de la machine.

Un aperçu sur les caractéristiques des machines polyphasées ainsi que leurs avantages et inconvénients ont été passé en revue. En suite, une étude générale de modélisation de la MASDE a été présentée, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle a été vérifié et validé par des résultats de simulation en alimentant la machine directement par le réseau.

L'alimentation de la machine a été assurée par deux onduleurs de tension à trois niveaux, alimentés une fois à travers l'ensemble: réseau électrique-redresseur-filtre RLC, et une autre fois par un panneau solaire photovoltaïque comme une source de tension renouvelable. Dans le but d'améliorer le facteur de puissance et de réduire les harmoniques, on a commandé notre redresseur par une technique de commande robuste dite: commande directe de puissance (DPC).

Afin de réaliser une commande performante de l'ensemble onduleur_MASDE, un découplage entre la partie électrique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable. Pour cela on a introduit une technique de commande dite : commande directe du couple (DTC) qui permet de commander la machine asynchrone d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée dont le découplage entre le flux et le couple est naturel.

La commande directe du couple de la MASDE utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients liés aux performances (rapidité, précision, dépassement, rejet de perturbation, ...etc.) et à la sensibilité aux variations paramétriques de la machine. Pour améliorer la robustesse de la DTC, on a proposé d'appliquer des techniques de réglage robuste à base de la logique floue, le mode de glissement et les réseaux de neurone artificiels.

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspectives :

- L'implémentation des commandes présentées dans cette thèse dans le but de vérifier expérimentalement les résultats théoriques.
- Reprendre l'étude présentée en changeant les onduleurs multi-niveaux par d'autres convertisseurs de puissance tels que: les convertisseurs matriciels et les convertisseurs multicellulaires pour améliorer de plus les performances du courant et de la tension.
- Appliquer d'autres techniques de commande du redresseur triphasé à MLI telles que: la DPC prédictive, la VOC, ...etc.
- Reprendre les différentes commandes appliquées en utilisant les divers types d'estimateurs pour éliminer les problèmes liés à l'utilisation des capteurs.
- L'application des autres techniques de commande tels que : la commande basée sur la passivité (PBC), la commande basée sur les perturbations singulières, la commande adaptative, les algorithmes génétiques, ...etc.
- Etudier la machine en régime dégradé.

Annexe_1

Paramètres de la machine Asynchrone à Double Etoile (MASDE)

Les paramètres de la MASDE utilisés sont:

❖ <i>Puissance nominale</i>	$P_n = 4,5 \text{ kW}$
❖ <i>Tension nominale</i>	$V_n = 220/380 \text{ V}$
❖ <i>Courant nominal</i>	$I_n = 6.5 \text{ A}$
❖ <i>Résistance du premier enroulement statorique</i>	$R_{s1} = 3.72 \ \Omega$
❖ <i>Résistance du deuxième enroulement statorique</i>	$R_{s2} = 3.72 \ \Omega$
❖ <i>Résistance rotorique</i>	$R_r = 2.12 \ \Omega$
❖ <i>Inductance du premier enroulement statorique</i>	$L_{s1} = 0.022 \text{ H}$
❖ <i>Inductance du deuxième enroulement statorique</i>	$L_{s2} = 0.022 \text{ H}$
❖ <i>Inductance rotorique</i>	$L_r = 0.006 \text{ H}$
❖ <i>Inductance mutuelle</i>	$L_m = 0.3672 \text{ H}$
❖ <i>Moment d'inertie</i>	$J = 0.0625 \text{ kg.m}^2$
❖ <i>Coefficient de frottement</i>	$K_f = 0.001 \text{ Nms/rd}$
❖ <i>Fréquence nominale</i>	$f = 50 \text{ Hz}$
❖ <i>Nombre de paires de pôles</i>	$p = 1$

Annexe_2

Photos du prototype de la machine asynchrone à double étoile:



