

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mohamed Boudiaf - Msila
Faculté de Technologie
Département : Génie Electrique
Réf:.....



جامعة محمد بوضياف بالمسيلة
كلية التكنولوجيا
قسم : الهندسة الكهربائية
المرجع :

Thèse présentée
en vue de l'obtention du diplôme de

Doctorat 3^{ème} Cycle LMD en Electrotechnique

Thème

**Contribution à la commande de la machine
asynchrone à double alimentation (MADA)
par les techniques intelligentes**

Présentée par :

Abderrahim ZEMMIT

Soutenue publiquement le : 04 /07/2017

Devant le jury composé de :

Dr. Zeghlache Samir	M.C.A	Président	Université de Msila
Dr. Messalti Sabir	M.C.A	Directeur de Thèse	Université de Msila
Dr. Chekroun Salim	M.C.A	Examineur	Université de Msila
Dr. Benalia Leila	M.C.A	Examineur	Université de Batna 2
Dr. Meddad Mounir	M.C.A	Examineur	Université de B.B.A
Dr. Harrag Abdelghani	M.C.A	Invité	Université de Setif 1

Année Universitaire : 2016/2017



"أبى الله تعالى أن يكون كتابٌ صحيحاً غير كتابه"

-- الإمام الشافعي (رحمة الله عليه) --

Remerciements

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du laboratoire LGEM (Laboratoire de Génie Electrique Msila) de l'Université Mohamed BOUDIAF de M'SILA.

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et mes sincères remerciements à Monsieur **Sabir Messalti** (M.C.A à l'Université Mohamed BOUDIAF de MSILA), pour le temps qu'il m'a accordé tout au long de cette thèse, pour ses grandes compétences scientifiques, pour ses conseils, ses remarques toujours constructives et ses remarquables qualités humaines.

Je tiens à remercier Monsieur **Zeghlache Samir** (M.C.A - Université de M'sila) pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury. Il m'est agréable de pouvoir exprimer mes remerciements aux membres du jury examinateurs :

Monsieur **Chekroun Salim** (M.C.A - Université de M'sila), Madame **Benalia Leila** (M.C.A - Université de Batna 2), Monsieur **Meddad Mounir** (M.C.A - Université de B.B.A) pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner ce travail.

Je suis très reconnaissant envers Monsieur **Harrag Abdelghani**, pour sa sympathie et ses qualités humaines, sa disponibilité et ses conseils quant à la simulation et la rédaction du manuscrit. Travailler avec lui est un grand plaisir.

Je remercie de tout mon coeur toute ma famille, mes parents, mes frères et ma soeur, qui m'ont toujours soutenu et encouragé pendant toute la durée des études.

Mes remerciements vont également à mes collègues, mes amis, et toute personne ayant aidé, de près ou de loin, directement ou indirectement, à l'aboutissement de ce travail.

Abderrahim ZEMMIT.

Liste des publications

[1] Abderrahim ZEMMIT, Sabir MESSALTI , et Abdelghani HARRAG « *A New improved DTC of Doubly Fed Induction Machine using GA-based PI controller* », Ain Shams Engineering Journal - Elsevier; Available online 20 **February 2017**.

[2] Abderrahim ZEMMIT, Sabir MESSALTI, et Abdelghani HARRAG ,« *Innovative improved Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine (DFIM) using Artificial Neural Network (ANN-DTC)* », International Journal of Applied Engineering Research; Volume 11, Number 16 ; pp 9099-9105, 2016.

[3] Abderrahim ZEMMIT, Sabir MESSALTI, «*Modeling and Simulation of Doubly Fed Induction Motor (DFIM) Control using DTC and DFOC: A comparative study* », International Journal of Applied Engineering Research ; Volume 11, Number 8 ; pp 5623-5628 , 2016.

[4] Abderrahim ZEMMIT, Sabir MESSALTI , «*Comparative Study Between Sliding Mode and DTC of Doubly Fed Induction Machine*», Advanced Science Letters -American Scientific Publishers;*"Acceptée ,en attente de publication "*

ملخص:

حالياً، وبسبب التقدم الهائل في مجال إلكترونيات الطاقة، أصبح المحرك اللائزمني مضاعف التغذية واحد من أفضل الحلول الناجحة للعديد من التطبيقات وخاصة لتحويل طاقة الرياح، والتطبيقات ذات سرعات متغيرة، أنظمة الجر و السكك الحديدية، والدفع البحري، ومحطات توليد الطاقة الكهرومائية، الخ. وعلى الرغم من هذا التقدم، لا يزال التحكم في المحركات الكهربائية يتأثر بالعديد من القيود مثل: تموج عزم الدوران، الدقة، المتانة، وتغير المعاملات وما إلى ذلك. وللتغلب على المشاكل السابقة، تقدم هذه الأطروحة إستراتيجيات التحكم الذكي للمحرك اللائزمني مضاعف التغذية، حيث تتمثل الطريقة الأولى في الجمع بين التحكم المباشر في العزم مع تحسين المعاملات PI باستخدام الخوارزمية الوراثية (DTC-GA)، كما تمثلت الطريقة الثانية في التحكم المباشر في العزم باستعمال الشبكات العصبية الاصطناعية (DTC-ANN)، حيث أظهرت كل من استراتيجيات التحكم المقترحة DTC-GA و DTC-ANN أداء أفضل مقارنة مع DTC الكلاسيكية وذلك من خلال تحسين زمن الاستجابة والتجاوز وكذا التقليل من تموجات التدفق والعزم الكهرومغناطيسي. وبالإضافة إلى ذلك قمنا بالتحليل والمقارنة بين تقنية التحكم الشعاعي FOC و التحكم بالنمط المنزلق SMC.

الكلمات المفتاحية: الآلة اللائزمنية مضاعفة التغذية، الخوارزمية الوراثية، الشبكات العصبية الاصطناعية، التحكم بالنمط المنزلق، المتحكمات التقليدية PI، التحكم المباشر في العزم.

Résumé:

Actuellement, en raison des progrès énormes dans l'électronique de puissance, la machine à induction à double alimentation (MADA) est devenue l'une des meilleures solutions prometteuses pour nombreuses applications en particulier pour la conversion de l'énergie éolienne, l'application à vitesse variable, traction ferroviaire, propulsion marine, et les centrales hydroélectriques, etc. Malgré ces progrès, les entraînements électriques encore influencés par nombreuses contraintes telles que l'ondulation de couple, précision, robustesse, les variations des paramètres, etc. Pour surmonter les problèmes précédents, deux nouvelles stratégies hybrides de contrôle intelligent de la machine à induction à double alimentation (MADA) ont été développées dans cette thèse. La première est la méthode DTC-AG dont le contrôleur PI est optimisé par les algorithmes génétiques, la seconde combine la méthode de contrôle direct du couple classique et les réseaux de neurones artificiels (DTC- RNA). Les deux stratégies de contrôle DTC-AG et DTC-RNA proposées ont montré meilleures performances par rapport à la DTC classique dans les deux états transitoires et stables, dont lesquels de nombreux avantages ont été confirmés, liés aux ondulations du couple et du flux, réduction du dépassement et du temps de réponse. En outre, l'analyse et des études comparatives des différentes stratégies de contrôle de la MADA ont été réalisées, y compris la commande vectorielle CV, commande par mode glissant MG, DTC classique, DTC-AG et DTC- RNA.

Mots clés : Machine Asynchrone à Double Alimentation MADA, modélisation, Algorithme génétique AG, réseaux de neurones artificiels RNA, régulateurs PI, mode glissant MG, contrôle direct du couple DTC, DTC-AG, DTC-RNA.

Abstract:

Today, due to huge progress in power electronics, doubly fed induction machine (DFIM) became one of the best promising solutions for many applications especially for wind energy conversion, variable speed application, railway traction, marine propulsion, and hydroelectric power stations, etc. Despite this progress, electric drives still influenced by many constraints such as the torque ripple, accuracy, robustness, the variations of the parameters, etc. To overcome the previous problems, two novels combined intelligent control strategies of doubly fed induction machines (DFIM) have been developed in this thesis. The first one is the combined DTC-GA method using PI controller optimized by genetic algorithm, the second combines the conventional Direct Torque Control and Artificial Neural Network (DTC- ANN). Both proposed DTC-GA and DTC-ANN control strategies have shown better performance compared to conventional DTC in both the transient and steady states, in which numerous benefits related to flux and torque ripples overshoot and response time have been confirmed. In addition, analysis and comparative study of different DFIM control strategies have been carried out, including field oriented control (FOC), sliding mode control (SMC) and conventional Direct Torque Control.

Keywords: Doubly fed induction machine DFIM, modeling, genetic algorithm GA, artificial neural network ANN, PI controllers, sliding mode SM, direct torque control DTC, DTC-GA, DTC-ANN.

Table des Matières

Introduction générale.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre I : Etat de l'art de la MADA et leurs techniques de commande

I.1 Introduction.....	4
I.2 Description de la Machine Asynchrone à Double Alimentation	4
I.3 Classification.....	5
I.3.1. Machine à double alimentation simple.....	5
I.3.2. Machine a double alimentation en cascade	6
I.3.3. Machine a double alimentation cascade a un repère	6
I.3.4. Machine a double alimentation sans collecteur.....	6
I.3.5. Machine a double alimentation sans balais	7
I.4 Comparaison entre les différentes MADA.....	8
I.5 Principe de fonctionnement de la MADA.....	9
I.6 Notions hypo et hyper-Synchrone de la MADA.....	11
I.7 Modes de fonctionnement de la MADA	13
I.7.1 Fonctionnement en mode moteur Hypo-Synchrone.....	13
I.7.3 Fonctionnement en mode générateur Hypo-Synchrone.....	14
I.7.4 Fonctionnement en mode générateur Hyper-Synchrone	14
I.8 Configurations de l'association MADA/Convertisseur de puissance.....	15
I.8.1 Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur.....	15
I.8.2 Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs	17
I.8.3 Fonctionnement en générateur.....	18
I.9 Techniques de variation de la vitesse.....	19
I.9.1 Variation de la vitesse par action sur le Stator	19
I.9.2 Variation de la vitesse par action sur le Rotor.....	19
I.10 Domaines d'application de la MADA	20
I.11 Avantages et inconvénients de la MADA.....	21
I.11.1 Avantages de la MADA	21
I.11.2 Inconvénients de la MADA.....	22
I.12 Les différentes techniques de commande de la MADA	22
I.13. Objectifs des travaux de thèse.....	24
I.14 Conclusion	24

Chapitre II : Modélisation et commande vectorielle de la MADA

II.1 Introduction.....	25
II.2 Modèle mathématique de la MADA.....	25
II.2.1 Hypothèses simplificatrices	25
II.2.2. Equations électriques	26
II.2.3. Equations magnétiques	27
II.3 La transformation de PARK	27
II.3.1 Application de la transformation de Park à la MADA.....	29

II.4 Equations électriques et magnétiques suivant l'axe (U,V)	29
II.4.1 Choix du référentiel	30
II.4.1.c Référentiel fixé par rapport au champ tournant (d, q) :	31
II.5 Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état	32
II.6 Simulation de la machine asynchrone à double alimentation	33
II.7 Résultats de simulation de la MADA	34
II.7.1) $V_r = 0$ v, $f_r = 0$ Hz, (rotor en court circuit), $C_r = 5$ N.m à $t = 2$ sec	34
II.7.2) $V_r = 10$ v, $f_r = 5$ Hz, (mode hypo-synchrone), $C_r = 5$ N.m à $t = 2$ sec	35
II.7.3) $V_r = 10$ v, $f_r = 10$ Hz, (régime hyper-synchrone), $C_r = 5$ N.m à $t = 2$ sec :	36
II.8. Modélisation du système d'alimentation	37
II.8.1 La structure de la chaîne d'alimentation choisie	37
II.8.2 Modélisation du Redresseur	37
II.8.3. Modélisation du Filtre	39
II.8.4. Modélisation de L'onduleur de Tension	40
II.8.5. Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)	42
II.9 Simulation de l'association MADA avec onduleurs à MLI	44
II.10 Commande Vectorielle de La MADA	46
II.11 La Commande vectorielle	46
II.11.1 Principe de la commande vectorielle	47
II.11.2 Procède d'orientation du flux [23]	48
II.11.3 Commande vectorielle par orientation du flux statorique	48
II.12 Méthodes de la commande vectorielle	50
II.12.1 Commande vectorielle directe (CVD)	50
II.12.2 Commande vectorielle indirecte (CVI)	50
II.13 Structure de la commande vectorielle directe de la MADA	50
II.13.1 Défluxage	52
II.13.2 Principe du découplage par compensation	52
II.13.3 Estimation du flux statorique	53
II.13.4 Dimensionnement des régulateurs	53
II.14 Résultats de simulation avec application de la commande	58
II.14.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation du couple de charge	58
II.14.2 Tests de robustesse	60
II.15. Conclusion	62

Chapitre III : Commande par mode de glissement de la MADA

III.1 Introduction	63
III.2 Généralité sur la théorie de contrôle par le mode de glissement	63
III.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	64
III.2.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état	64
III.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente	65
III.3 Principe de la commande par mode de glissement	65
III.4 Conception de l'algorithme de commande par le mode glissant	66
III.4.1 Choix de la surface de glissement	66

III.4.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	67
III.4.3 Détermination de la loi de commande	67
III.5 Application de la commande par le mode glissant à la MADA	70
III.5.1 Surface de régulation de la vitesse.....	71
III.5.2 Surface de régulation du flux statorique.....	71
III.5.3 Surface de régulation du courant rotorique directe avec limitation.....	72
III.5.4 Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec limitation	73
III.6 Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse ,du flux statorique et des courants rotoriques par mode de glissement	74
III.7 Résultats de simulation.....	75
III.7.1 Régulateurs par mode de glissement appliqués dans toutes les boucles de régulation de la MADA	75
III.7.1.2 Tests de robustesse	77
III.8 Etude Comparative entre les deux types de Commande	79
III.8.1 Comparaison des deux Types de Commande (CVD et CMG).....	79
III.8.2 Conclusion de la comparaison des deux types de Commande	81
III.9 Conclusion.....	82

Chapitre IV : Commande Directe du Couple optimisé par l'Algorithme Génétique (DTC-AG) de la MADA

IV.1 Introduction	83
IV.2 Principe de la commande directe du couple.....	83
IV.3 Structure de réglage en DTC.....	84
IV.3.1 Fonctionnement et séquences de l'onduleur.....	84
IV.3.2 Réglage du flux statorique.....	85
IV.3.3 Réglage du couple électromagnétique	87
IV.3.4 Cas particulier : Application d'un vecteur tension nul.....	88
IV.3.5 Choix du vecteur tension	89
IV.3.6 Estimation du flux statorique.....	90
IV.3.7 Estimation du couple électromagnétique.....	91
IV.4 Elaboration des contrôleurs de flux et du couple	91
IV.4.1 Elaboration du contrôleur de flux.....	91
IV.4.2 Elaboration du contrôleur du couple	92
IV.5 Elaboration de la table de commutation.....	92
IV.5. 1 Table de commutation avec les vecteurs tension actifs.....	94
IV.5. 2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension nuls.....	94
IV.6 Avantages de la commande directe du couple	95
IV.7 Inconvénients de la commande directe du couple.....	95
IV.8 Comparaison entre les deux commande (DTC et FOC)	95
IV.9 Application de la commande DTC sur la MADA.....	96
IV.9 .1 Modèle de MADA en vue à la DTC Le modèle mathématique pour la partie électrique est écrit comme un ensemble d'équations de l'état suivant:	96
IV.9 .2 Schéma de la commande directe du couple de la MADA.....	96
IV.10 Optimisation des gains de PI par l'Algorithme Génétique	98

IV.10.1 Définition d'un algorithme génétique	98
IV.10.2 Bref historique de l'Algorithme Génétique	98
IV.10.3 Principes généraux.....	99
IV.10.4 Fonctionnement d'un Algorithme Génétique	99
IV.10.5 Operateurs et Paramètres de l'Algorithme Génétique.....	100
IV.10.5.1 Codage des chromosomes	100
IV.10.5.2 Initialisation de la population	101
IV.10.5.3 Fonction d'adaptation.....	101
IV.10.5.4 Evaluation	101
IV.10.5.5 Sélection	101
IV.10.5.6 Croisement	103
IV.10.5.7 Mutation	107
IV.10.6 Choix des paramètres d'un Algorithme Génétique	109
IV.10.6.1 Taille de la population.....	109
IV.10.6.2 Probabilité des opérateurs génétiques	109
IV.10.6.3 Nombre de générations	109
IV.11 Optimisation du régulateur PID de vitesse de la DTC-MADA par l'Algorithme Génétique (AG).....	109
IV.11.1 Procédure d'optimisation de régulateur PI	110
IV.11.2 Optimisation du régulateur PI classique.....	110
IV.11.3 Schéma de la commande DTC optimisée par AG	111
IV.12. Résultats de Simulation.....	111
IV.13. Conclusion.....	116

Chapitre V : Amélioration des performances de la commande DTC du MADA par les Réseaux de Neurones Artificiels (DTC-RNA)

V.1 Introduction	117
V.2 Historique	117
V.3 Fonctionnement général d'un Réseau de Neurones	118
V.3.1. Anatomie du neurone.....	118
V.3.1.1. Le corps cellulaire	119
V.3.1.2. Les dendrites.....	119
V.3.1.3. L'axone.....	119
V.3.2. Fonctionnement d'un Neurone Biologique.....	119
V.3.3. Le neurone formel.....	120
V.3.4. Fonctions d'activation.....	121
V.3.5. Modélisation d'un réseau de neurones.....	122
V.4. Architectures des réseaux de neurones.....	123
V.4.1. Les réseaux "FEED-FORWARD"	123
V.4.1.1. Les perceptrons.....	123
V.4.1.2. Les réseaux à fonction radiale	124
V.4.2. Les réseaux «FEED-BACK »	124
V.4.2.1. Réseau auto-associatif (réseau de Hopfield)	124
V.4.2.2. Les cartes auto-organisatrices de Kohonen	125