Bibliographie

- [1] 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-I, France, Décembre 2001.
- [2] M. LAKHDARI, Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour aerogeneration, Mémoire de Magister de l'université de Sétif, Algérie, 2014.
- [3] A. YAHDYOU, Commande et observation par modes glissants d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique, Mémoire de Magister de l'université de Chelef, Algérie, Avril 2011.
- [4] M. A. ABBAS, R. CHRISTEN, T. M. JAHNS, "Six-Phase Voltage Source Inverter Driven Induction Motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-20, No. 5, pp. 1251-1259, Sept./Oct 1984.
- [5] V. T. GOPAKUMARRANGANATHAN, S. R. BHAT, "Split Phase Induction Motor Operation from PWM Voltage Source Inverter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 29, No. 5, pp. 927-932, Sept./Oct. 1993.
- [6] H. A. TOLIYAT, T. A. LIPO, W. COLEMAN, "Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications. Part 2 (Motor Design and Performance)", *IEEE Trans. Energ. Conv.*, Vol. 6, No. 4, pp. 684-692, Dec. 1991.
- [7] : F. LOCMONT, Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phase 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, France, Décembre 2006.
- [8] : H. HAMMACHE, Etude et réalisation d'une machine asynchrone double étoile: conception, alimentation et commande, Mémoire de Magister de l'école militaire polytechnique, Alger, Algérie, Janvier 2007.
- [9] P. VIDAL, Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation, Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2004.
- [10] R. ABDESSEMED, M. KADJOUJ, Modélisation des machines électriques, Presses de l'université de Batna, Algérie, 1997.
- [11] K. BAAZOUZI, Technique de la passivité dans le domaine de la commande des systèmes d'électrotechnique, Mémoire de Magister de l'université de Batna, Algérie, 2010.

- [12] E. MERABET, Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile, Mémoire de Magister de l'université de Batna, Algérie, Juin 2008.
- [13] M. YOUSFI, Synthèse des contrôleurs par backstepping de la machine asynchrone, Mémoire de Magister de l'université de Batna, Algérie, 2014.
- [14] T. HAMADOUICHE, Evaluation des pertes magnétiques dans une machine asynchrone double étoile alimentée par un onduleur de tension, Mémoire de Magister de l'école militaire polytechnique d'Alger, Algérie, mars 2009.
- [15] K. DAHMANE, Contribution à la modélisation et à la commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels, Mémoire de Magister de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, novembre 2004.
- [16] D. ABDESSEMED, étude expérimentale de l'influence des stratégies MLI sur la commande de la machine à induction, Mémoire de Magister de l'université de Batna, Algérie, Juillet 2009.
- [17] G. SEGUIER, "Convertisseurs de l'électronique de puissance, VI: la conversion alternative-continue". Technique et documentation Lavoisier, Paris, 1984.
- [18] M. ABID, Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI, Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [19] A. TOUIL, Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile en mode normal et dégradé, Mémoire de Magister de l'école militaire polytechnique, Alger, Algérie, 2009.
- [20] S. BAZI, Contribution à la commande robuste d'une machine asynchrone par la technique PSO «Particle Swarm Optimization», Mémoire de Magister de l'université de Batna, Algérie, mai 2009.
- [21] S.A. ARDJOUN, Commande en vitesse par mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation, Mémoire de Magister de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2006.
- [22] Y. BENDAHA, Contribution à la commande avec et sans capteur mécanique d'un actionneur électrique, Thèse de Doctorat de l'université des sciences et de la technologie d'Oran, Algérie, Juillet 2013.
- [23] H. CHAIKHY, Contribution au développement et à l'implantation des stratégies de commandes évoluées des machines asynchrones, Thèse de Doctorat de l'université de HASSAN II, Casablanca, Maroc, Avril 2013.
- [24] C. BENZAZAH, M. AIT LAFKIH, L. LAZRAK, "Etude comparative entre deux topologies d'onduleurs triphasés, classique à 2-niveaux et NPC à 3-niveaux avec deux

différentes méthodes de commande MLI-ST et SWM", *International Journal of Innovation and Applied Studie*. Vol. 9 No. 2 Nov. 2014, pp. 841-852.

[25] M. KEITA, Techniques de commande des convertisseurs, Maitrise en technologie des systèmes, école de technologie supérieure, Montréal, Canada, Aout 1999.

[26] D. BOUDANA, Sur la commande DTC basée sur les techniques de contrôle robuste de la machine synchrone à double étoile alimentée par convertisseurs multiniveaux, Thèse de Doctorat de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, 2009.

[27] H. BEN ZEMAMOUICHE, Application de la MLI vectorielle aux onduleurs multiniveaux à base de GTO et d'IGBT, Mémoire de Magister de l'université d'Annaba, Algérie, 2010.