V.5. Processus d'apprentissage	125
V.5.1. Type d'apprentissage.....	125
V.5.1.1. Le mode supervisé.....	125
V.5.1.2. Le mode non-supervisé (ou auto-organisationnel)	126
V.5.1.3. Le mode hybride.....	126
V.5.1.4. Le mode semi-supervisé (renforcement)	126
V.5.2 Apprentissage en ligne et l'apprentissage hors ligne.....	126
V.6. Algorithmes d'apprentissage	127
V.6.1. Algorithme de rétro-propagation	127
V.6.2. La phase d'apprentissage	128
V.6.3. Estimation de la performance	128
V.7. Commande Directe du Couple par RNA du MADA (DTC-RNA)	128
V.8. Résultats de la simulation DTC-RNA appliquée à la MADA.....	130
V.9. Conclusion.....	133
 Conclusion générale.....	 134
 Annexes.....	 136
 Références Bibliographiques.....	 A

Liste des figures

Chapitre I

Fig. I.1	Stator[2].	Fig. I.2	Rotor bobiné[2].	4
Fig. I.3	Schéma d'alimentation typique de la MADA.			5
Fig. I.4	Schéma de principe de la machine à double alimentation simple.			5
Fig. I.6	Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère[3].			6
Fig. I.5	Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade.			6
Fig. I.7	Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur[13].			7
Fig. I.8	Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais[3].			7
Fig. I.9	Configuration des enroulements et des flux dans une machine synchrone et dans une MADA.			10
Fig. I.10	Moteur à rotor bobiné à double alimentation connecté à deux sources triphasées[16].			11
Fig. I.11	Evolution des puissances de la MADA en fonction de glissement (pertes négligeables, couple constant).			12
Fig. I.12	Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.			13
Fig. I.13	Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.			13
Fig. I.14	Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.			14
Fig. I.15	Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.			15
Fig. I.16	Schéma d'un système utilisant une MADA alimenté par un seul convertisseur.			15
Fig. I.17	Schéma d'un système utilisant une MADA alimenté par deux convertisseurs.			17
Fig. I.18	Schéma d'un système utilisant une GADA alimenté par un seul convertisseur.			18

Chapitre II

Fig. II.1	Représentation de la MADA dans le système triphasé[2].	26
Fig. II.2	Décomposition de la transformation de Park[2].	28
Fig. II.3	Position spatiale des différents référentiels[2].	29
Fig. II.4	Schéma bloc de simulation de la MADA.	33
Fig. II.5	Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique.	34
Fig. II.6	Résultats de simulation de la MADA avec alimentation rotorique à $t=1s$.	35
Fig. II.7	Résultats de simulation de la MADA avec alimentation rotorique à $t=1s$.	36
Fig. II.8	Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA.	37
Fig. II.9	Représentation du redresseur triphasé à diodes.	37
Fig. II.10	Représentation de la tension redressée.	38
Fig. II.11	Représentation du filtre RLC.	39
Fig. II.12	Onduleur de tension triphasé à deux niveaux[32].	40
Fig. II.13	Représentation d'un GTO[31].	40
Fig. II.14	Modèle sous Simulink de l'onduleur triphasé.	42
Fig. II.15	Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.	43
Fig. II.16	Réponses du système avec $C_r=5N.m$ à $t=2sec$ (seul onduleur du côté statorique).	44
Fig. II.17	Réponses du système avec double onduleurs statorique et rotorique.	45

Fig.II.18	Schéma de principe du découplage pour le MADA par analogie avec la machine à courant continu MCC.	47
Fig.II.19	Illustration de l'orientation du flux statorique[36].	48
Fig.II.20	Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.	51
Fig.II.21	Schéma bloc de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA sous MATLAB/Simulink.	51
Fig.II.22	Schéma de régulation de courant I_{rd}	54
Fig.II.23	Schéma de régulation du courant I_{rq}	55
Fig.II.24	Schéma de régulation du flux statorique	56
Fig.II.25	Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.	57
Fig.II.26	Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.	59
Fig.II.27	Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation a $t=1s$	60
Fig.II.28	Résultats de simulation de la CVD du MADA lors la variation de la résistance rotorique (+100%).....	61

Chapitre III

Fig.III.1	Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.	64
Fig.III.2	Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.	64
Fig.III.3	Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.	65
Fig.III.4	Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.	66
Fig.III.5	Interprétation de U_{eq}	68
Fig.III.6	fonction SIGN (Commande de type relais).	69
Fig.III.7	fonction de saturation SAT (Commande adoucie).	70
Fig.III.8	Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par mode de glissement du MADA.	74
Fig.III.9	Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par mode de glissement de la MADA sous MATLAB/Simulink.	75
Fig.III.10	Réponses de la commande par mode de glissement(CMG) lors de démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.	76
Fig.III.11	Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation.	77
Fig.III.12	Résultats de simulation de la commande par mode de glissement(CMG) du MADA lors la variation de la résistance rotorique	78

Chapitre IV

Fig.IV.1	Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.	85
Fig.IV.2	Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.	85
Fig.IV.3	Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.	85
Fig.IV.4	Trajectoire du flux statorique.	86
Fig.IV.5	Exemple d'évolution de l'extrémité de Φ_s	86
Fig.IV.6	Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension.	88

Fig.IV.7	Application d'un vecteur nul avec négligence du terme résistif.	88
Fig.IV.8	Choix du vecteur tension.	89
Fig.IV.9	Contrôle à hystérésis à deux niveaux.	92
Fig.IV.10	Correcteur du couple à trois niveaux.	92
Fig.IV.11	Structure générale de la commande directe du couple 'DTC' d'une MADA.	97
Fig.IV.12	Cycle génétique.	100
Fig.IV.13	Exemple de sélection par la roulette.	102
Fig.IV.14	Croisement à un point de coupure (exemple d'individus à six gènes).	104
Fig.IV.15	Croisement à deux points (exemple d'individus à six gènes).	105
Fig.IV.16	Croisement multiple (cas de 4 points de coupure).	105
Fig.IV.17	Croisement uniforme.	106
Fig.IV.18	Croisement arithmétique.	106
Fig.IV.19	Organigramme général de l'Algorithme Génétique	108
Fig.IV.20	Principe d'optimisation de la commande DTC par AG proposée	110
Fig.IV.21	Schéma bloc global d'implantation proposée de l'Algorithme Genitique(AG) pour l'ajustement des gains K_p et K_i du régulateur PID dans la commande DTC du MADA.	111
Fig.IV.22	Evolution de Vitesse du MADA obtenue par DTC et DTC-AG.	112
Fig.IV.23	Evolution de couple du MADA obtenue par DTC et DTC-AG.	113
Fig.IV.24	Cercle de flux statorique du MADA obtenue par DTC et DTC-AG.	114
Fig.IV.25	Module de flux statorique du MADA obtenue par DTC et DTC-AG.	115

Chapitre V

Fig.V.1	Modèle d'un neurone biologique	119
Fig.V.2	Neurone formel.	120
Fig.V.3	Symboles de neurones à fonction d'activation sigmoïde et linéaire	122
Fig.V.4	Schéma général d'un réseau de neurones	122
Fig.V.5	Perceptron – modèle de ROSENBLATT.	123
Fig.V.6	Structure d'un perceptron multicouches à p entrées, n couche cachée, q sorties.	124
Fig.V.7	Un réseau auto-associatif à 4 neurones-la sortie de chaque neurone est connectée avec tous les autres neurones.	124
Fig.V.8	Commande directe du couple de la MADA basée sur les RNA.	128
Fig.V.9	L'architecture du RNA multicouches utilisé.	129
Fig.V.10	Schéma Bloc sous Simulink MATLAB (a) La sélecteur neuronal (b) contrôleur de vitesse	129
Fig.V.11	Réponse de Vitesse de rotation pour une consigne de couple variable	130
Fig.V.12	Réponse du couple pour une charge variable entre 3N.m et 5Nm	131
Fig.V.13	Trajectoire du vecteur de flux statorique.	132
Fig.V.14	Module de flux statorique du MADA	132

Annexes

Fig.A.2	Modèle de la MADA sous Simulink/MATLAB.	136
----------------	--	-----

Liste des tableaux

Chapitre I

Tab.I.1	Classification et comparaison des différentes variantes de la MADA.....	8
Tab.I.2	Modes opérationnels de la MADA.	15
Tab.I.3	Les différents Techniques de Commande du MADA	23

Chapitre II

Tab.II.1	Etablissement des expressions des tensions simples et composées.	42
-----------------	---	----

Chapitre III

Tab.III.1	Comparaison entre (CVD et CMG) au niveau de l'application du couple de charge....	80
Tab.III.2	Comparaison entre (CVD et CMG) au niveau de l'inversion de la vitesse.	81
Tab.III.3	Etude comparative des deux types de commande (CVD et CMG).	81

Chapitre IV

Tab.IV.1	Table de commutation généralisée.....	93
Tab.IV.2	Table de commande du flux.....	93
Tab.IV.3	Table de commande du couple.....	93
Tab.IV.4	Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tension non nuls.....	94
Tab.IV.5	Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tension nuls.....	94
Tab.IV.6	principales différences entre les deux commande (DTC et FOC).	95
Tab.IV.7	paramètres de Algorithme Génétique utilisé	110
Tab.IV.8	Comparaison entre DTC et DTC-AG du MADA.	115

Chapitre V

Tab.V.1	Différentes fonctions d'activations utilisées dans les RNA.	121
Tab.V.2	Comparaison entre l'apprentissage hors ligne et l'apprentissage en ligne.	126
Tab.V.3	Comparaison entre les deux commandes DTC et DTC-RNA du MADA	132

Annexes

Tab.A.1	Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation.	136
Tab.B.1	La transformation de CONCORDIA et de CLARKE.	137

Glossaire

1. En Français

MADA	: Machine Asynchrone à Double Alimentation.
FEM	: Force électromotrice .
CVD	: Commande Vectorielle Directe.
FP	: Facteur de Puissance.
FTBF	: Fonction de Transfert en Boucle Fermée.
FTBO	: Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.
GADA	: Génératrice Asynchrone à Double Alimentation.
HYPER	: Hypersynchronisme.
HYPO	: Hyposynchronisme.
MAS	: Machine Asynchrone.
MCC	: Machine à Courant Continu MCC.
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion.
MS	: Machine Synchrone.
MSAP	: Machine Synchrone à Aimants Permanents.
PI	: Proportionnel Intégral.
RNA	: Réseaux de Neurones Artificiels.
AG	: Algorithme Génétique .
MG	: Mode Glissant.

2. En Anglais

AC	: Alternatif Current.
BDFIM	: Brushless Doubly Fed Induction Machine.
BJT	: Bipolar Junction Transistor.
CDFIM	: Cascaded Doubly Fed Induction Machine.
DC	: Direct Current.
DFIM	: Doubly Fed Induction Machine.
DFM	: Doubly Fed Machine.
DTC	: Direct Torque Control.
FOC	: Field Oriented Control.
ANN	: Artificial Neural Network.
SMC	: Sliding Mode Control
GTO	: Gate Turn-Off Thyristor.
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor.
IGCT	: Integrated Gate Commutated Thyristor.
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.
PWM	: Pulse Width Modulation.

Notations

Liste non-exhaustive des principaux paramètres et variables.

Paramètres de modélisation de la MADA :

R_s	(Ω)	Résistance statorique par phase,
R_r	(Ω)	Résistance rotorique par phase,
L_s	(H)	Inductance cyclique rotorique par phase,
L_r	(H)	Inductance cyclique rotorique par phase,
L_m	(H)	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor), inductance magnétisante,
l_s	(H)	Inductance propre d'une phase statorique,
l_r	(H)	Inductance propre d'une phase rotorique,
m_s	(H)	Inductance mutuelle entre deux phases
m_r	(H)	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques,
M	(H)	Inductance mutuelle entre phase statorique et autre rotorique,
σ	(-)	Coefficient de dispersion de Blondel,
p	(-)	Nombre de paires de pôles,
f_v	(N.m.s/rd)	Coefficient dû aux frottements visqueux de la génératrice,
C_{em}	(N.m)	Couple électromagnétique de la génératrice,

Repères :

(S_a, S_b, S_c)	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statoriques,
(r_a, r_b, r_c)	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme),
(d, q)	Axes de référentiel de Concordia/Clarke (repère de Park fixe au stator),
θ_{sr} (rad)	Position angulaire du rotor par rapport au stator,
θ_s (rad)	Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d) ,
θ_r (rad)	Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d) .

Grandeurs électriques au stator :

$V_{S_{a,b,c}}$	(V)	Tensions instantanées statoriques triphasées,
$V_{S_{d,q}}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
$V_{S_{\alpha,\beta}}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β) ,
$[V_{S_a}, V_{S_b}, V_{S_c}]^T$	(V)	Vecteur des tensions instantanées des phases a, b et c statoriques,
V_S	(V)	Module du vecteur de tension statorique,
$i_{S_{a,b,c}}$	(A)	Courants instantanés statoriques triphasées,
$I_{S_{d,q}}$	(A)	Courants statoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
$I_{S_{\alpha,\beta}}$	(A)	Courants statoriques diphasées dans le repère (α, β) ,

$[I_{s_a}, I_{s_b}, I_{s_c}]^T$	(A)	Courants instantanées statoriques triphasées,
P_s	(W)	Puissance active statorique,
Q_s	(VAR)	Puissance réactive statorique.

Grandeurs électriques au rotor :

$V_{r_{a,b,c}}$	(V)	Tensions instantanées rotoriques triphasées,
$V_{r_{d,q}}$	(V)	Tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
$V_{r_{\alpha,\beta}}$	(V)	Tensions rotoriques diphasées dans le repère (α, β) ,
$[V_{r_a}, V_{r_b}, V_{r_c}]^T$	(V)	Vecteur des tensions instantanés des phases a, b et c rotoriques ,
V_r	(V)	Module du vecteur de tension rotorique,
$i_{r_{a,b,c}}$	(A)	Courants instantanés rotoriques triphasées,
$I_{r_{d,q}}$	(A)	Courants rotoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
$I_{r_{\alpha,\beta}}$	(A)	Courants rotoriques diphasées dans le repère (α, β) ,
$[I_{r_a}, I_{r_b}, I_{r_c}]^T$	(A)	Courants instantanées rotoriques triphasées,
P_r	(W)	Puissance active rotoriques ,
Q_r	(VAR)	Puissance réactive rotoriques .

Grandeurs magnétiques au stator :

$\Phi_{s_{a,b,c}}$	(Wb)	Flux instantané magnétiques au stator,
$\Phi_{s_{\alpha,\beta}}$	(Wb)	Flux statoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
$\Phi_{s_{d,q}}$	(Wb)	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) .
$[\Phi_{s_a}, \Phi_{s_b}, \Phi_{s_c}]^T$	(Wb)	Vecteur des flux instantanés des phases a, b et c statoriques,
ψ_s	(Wb)	Module du vecteur de flux statorique.

Grandeurs magnétiques au rotor :

$\Phi_{r_{a,b,c}}$	(Wb)	Flux instantané magnétiques au rotor,
$\Phi_{r_{\alpha,\beta}}$	(Wb)	Flux rotoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
$\Phi_{r_{d,q}}$	(Wb)	Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) .
$[\Phi_{r_a}, \Phi_{r_b}, \Phi_{r_c}]^T$	(Wb)	Vecteur des flux instantanés des phases a, b et c rotoriques,
ψ_r	(Wb)	Module du vecteur de flux rotorique.

Grandeurs mécaniques :

ω_r	(rad/s)	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation,
ω_s	(rad/s)	Pulsation électrique des grandeurs statoriques (champ tournant),
ω_{sr}	(rad/s)	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (Pulsation de glissement),
g	(–)	Glissement de la vitesse de rotation,
f_s	(Hz)	Fréquence électrique des grandeurs statoriques,
f_r	(Hz)	Fréquence électrique des grandeurs rotoriques,
N_s	(tr/min)	Vitesse du champ tournant,
N_r	(tr/min)	Vitesse mécanique nominale de rotation.

Transformations :

s, p	Opérateur de Laplace,
$P(\theta)$	Transformation de Park : $X_s a,b,c \rightarrow X_s d,q$ et $X_r a,b,c \rightarrow X_r d,q$,
C_{32}	Transformation de Concordia/Clarke : $X_s a,b,c \rightarrow X_s \alpha,\beta$ et $X_r a,b,c \rightarrow X_r \alpha,\beta$,

Introduction Générale

L'énergie électrique est utilisée depuis longtemps pour produire de l'énergie mécanique grâce à des convertisseurs électromécaniques réversibles, qui sont les machines électriques. Au fil du temps, cette tendance est accentuée à la fois dans le domaine industriel, tertiaire et domestique. Actuellement, elle constitue la majeure partie de l'énergie consommée dans l'industrie pour fournir la force motrice [1].

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position....ect , tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

Durant les premières années du développement des machines électriques , le moteur à courant continu MCC a satisfait une partie de ces exigences mais il est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Pour toutes ces raisons le moteur à courant continu trouve des limites d'utilisation, le moteur à courant alternatif à tendance de le remplacer dans nombreuses applications [1], [2].

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à de meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents, qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique [3], [4]. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines dont les servomoteurs.

Depuis les années premières de l'industrialisation, les chercheurs ont constaté le besoin de commander les machines électriques à des vitesses variables, Car les entraînements électriques exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité accrue, et un coût réduit.

Au 19^{ème} siècle, ce problème à été résolu progressivement avec les moteurs à courant continu, dont on peut modifier la vitesse de rotation de zéro '0' à la vitesse maximale, et ceci en agissant sur la tension d'induit en gardant le flux d'induction constant. Cependant, la présence du système balais collecteur les pénalise : ces machines ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute aussi l'entretien que nécessite le collecteur [5].