[28] S. DJERIOU, Simulation d'un système photovoltaïque alimentant une machine asynchrone, Mémoire de Magister de l'université de Sétif, Algérie, 2011.

[29] M. HADJAB, Développement des performances d'un système Photovoltaïque, Mémoire de Magister de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2011.

[30] S. AREZKI, M. BOUDOUR, "Simulation and Modeling of a Photovoltaic System Adapted by a MPPT control reaction: Application on a DSIM", *IEEE International Energy Conference, 2010*.

[31] L. BELHADJI, Commande directe de puissance basée sur Le flux virtuel d'un convertisseur AC/DC triphasé sans capteur de tension, Mémoire de Magister de l'école militaire polytechnique, Alger, Algérie, 2007.

[32] M. BOUZIDI, A. BENZAADI, Commandes non linéaires d'un redresseur PWM triphasé, Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, Algérie, 2009.

[33] A. BOUAFIA, Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI, Thèse de Doctorat de l'université de Sétif, Algérie, 2010.

[34] T. OHNISHI, "Three Phase PWM Converter/Inverter By Means of Instantaneous Active and Reactive Power Control", *Tokushima-Japan. IEEE 1991*.

[35] T. NOGUCHI, H. TOMIKI, S. KONDO, I. TAKAHASHI, "Direct power control of PWM converters without power-source voltage sensors", *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 3, pp. 473-479, 1998*.

[36] M. MALINOWSKI, Sensorless control strategies for three phase PWM rectifiers, Ph.D. Thesis, Warsaw university of technology, Poland, 2001.

- [37] Y. A. CHAPUIS, Control direct de couple d'une machine asynchrone par l'orientation de son flux statorique, Thèse de Doctorat, Institut nationale polytechnique de Grenoble, France 1992.
- [38] M. MALINOWSKI, M. P. KAZMIERKOWSKI, S. HANSEN, F. BLAABJERG, and G.D MARQUES, "Virtual flux based direct power controle of three-phase PWM rectifiers", *IEEE Trans.Ind. Applicat*, vol 37, 2001, pp. 1019–1027, July/Aug.
- [39] A. BOUAFIA, F. KRIM, J.P. GAUBERT, "Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI controller for output voltage regulation", *Energy Conversion and Management*, 50 (2009) 6-13.
- [40] P. ANTONIEWICZ, Predictive control of three phase AC/DC converters, Ph.D. Thesis, Warsaw university of technology, Poland, 2009.
- [41] V. TALAEIZADEH, R. KIANINEZHAD, S. SEYFOSSADAT, and H. SHAYANFAR, "Direct Torque Control of Six-phase Induction Motors Using Three-phase Matrix Converter", *Energy Conversion and Management*, Vol. 51, 2010, pp. 2482-2491.
- [42] R. SADOUNI, Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile, Mémoire de Magister de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2010.
- [43] K. MAROUANI, F. KHOUCHA, A. KHELOUIL, L. BAGHLI, and D. HADIOUCHE, "Study and simulation of direct torque control of double star induction motor drive", *IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference*, May 2010, pp. 1233-1238.
- [44] E. BENYOUSSEF, Commande directe du couple flou et neuronale d'un moteur synchrone à double étoile sans capteur mécanique alimenté par onduleurs multiniveaux, Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2015.
- [45] A. MARTINS, Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multiniveaux à fréquence imposée, Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2000.
- [46] R. ZAIMEDDINE, Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par des onduleurs multi-niveaux, Thèse de Doctorat de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, juillet 2007.
- [47] L. BENALIA, Commande en tension des moteurs à induction double alimentes, Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, juin 2010.
- [48] A. M. ARCKER, Contrôle direct du couple électromagnétique des machines asynchrones de grande puissance, Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Février 1999.