Ces contraintes ont donc réorienté la recherche dans le domaine de la vitesse variable vers les machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrones. Celles ci ont en effet de nombreux avantages: coût de fabrication réduit, construction relativement simple, support des surcharges, vitesse de rotation plus élevée et n'exigent pas d'entretien permanent. L'inconvénient de cette catégorie de machines réside dans la complexité de leur fonctionnement, car elles se comportent comme des systèmes multi-variables, non linéaires et fortement couplés, d'où la difficulté de leur commande [6].

Dans le domaine des entraînements de grandes puissances (tel que laminoir par exemple), il existe une solution nouvelle et originale, utilisant une machine alternative fonctionnant dans un mode un peut particulier. Il s'agit de la machine asynchrone double alimenté (MADA) (en anglais DFIM:

Doubly Fed Induction Machine), c'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimentée par deux sources de tension l'un au stator et l'autre au rotor .

Connue depuis la fin du 19^{ème} siècle, la *DFIM* est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor. Elle a été d'abord étudiée pour être utilisée en tant que moteur à grande vitesse [7].

Cependant, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur : la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique sa commande [8].

Un intérêt de plus en plus croissant est accordé de la machine asynchrone à double alimentation. Cet intérêt est dû aux degrés de liberté qu'elle offre du fait de l'accessibilité de son rotor et donc de la possibilité de l'alimenter par un convertisseur aussi bien du côté du stator que du côté du rotor et un élargissement de la plage de vitesse (hypo-synchrone, synchrone, hyper-synchrone) [9].

Pour un fonctionnement à des vitesses variables on doit insérer à la machine un convertisseur à M.L.I (Modulation à Largeur d'Impulsions) entre la machine et le réseau. Car, quelle que soit la vitesse de rotation de la machine, la tension est redressée et un onduleur connecté du côté réseau est chargé d'assurer la cohérence entre la fréquence du réseau et celle délivrée par le dispositif.

La machine asynchrone à double alimentation est essentiellement non linéaire, dû au couplage entre le flux et le couple électromagnétique. La commande vectorielle par orientation du flux selon un axe privilégié permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple.

Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il existe un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle lié au couple (le courant d'induit) [6].

Un autre aspect extrêmement important dans la réalisation des variateurs, c'est la notion de robustesse.

Les modèles utilisés sont approximatifs et ont des paramètres variables selon l'état du système et son point de fonctionnement. La variation des paramètres électriques et mécaniques dégradent les performances des commandes et peuvent amener, dans certains cas, à des fonctionnements instables [3].

Deux approches permettent de pallier à ce problème :

- La première consiste à assurer une estimation en temps réel des paramètres, au moins de ceux reconnus comme responsables des perturbations majeures. Ces paramètres ainsi redéfinis sont injectés dans les commandes. Cette méthode a l'avantage de permettre la connaissance presque continue des paramètres, mais l'inconvénient c'est qu'elle nécessite des calculateurs de puissance élevée en raison des volumes de calcul nécessaires pour cette estimation en temps réel [4].
- La deuxième approche retenue pour notre Thèse est de rechercher des structures de commande qui résistent aux incertitudes paramétriques élevées et qui permettent la mise en œuvre des variateurs ayant les comportements les moins influencés par les variations des paramètres.

Les travaux présentés dans notre Thèse consistent à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes , plusieurs commandes développées tel que ; la commande vectorielle directe(CVD) par orientation du flux statorique avec des régulateurs classique PI, et la commande par mode de glissement(CMG) ; commande directe du couple Classique (DTC-C) et amélioré par l'utilisation des algorithmes Génétique(AG) et les réseaux de neurone artificiels (RNA).

Pour cela, notre manuscrit est organisé en cinq chapitres ;

- **Le premier chapitre**, présente un état de l'art sur la machine asynchrone à double alimentation 'MADA' et les différentes techniques de commande, afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportés par cette machine, dans les différents domaines d'application. En plus, une classification des différents types de cette machine sera présentée.
- **Le deuxième chapitre**, sera consacré à modélisation et commande vectorielle par orientation de flux statorique de la MADA et de son alimentation a pour but de définir le processus à contrôler avec ses grandeurs physiques mesurables, ensuite nous abordons les problèmes liés à la modélisation de l'ensemble de ce variateur en aboutissant à son modèle de connaissance, avec l'application de la commande vectorielle direct (CVD) de la MADA par les régulateur PI , où des résultats simulations seront présentés.
- **Le troisième chapitre**, expose la commande par le mode de glissement(CMG) et son application sur la MADA où des résultats de simulations seront présentés, ainsi qu'une étude comparative entre les deux types de commande : La commande vectorielle par les régulateurs PI et la commande par le mode de glissement.
- **Le quatrième chapitre**, est organisé en deux parties; dans la première partie on propose une technique de commande appelée DTC (Direct Torque Control) appliquée au convertisseur à deux niveaux de tension côté stator . Ce type de commande considère le convertisseur associé à la MADA comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique de couple ; aussi une étude comparative qui résume les principales différences entre la commande directe du couple (DTC) et la commande par orientation de flux (FOC) . la deuxième partie exposera l'implantation de l'Algorithme Génétique(AG) avec la commande DTC de la MADA , dans le but d'optimiser les gains du régulateur PI, afin d'avoir améliorer les performance de la commande DTC de la MADA .
- **Le cinquième chapitre**, sera consacré au développement d'une technique basée sur les Réseaux Neurones Artificiels (RNA) pour améliorer les performances de la commande directe du couple DTC. Cette méthode consiste à remplacer le regulateur de vitesse PI et la table de commutation appliquée aux DTC classique de la machine asynchrone à double alimentation par des contrôleurs neuronaux. Donc, une stratégie intelligente de contrôle (DTC-RNA) sera présentée et évaluée par simulation.

On clôturera la thèse par une conclusion générale dans laquelle sont valorisés les différents développements effectués. Des perspectives pour ce travail sont également envisagées.

Chapitre I

Etat de l'art de la MADA et leurs techniques de commande

I.1 Introduction

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée (MADA) pour diverses applications: en tant que génératrice pour les énergies éoliennes ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime et aéronautique [1].

La machine asynchrone à double alimentation 'MADA' a fait l'objet des vastes recherches dans les laboratoires d'électrotechnique, et dans le but d'apporter un éclairage permettant au lecteur de mieux connaître les étapes franchies qui ont marqué son évolution et les domaines où elle est utilisée, la MADA d'assurer le fonctionnement à vitesse variable de cette machine.

L'objectif de ce chapitre est de mener un état de l'art sur la MADA et les différents techniques de commande, concernant ses modes de fonctionnement et les différentes associations Machine-convertisseur statique utilisées pour une machine asynchrone à double alimentation MADA, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine.

I.2 Description de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

La première apparition de la machine asynchrone à double alimentation "*doubly-fed induction machine* (DFIM)", date de l'année 1899 [1], [2] ; il s'agit d'une nouvelle structure et nouveau mode d'alimentation [3].

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements (Figure. I.1) [4]. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulement triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques (rotor bobiné) [5], [6]. Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator raccordé en étoile et dont l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague et permet une connexion externe des bobinages au rotor. Cette connexion d'alimentation externe qui permet de réaliser un contrôle des grandeurs rotoriques (Figure. I.2) [7].

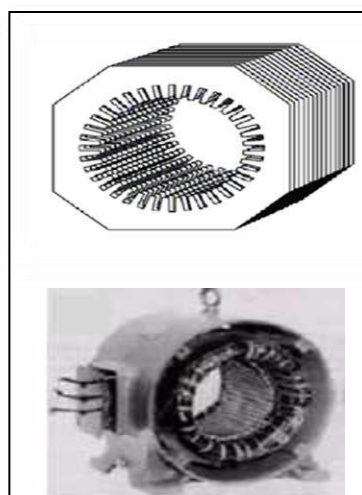


Fig. I.1 Stator[2].

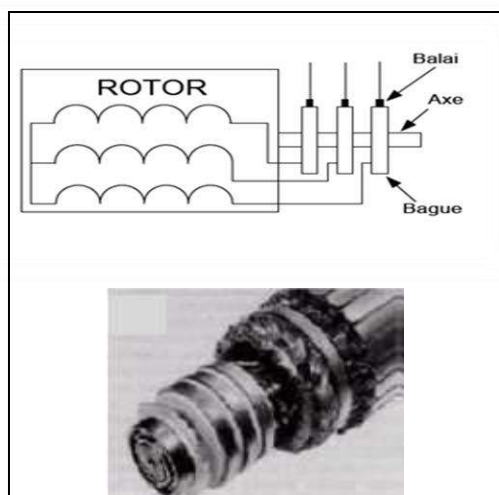


Fig. I.2 Rotor bobiné[2].

Pour être classé comme machine à double alimentation il faut qu'il y ait des sources actives sur le stator et le rotor à la fois. Dans les systèmes modernes, une de ces sources est dérivée électroniquement, et peut être commandée pour fournir l'opération vitesse variable du système, soit comme un moteur ou un générateur. Le convertisseur de puissance est typiquement relié à l'enroulement du rotor. L'autre source (réseau) a typiquement une fréquence et une tension nominalement fixées, qui est habituellement un raccordement direct au stator (Figure. I.3) [9].

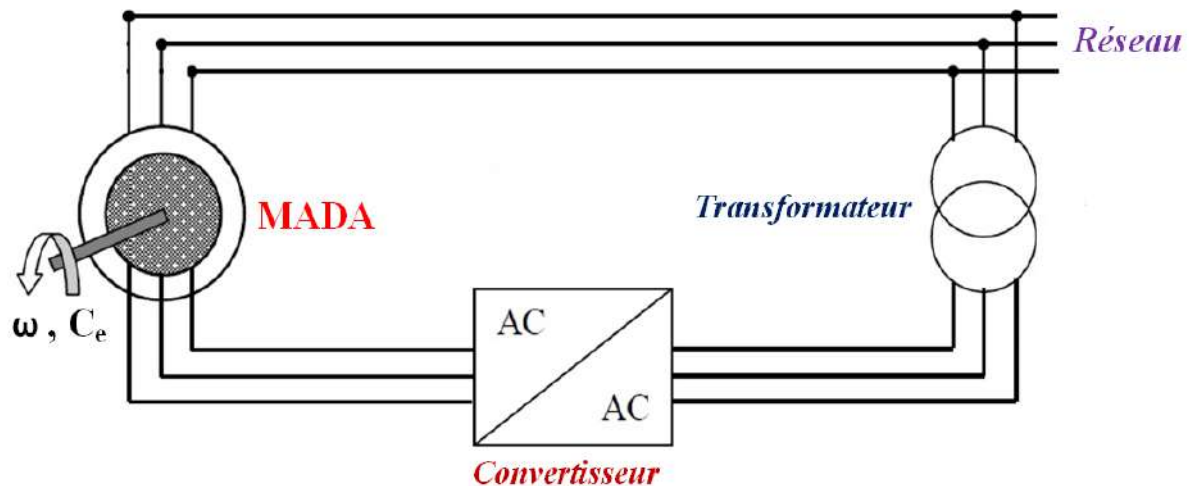


Fig. I.3 Schéma d'alimentation typique de la MADA.

I.3 Classification

Plusieurs machines MADA sont développées et améliorées, ces machines peuvent être classées comme suivantes [10], [12-13]:

I.3.1. Machine à double alimentation simple

La machine à double alimentation simple (MADA.S) c'est une machine asynchrone à rotor bobiné occupée par un système balais-bague (Single Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.4) illustre le schéma de principe de cette dernière, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, ainsi que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de la machine peut être contrôlé. Il faut noter que le convertisseur indiqué dans la figure peut être composé par un redresseur et un onduleur (conversion indirecte) ou bien peut être un cyclo-convertisseur (conversion directe) [12-14].

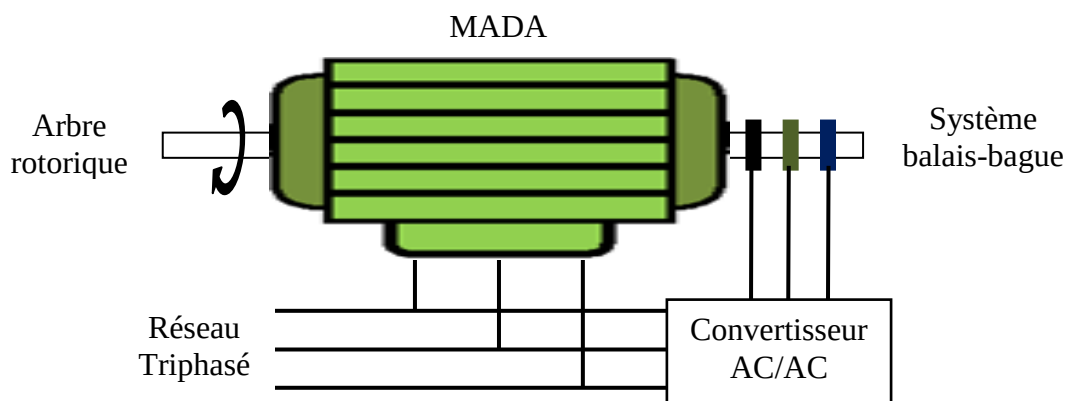


Fig. I.4 Schéma de principe de la machine à double alimentation simple.

I.3.2. Machine a double alimentation en cascade

Cette machine est constituée de deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement, (Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.5) présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées [3].

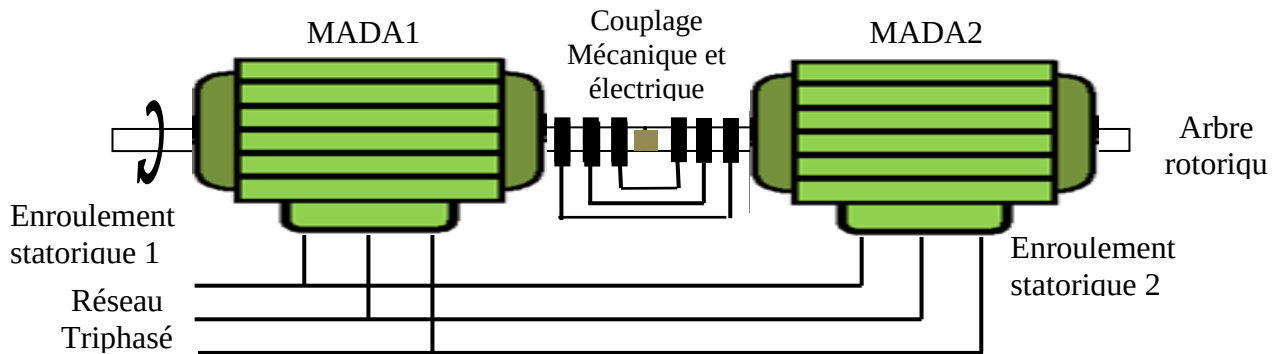


Fig. I.5 Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade.

I.3.3. Machine a double alimentation cascade a un repère

La machine à double alimentation cascade à un repère consiste de deux machines asynchrones à cage connectés mécaniquement, (Single Frame Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.6) présente le schéma de principe, tel que le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté à celui-ci par l'intermédiaire d'un convertisseur alternatif-alternatif [3].

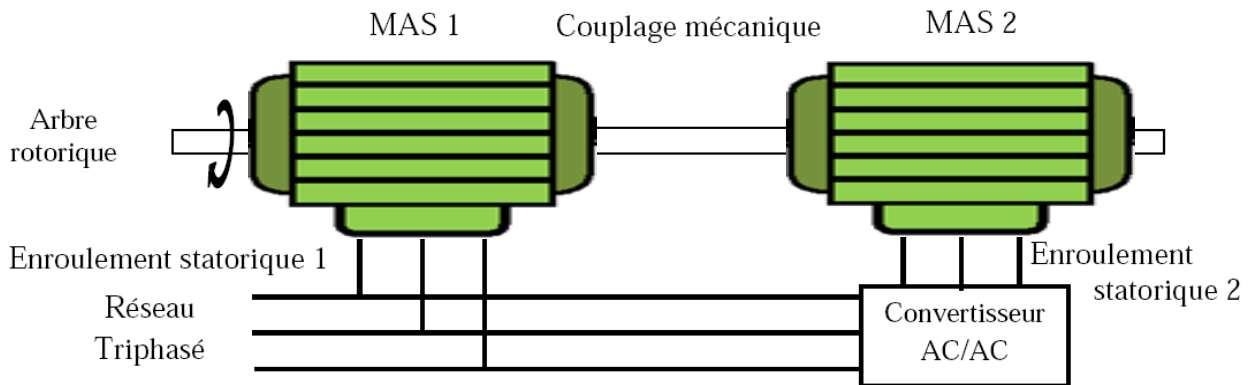


Fig. I.6 Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère[3].

I.3.4. Machine a double alimentation sans collecteur

Cette machine est constituée par deux enroulements prolongés dans un seul stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre par un convertisseur AC/AC comme présenté la figure (I.7), Ce type de machine consiste de deux enroulements statoriques ayant des nombres de paires de pôles différents ; ainsi que celui du rotor doit être la somme de ces deux nombres de paires de pôles [13].