- [49] B. MELIANI, Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel, Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2014.
- [50] K. XAVIER, Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés, Thèse de Doctorat de l'université de Lille, France, Décembre 2003.
- [51] D. LALILI, MLI vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multiniveaux. Application à la conduite de la machine asynchrone, Thèse de Doctorat de l'école nationale polytechnique, Alger, Algérie, 2009.
- [52] S. CHENNAI, Etude, modélisation et commande des filtres actifs : apport des techniques de l'intelligence artificielle, Thèse de Doctorat de l'université de Biskra, Algérie, Septembre 2014.
- [53] M. T. BENCHOUIA, Commande de la machine à courant alternatif par différentes techniques de contrôle avancées, Thèse de Doctorat de l'université de Biskra, Algérie, Juin 2006.
- [54] N. BELHAOUCHET, Fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées. Application: Amélioration de la qualité de l'énergie, Thèse de Doctorat de l'université de Sétif, Algérie, Juillet 2011.
- [55] K. LAROUCSI, Développement d'un superviseur flou appliqué à la commande d'un moteur à induction, Thèse de Doctorat de l'université de Boumerdes, Algérie, 2013.
- [56] Z. L. BOUDJEMAA, Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI-flou, Mémoire de magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technologique (ENSET) d'Oran, Algérie, 2009.
- [57] L. BAGHLI, Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques, Thèse de Doctorat de l'université de Henri Poincaré, Nancy-I, France, Janvier 1999.
- [58] A. BENTAALLAH, Linéarisation entrée sortie et réglage flou d'une machine asynchrone avec pilotage vectoriel et observateur à mode glissant, Mémoire de Magister de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2005.
- [59] D. MOKEDDEM, Contrôle flou des processus biotechnologiques à base d'algorithmes génétiques, Thèse de Doctorat de l'université de Sétif, Algérie, juillet 2010.

- [60] K. HOUACINE, Commande neuro-floue d'une machine asynchrone dans une chaîne de propulsion d'un véhicule électrique, Thèse de Doctorat de l'université de Tizi-Ouzou, Algérie, Juin 2016.
- [61] Wei WU, Synthèse d'un contrôleur flou par Algorithme Génétique Application au réglage dynamique des paramètres d'un système, Thèse de Doctorat de l'université de Lille 1, France, Décembre 1998.
- [62] Y. ELBIA et L. MOKRANI, "Commande floue-génétique de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté", *Journal of Engineering and Science Technology, Volume 1, N°1, Avril 2011*.
- [63] Y. ELBIA, Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté, Mémoire de Magister de l'université de Batna, Algérie, juin 2009.
- [64] S. KERMICHE, Modélisation et commande d'un robot par méthodes intelligentes, Thèse de Doctorat de l'université d'Annaba, Algérie, 2006.
- [65] I. BENDAAS, Contribution à la commande hybride par mode glissant floue appliquée à un moteur à induction. Apport des techniques de l'intelligence artificielle, Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, Avril 2016.
- [66] K. NABTI, Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue, Mémoire de Magister de l'université de Constantine, Algérie, Juillet 2006.
- [67] N. TALBI, Conception des systèmes d'inférence floue par des approches hybrides: application pour la commande et la modélisation des systèmes non linéaires, Thèse de Doctorat de l'université de Constantine, Algérie, Février 2014.
- [68] A. CHAIBA, Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle, Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, Juillet 2010.
- [69] R. ABD JELIL, Modélisation de la relation entre les paramètres du procédé plasma et caractéristiques de la qualité du matériau textile par apprentissage de données physiques, Thèse de Doctorat de l'université de Lille 1, France, Avril 2010.
- [70] A. BORNİ, Étude et optimisation d'un multi système hybride de conversion d'énergie électrique, Thèse de Doctorat de l'université de Constantine 1, Algérie, Mars 2015.
- [71] M. MANCEUR, Commande robuste des systèmes non linéaires complexes, Thèse de Doctorat de l'université de Reims Champagne Ardenne, France, juin 2012.
- [72] P. DJONDINE, Étude des comportements chaotiques dans les convertisseurs statiques, Thèse de Doctorat de l'université de Cergy-Pontoise, juillet 2015.