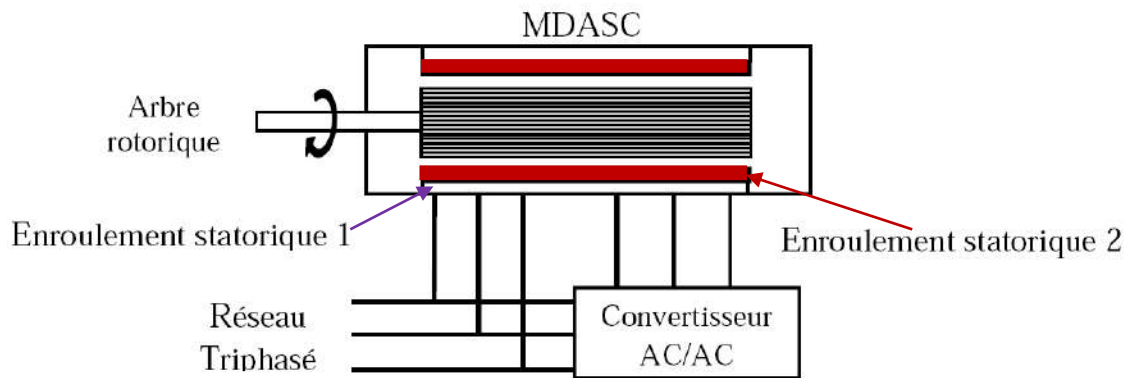


Fig. I.7 Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur[13].

Parmi les types les plus connus de la machine à double alimentation sans collecteur, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable (Doubly Fed Reluctance Machine) qui consiste à un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans collecteur et un rotor basé sur le principe de la réluctance (entrefer variable). Cette dernière est caractérisée par un flux d'entrefer pulsatif [3].

I.3.5. Machine a double alimentation sans balais

L'idée de la machine à double alimentation sans balais BDFIM (Brushless Doubly Fed Induction Machine) développé pour la première fois par Steinmetz à la fin du 19^{ème} siècle. Le schéma de montage d'un tel système est montré dans la figure (I.8) où deux machines à rotor bobiné ont été calées sur le même axe. Les enroulements statotiques des deux machines sont reliés au réseau, alors que les enroulements rotoriques sont interconnectés entre eux et par conséquent les bagues sont de facto éliminées. La puissance de glissement de la première machine est donc employée pour exciter la deuxième machine. Ce concept élégant a longtemps été dans les perspectives des concepteurs comme solution efficace pour les applications des grandes puissances [3].

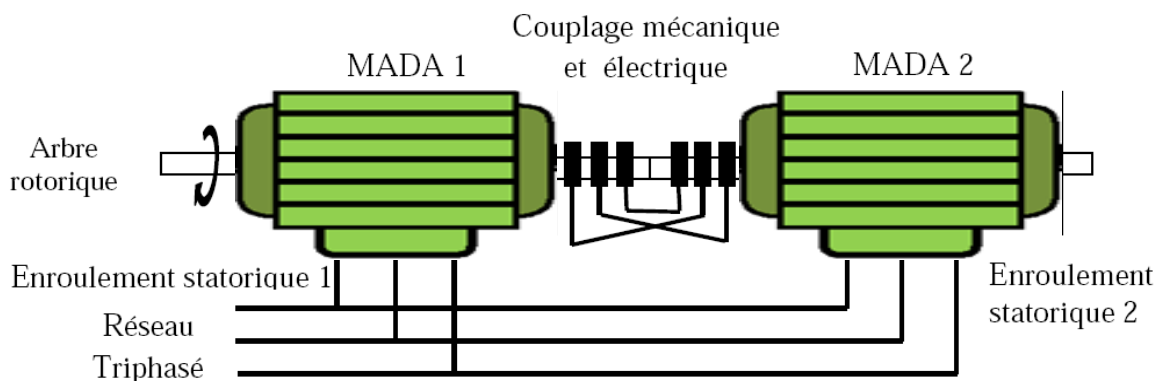


Fig. I.8 Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais[3].

D'après cette classification illustrée, on constate que la machine à double alimentation simple (MADAS), représente une construction établie par rapport aux autres types de machines. Economiquement, il est difficile de prévoir quel type de machine à double alimentation sera finalement réussi. Cependant, la machine à double alimentation à réluctance variable (MDARV), qui est analogue à la machine à double alimentation simple par sa commande et son modèle reste la plus attractive par beaucoup de chercheurs [13].

I.4 Comparaison entre les différentes MADA

Le tableau I.1 donne une brève classification et comparaison des différentes variantes de la machine à double alimentation les plus attractives dans littérature. Dans ce cas, les critères de comparaison sont fondés sur : la complexité de la construction de la machine, la puissance traitée par convertisseur associé à la machine et la stratégie de contrôle [1], [4].

D'après la classification illustrée précédemment, on constate sur le plan technique que toutes les machines à double alimentation doivent fonctionner pour une vitesse autour de celle de synchronisme et nécessitent pour leur commande un convertisseur bidirectionnel de puissance.

Dans cette condition, plus la gamme opérationnelle est étroite (qui doit être autour de la vitesse de synchronisme) plus la puissance traitée par le convertisseur est réduite. Même du point de vue stratégie de commande il n'y a pas de grande différence entre ces machines [15].

Type de la machine à double alimentation	Construction de la machine	Convertisseur de puissance	Méthode de commande	Avantages et inconvénients
Machine à rotor bobiné	Etablie	Dépend de la vitesse opérationnelle	Orientation du flux statorique avec le découplage entre le couple et le flux électromagnétique	-Grand plage de variation de vitesse -flexibilité au contrôle rotorique et statorique
Machine en cascade asynchrone	Difficile	Comme la machine à rotor bobiné	Orientation du flux statorique avec le découplage entre le couple et le flux	- fort couple et vitesse variable - plus volumineuse
Machine sans balais	Spécial, prototypes disponibles et toujours en recherche	Comme la machine à rotor bobiné	Orientation du flux rotorique et orientation simplifiée du flux rotorique comme la machine à rotor bobiné	- efficace pour grandes puissance - faible plage de variation de vitesse
Machine à réluctance variable	Spécial, prototypes disponibles et toujours en recherche	Comme la machine à rotor bobiné	Comme la machine à rotor bobiné	- simple construction - fort ondulation de couple et flux

Tab.I.1 Classification et comparaison des différentes variantes de la MADA. [15]

Du point de vue commercial, il est difficile de prévoir quel type de machine à double alimentation sera finalement réussi. Cependant, nous pouvons affirmer d'après la littérature [15] que la machine à rotor bobiné (simple) et la machine à réluctance variable restent plus attractive par beaucoup de chercheurs. D'autre part, un intérêt de plus en plus croissant est accordé actuellement à la machine asynchrone en cascade et la machine sans balais, vu que ces dernières présentent un rendement élevé dû au courant réduit dans leurs rotors [12].

Jusqu'à présent et grâce à l'évolution récente dans les domaines de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, la machine à double alimentation standard (simple) reste la machine la plus attractive de l'avis de nombreux chercheurs, vu qu'elle est bien adaptée dans plusieurs domaines d'application. En effet, elle présente une construction établie et simple par rapport aux autres types. Sa commande se fait sur la base des convertisseurs de puissance (AC/AC ou AC/DC/AC); ces convertisseurs utilisés sont dimensionnés pour une fraction de la puissance

nominale de la machine. Alors, le surcoût engendré par la présence de bobinages au rotor est compensée par l'économie réalisée sur le convertisseur. Cette machine fera l'objet de modélisation et de commande dans la suite de ce mémoire de thèse.

I.5 Principe de fonctionnement de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation que nous allons étudier est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné muni de bagues.

Dans le cas où les nombres de pôles du stator et du rotor sont identiques, le rotor tourne à la vitesse de glissement (ω_{sr}) par rapport au stator:

$$\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r \quad (I.1)$$

Avec:

ω_s , ω_r et ω_{sr} sont respectivement, les pulsations (fréquences): statorique, rotorique et de glissement.

D'autre part, la relation qui relie la fréquence du stator et celle du rotor, est donnée par [12] :

$$f_s = f_r + f_{sr} \quad (I.2)$$

Avec:

f_s , f_r et f_{sr} sont la fréquence du stator, du rotor et de glissement respectivement.

Dans ce cas, le glissement est défini par la relation suivante:

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

Selon l'équation (I.3), on peut distinguer quatre régimes de fonctionnement:

1) Régime stationnaire: ($\omega_r = 0 \Rightarrow g = 1$), dans ce cas seul le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s . Par conséquent le rotor est le siège d'une f.é.m. induite mais, il n'y a pas de courant qui circule dans son circuit, donc aucun couple n'existe dans cette machine. Dans ces conditions, le rotor était bloqué et la MADA se comporte comme un transformateur.

2) Régime hyposynchrone: ($\omega_r < \omega_s \Rightarrow 0 < g < 1$), le glissement est positif, cela signifie que le champ tournant créé par les enroulements du rotor tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du stator. Dans ce cas, la fréquence f_r du rotor commence à décroître et plus la vitesse du rotor s'approche de celle du synchronisme, plus f_r tend vers 0. De même, la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible pour une vitesse du synchronisme.

3) Régime synchrone: ($\omega_r = \omega_s \Rightarrow g = 0$), lorsque la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse du synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Dans ce cas, le rotor tourne avec la même vitesse que celle du flux statorique ; donc le rotor ne "voit" aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier ($\omega_{sr} = 0$), par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor.

4) Régime hypersynchrone: ($\omega_r > \omega_s \Rightarrow g < 0$), par davantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et le glissement devient négatif, ce que signifie que l'ordre de succession de phase du rotor s'inverse. L'augmentation de la vitesse relative du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor.