- [73] H. BENDERRADJI, Contribution à la commande robuste de la machine à induction, Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, Avril 2013.
- [74] A. HUSSAIN, Contribution a la commande adaptative robuste par modes glissants, Thèse de Doctorat de l'université de Reims Champagne Ardenne, France, Décembre 2009.
- [75] K. KENDOUCI, Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents, Thèse de Doctorat de l'université des Sciences et de la Technologie d'Oran, Algérie, 2012.
- [76] J. J. E. SLOTINE, "Sliding controller design for nonlinear systems", *Int. J. Control*, vol. 40, no.2, pp. 421-434, 1984.
- [77] R. SADOUNI, A. MEROUFEL, S. DJERIOU, A. KHELDOUN, "A Fuzzy sliding mode robust control for a field oriented dual star induction machine fed by photovoltaic power supply with MPPT algorithm", *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Volume 10, No. 4, Octobre 2016.
- [78] E. BOUNADJA, Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile, Mémoire de Magister de l'université de Chelef, Algérie, Mai 2008.
- [79] H. SERHOUD, Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone sans balais à double alimentations, Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, 2015.
- [80] A. FENNI, Commande non linéaire par des régulateurs en mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA), Mémoire de Magister de l'université de Batna, Algérie, Décembre 2013.
- [81] T. ABDELAZIZ, Etude de différentes cascades de l'onduleur a sept niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents, Thèse de Doctorat de l'école nationale polytechnique, Alger, Algérie, 2004.
- [82] B. BOUSSIALA, Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux. Application sur la machine héptaphasée, Mémoire de Magister de l'école nationale polytechnique, Alger, Algérie, 2010.
- [83] T.M. OULD ABDOU, Commande par mode de glissement flou avec observateur: Application aux différents pendules inversés, Mémoire de Magister de l'école nationale polytechnique, Alger, Algérie, juin 2006.
- [84] A. HAZZAB, I.K. BOUSSERHANE, M. KAMLI, M. RAHLI, "A New Fuzzy Sliding Mode Controller for Induction Motor Speed Control", *Second International Symposium on Communications, Control and Signals Processing (ISCCSP'2006)*, Marrakech, Morocco, March 2006.

- [85] S.A.M. ARDJOUN, M. ABID, "Fuzzy sliding mode control applied to a doubly fed induction generator for wind turbines", *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, (2015) 23: 1673–1686.
- [86] A.BECHOUCHE, Utilisation des techniques avancées pour l'observation et la commande d'une machine asynchrone: application à une éolienne, Thèse de Doctorat de l'université de Tizi-Ouzou, Algérie, Avril 2013.
- [87] M. PARIZEAU, Réseaux de Neurones GIF-21140 et GIF-64326, Université de Laval, 2006.
- [88] Y. DJERIRI, Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle, Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel Abbès, Algérie, Novembre 2015.
- [89] E.GAUTHIER, Utilisation des réseaux de neurones artificiels pour la commande d'un véhicule autonome, Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble, France, Janvier 1999.
- [90] W. S. MCCULLOCH, W. PITTS, "A logical calculus of ideas immanent in nervous activity", *Bulletin of Mathematical Biophysics*, Volume 5, 1943: 115-133.
- [91] S. BOUHAFNA, Commande par DTC d'un moteur asynchrone apport des réseaux de neurones, Mémoire de Magister de l'université de Batna, Algérie, Novembre 2013.
- [92] P.BORNE, M.BENREJEB, J.HAGGEGE, "Les réseaux de neurones présentation et applications", Editions Technip, Paris, 2007.
- [93] G. BUREL, Réseaux de neurones en traitement d'images: des modèles théoriques aux applications industrielles, Thèse de Doctorat de l'université de Bretagne Occidentale, France, décembre 1991.
- [94] M.R. ZEMOURI, Contribution à la surveillance des systèmes de production à l'aide des réseaux de neurones dynamiques: Application à la e-maintenance, Thèse de Doctorat de l'université de Franche-Comté, France, Novembre 2003.
- [95] M.Y. AMMAR, Mise en œuvre de réseaux de neurones pour la modélisation de cinétiques réactionnelles en vue de la transposition Batch/Continu, Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, juillet 2007.
- [96] M. DARWICHE, Apprentissage statistique pour l'évaluation et le contrôle non destructifs: application à l'estimation de la durée de vie restante des matériaux par émission acoustique sous fluage, Thèse de Doctorat de l'université de Maine, France, Juin 2013.

- [97] N. KABACHE, Amélioration des performances de la commande d'un moteur asynchrone à cage et élaboration d'un estimateur universel de ses paramètres en utilisant les réseaux de neurones artificiels, Thèse de Doctorat de l'université de Boumerdès, Algérie, 2007.
- [98] M. BENYAHIA, Approche neuro-génétique pour le problème du dispatching économique environnemental, Thèse de Doctorat de l'université des sciences et de la technologie d'Oran, Algérie, Juillet 2012.
- [99] F. KHODJA, Conception d'un système intelligent à base de réseaux de neurones artificiels pour l'étude de la dynamique des streamers à la surface des polymères, Mémoire de Magister de l'Université de Laghouat, Algérie, Octobre 2011.
- [100] R. GHAYOULA, Contribution à l'Optimisation de la Synthèse des Antennes Intelligentes par les Réseaux de Neurones, Thèse de Doctorat de l'université de Tunis El Manar, Tunisie, Décembre 2008.
- [101] P. CHEYNET, Etude de la robustesse du contrôle intelligent face aux fautes induites par les radiations, Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble, France, Mai 1999.
- [102] C. TOUZET, Les réseaux de neurones artificiels introduction au connexionnisme cours, exercices et travaux pratiques, Juillet 1992.
- [103] O. ASSAS, Classification floue des images, Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, Décembre 2013.
- [104] A. LOUKRIZ, Optimisation de la modélisation et de la commande d'un système photovoltaïque par les techniques d'intelligence artificielle, Mémoire de Magister de l'Université de M'sila, Algérie, Décembre 2014.
- [105] M. SAHRAOUI, Contrôle robuste des systèmes non linéaires par les approches de l'intelligence artificielle, Thèse de Doctorat de l'université d'Oran1, Algérie, 2016.
- [106] M. BENALI YUCEF, Commande d'un convertisseur matriciel triphasé par réseaux de neurones: entraînement d'une machine asynchrone, Mémoire de Magister de l'Université de Chlef, Algérie, Mars 2012.
- [107] R. MAHADOU, Diagnostic industriel par neuro-flou: application à un système de production, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Mars 2008.
- [108] L. AMIMER, Modélisation et commande des systèmes non linéaires fractionnaires par des réseaux de neurones fractionnaires, Mémoire de Magister de l'université de Tizi-Ouzou, Algérie, Novembre 2015.

- [109] T. KOHONEN, "Self-organized formation of topologically correct feature maps", *Biological Cybernetics, Springer*, Vol 43, 59-69 (1982).
- [110] D. DJARAH, Application des réseaux de neurones pour la gestion d'un système de perception pour un robot mobile d'intérieur, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, 2006.

Résumé _ Pour des applications de forte puissance, les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Nous nous proposons ici d'étudier l'exemple le plus courant des machines multiphasées, la machine asynchrone double étoile (MASDE). Cette thèse, présente en premier lieu la modélisation de la MASDE, cette dernière est très importante pour l'étude, l'analyse et la simulation de la commande de la machine. L'alimentation de la MASDE est assurée par deux onduleurs multiniveaux à travers deux sources de tension continue différentes: «réseau électrique_redresseur triphasé_filtre RLC» et «générateur photovoltaïque commandé par la technique MPPT». Pour commander la tension de bus continu à l'entrée de l'onduleur et afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire et un courant de forme sinusoïdale, nous avons opté à piloter notre redresseur par la commande directe de puissance DPC. Pour améliorer le découplage entre le flux et le couple, une technique de commande dite commande directe du couple (DTC) a été appliquée. Cette stratégie de commande ne cherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. Une amélioration a été apportée à cette technique de commande pour réduire les ondulations du couple, améliorer la qualité de la forme du courant et travailler avec une fréquence de commutation constante, elle s'agissait de la DTC-SVM multiniveaux. La commande directe du couple de la MASDE, utilisant des régulateurs classiques PI présente certains inconvénients tels que : la sensibilité aux variations paramétriques de la machine, un grand rejet de perturbation, un temps de réponse élevé, ...etc. . Pour améliorer les performances du système à commander, on a appliqué des techniques de réglage robustes à savoir : la logique floue, le mode glissant, le mode glissant flou, et les réseaux de neurone artificiels.

Mots clés _ Machine Asynchrone à Double Etoile (MASDE), Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), Modulation Vectorielle (SVM), Générateur Photovoltaïque (GPV), Poursuite du Point de Puissance Maximale (PPPM), Commande Directe de Puissance (DPC), Commande Directe du Couple (DTC), Logique Floue, Mode Glissant, Mode Glissant Flou, Réseaux de Neurone Artificiels (RNA).

Abstract _ In the high power applications, the multiphase machines are used for reasons of reliability and segmentation of power. We propose here to study the most common example of the multiphase machine, the Dual Star Asynchronous Machine (DSIM). This thesis, initially presents the modeling of the DSIM, because it is very important for the study, the analysis and the simulation of the control machine. The fed of the DSIM is provided by two multilevel voltage source inverters by means of two different sources of DC bus voltage: "electric grid _ three phase rectifier _ RLC filter" and "photovoltaic generator using MPPT". in order to control the DC bus voltage, to obtain a unit power-factor and a sinusoidal form of current, we chose to control our rectifier by the direct power control (DPC). To improve the decoupling between field and torque, a direct torque control (DTC) was applied. This control strategy does not try to find the stator voltage to apply to the machine, but the best switching state of inverter to meet the requirements of the user. An improvement was made to this control scheme in order to reduce the torque ripples, to improve the current wave form and to obtain a constant switching frequency; it is the multilevel DTC-SVM. The direct torque control of the DSIM using the PI regulators presents certain disadvantages such as: sensitivity to the machine parameters variations, a great disturbance rejection, a long response time, ... etc. To improve the performances of the system, a robust regulation method was applied like: the fuzzy logic controller, sliding mode controller, fuzzy sliding mode controller, and neural network controller.

Key words _ Dual Star Asynchronous Machine (DSIM), Pulse Width Modulation (PWM), Space Vector Modulation (SVM), Photovoltaic Generator (PVG), Maximum Power Point Tracking (MPPT), Direct Power Control (DPC), Direct Torque Control (DTC), Fuzzy Logic, Sliding Mode, Fuzzy Sliding Mode, Artificial Neural Network .

ملخص _ تستعمل الآلات متعددة الأطوار في التطبيقات ذات الاستطاعة العالية لكونها تمتاز بالنجاعة و بقدرتها على تجزئة الاستطاعة. نقترح في هذه الأطروحة دراسة المثال الأكثر شيوعا للآلات المتعددة الأطوار، إنها الآلة الغير متزامنة ثنائية النجمة (أ.غ.م.ث.ن). في هذه الرسالة نقوم أولا بدراسة نمذجة الـ أ.غ.م.ث.ن والتي تعتبر جد مهمة لدراسة و تحليل و محاكاة طرق التحكم في الآلة. تغذية الآلة تكون عن طريق موجبين متعددي المستوى مستخدمين في ذلك مصدرين مختلفين للتوتر المستمر : الأول "شبكة كهربائية- مقوم - مصفي م.ذ.س" و الثاني "لوحة شمسية متحكم فيها بتقنية متابعة نقطة الاستطاعة القصوى". للتحكم في التوتر المستمر عند مدخل المموج و من أجل الحصول على معامل استطاعة يساوي الواحد و تيار جيبي، ارتأينا التحكم في المقوم باستخدام طريقة التحكم المباشر في الاستطاعة. لغرض تحسين اللامزاوجة بين التدفق و العزم، ارتأينا تطبيق تقنية تحكم أخرى تدعى التحكم المباشر في العزم و التي لا تهتم بالتوتر الواجب تطبيقه على الآلة و لكنها تقوم بإيجاد أحسن حالة استبدال للمموج بحيث تلبى متطلبات المستعمل. قمنا فيما بعد بإدخال تحسينات على تقنية التحكم المذكورة أنفا لغرض إنقاص تموجات العزم و تحسين جودة التيار و الحصول على تردد تبديل ثابت و ذلك باستخدام تقنية التحكم في العزم بواسطة التعديل الشعاعي متعدد المستوى. إن طريقة التحكم المباشر في العزم لـ (أ.غ.م.ث.ن) باستعمال الضابط التقليدي تتميز بعدة سلبيات مثل الحساسية لترددات و تغيرات متغيرات الآلة، مجال اضطراب واسع، وقت الاستجابة كبير... إلخ، لهذا السبب قمنا بتطبيق عدة تقنيات ضبط قوية هي : المنطق الغامض، النمط الانزلاقي و النمط الانزلاقي الغامض، الشبكات العصبية الاصطناعية.

الكلمات المفتاحية _ الآلة الغير متزامنة ثنائية النجمة، تعديل عرض النبذبات، التعديل الشعاعي، لوحة شمسية، متابعة نقطة الاستطاعة القصوى، التحكم المباشر في الاستطاعة، التحكم المباشر في العزم، المنطق الغامض، النمط الانزلاقي، النمط الانزلاقي الغامض، الشبكات العصبية الاصطناعية.