La MADA est parfois appelée "machine généralisée" car elle pourrait assurer tous les modes de fonctionnements des autres machines (synchrones et asynchrones) à la fois. Effectivement, sa structure permet de considérer son comportement physique de façon analogue à une machine "synchrone" à la différence près que le rotor n'est plus une roue polaire alimentée en courant continu ou un aimant permanent mais il est constitué d'un "bobinage triphasé alimenté en alternatif". Ce fonctionnement peut être éventuellement résumé par le terme de : "machine synchrone à excitation alternative". La figure I.9 représente les différents enroulements et les flux présents à l'intérieur des structures d'une machine synchrone et d'une MADA [07].

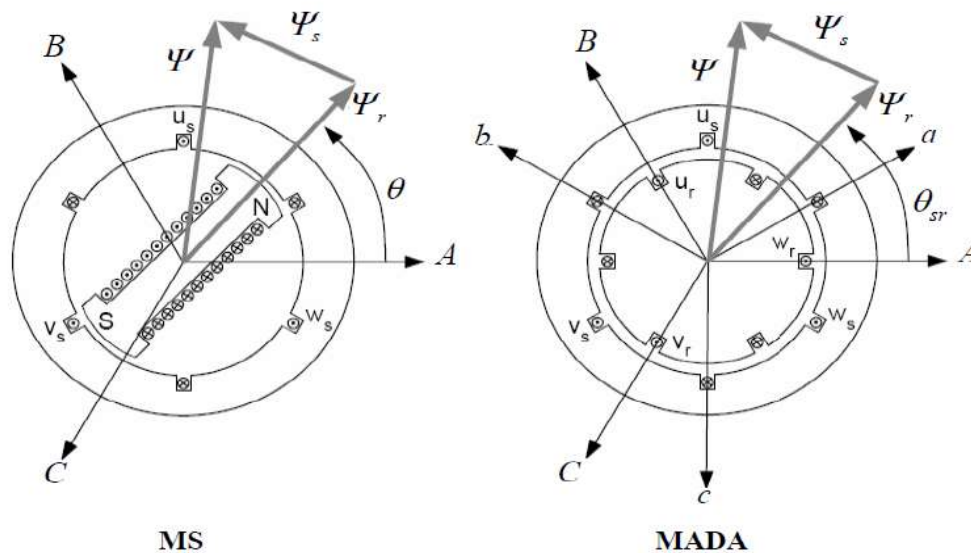


Fig.I.9 Configuration des enroulements et des flux dans une machine synchrone et dans une MADA.

Le vecteur flux ψ présent dans l'entrefer de la machine est la résultante du flux créé par les bobinages statoriques ψ_s et du flux rotorique ψ_r créé soit par la rotation de la roue polaire alimentée en continu pour la MS soit par l'alimentation alternative des bobinages rotoriques triphasés pour la MADA. La principale divergence entre les deux machines est due à l'établissement du flux rotorique. En effet, dans une machine synchrone classique, la phase du flux rotorique dépend directement de la position mécanique de la roue polaire. Son évolution est donc dépendante de la machine elle-même et de la charge qui lui est accouplée et dépendra donc de la constante de temps mécanique globale du système. En l'absence d'autopilotage, les performances sont par conséquent limitées et des instabilités de fonctionnement peuvent apparaître. En remplaçant la roue polaire par un circuit triphasé alimenté en alternatif, l'amplitude et la phase du vecteur ψ_r sont totalement contrôlables par l'alimentation du circuit. Ainsi, la dynamique du flux devient indépendante du système mécanique et dépend uniquement de la constante de temps électrique du système.

I.6 Notions hypo et hyper-Synchrone de la MADA

Avant d'introduire la machine asynchrone à double alimentation, revenons au moteur à rotor bobiné classique. Comme d'habitude, son stator est branché à une source de fréquence de 50 Hz. Cependant, au lieu de brancher au rotor une charge résistive triphasée à travers un ensemble de bagues et balais, on relie plutôt le rotor à une deuxième source ayant une fréquence de 14 Hz.

La Figure I.10 montre la double alimentation de cette machine [16].

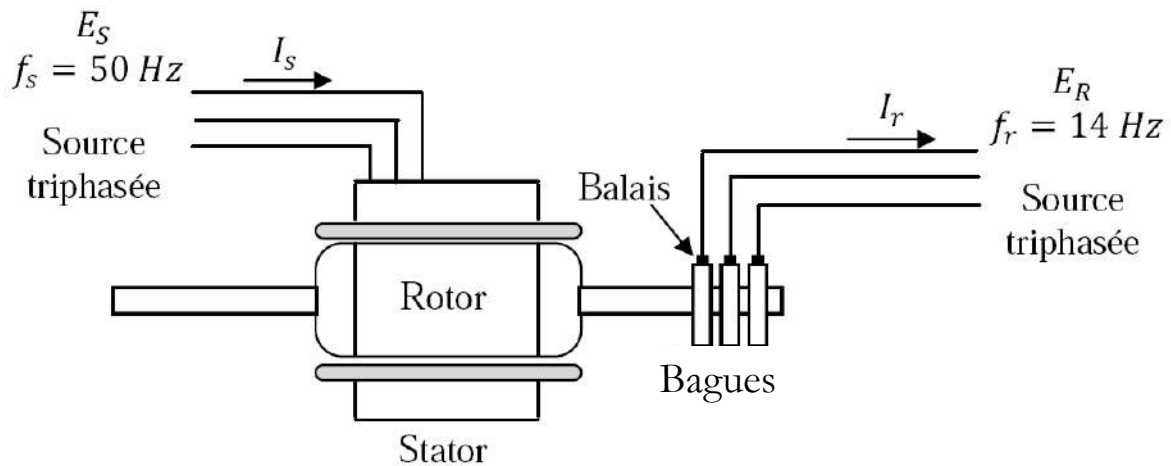


Fig. I.10 Moteur à rotor bobiné à double alimentation connecté à deux sources triphasées[16].

Supposons que les enroulements triphasés du stator et du rotor de notre machine aient chacun 4 pôles et que le stator soit branché à une source à 50 Hz. Le flux créé par le stator tourne à la vitesse synchrone $n_s = 60 f_s / N_p = 60 \cdot 50 / 2 = 1500 \text{ tr/min}$. Supposons que ce flux tourne dans le sens horaire, un observateur externe « voit » donc ce flux statorique tourner dans le sens horaire à 1500 tr/min.

Puisque le rotor est branché à une source à 14 Hz, celui-ci produit un flux tournant à une vitesse $n_r = 60 f_r / N_p = 60 \cdot 14 / 2 = 420 \text{ tr/min}$ par rapport au rotor. Ce flux tourne également dans le sens horaire par rapport au rotor.

Pour que les pôles du stator restent alignés aux pôles du rotor, il faut que notre observateur externe voie les pôles du rotor tourner à la même vitesse que les pôles du stator. Il s'ensuit que le flux rotorique doit tourner dans le sens horaire à 1500 tr/min. Cela implique que le rotor doit lui-même tourner à une vitesse de $1500 - 420 = 1080 \text{ tr/min}$. Toute autre vitesse produirait en effet un glissement continu des pôles du rotor par rapport aux pôles du stator.

Le couple moyen serait alors nul et le moteur s'arrêterait.

On constate donc que cette machine peut fonctionner en moteur si, et seulement si, sa vitesse est exactement de 1080 tr/min. On dit alors qu'elle fonctionne à une vitesse *sous-synchrone* ou *hypo-synchrone*. [6]

En permutant deux des trois fils de la source à 14 Hz reliées aux balais, on force le flux tournant produit par le rotor à changer de sens par rapport au rotor (sens anti-horaire). Dans ces conditions, pour que les pôles du stator restent alignés avec les pôles du rotor, il faut que le rotor tourne maintenant à une vitesse de $1500 + 420 = 1920 \text{ tr/min}$. On dit alors que le moteur fonctionne à une vitesse *hyper-synchrone* [6].

A partir de cet exemple, on peut généraliser et montrer que lorsqu'un moteur à rotor bobiné est alimenté par deux sources, il doit tourner à une des deux vitesses suivantes :

$$n = \frac{120}{N_p} (f_s - f_r) \quad \text{hypo-synchrone} \quad (I.4)$$

Ou:

$$n = \frac{120}{N_p} (f_s + f_r) \quad \text{hyper-synchrone} \quad (I.5)$$

Où :

n : vitesse du rotor [tr/min].

f_s : fréquence appliquée au stator [Hz].

f_r : fréquence appliquée au rotor [Hz].

N_p : nombre de paire de pôles de la machine.

Pour une fréquence f_r donnée, la vitesse n dépend de la séquence des phases de la tension triphasée appliquée au rotor. Une séquence directe produit une vitesse sous-synchrone (équation. I.4), alors qu'une séquence inverse produit une vitesse hyper-synchrone (équation. I.5).

La figure (I.11) , montre l'évolution des puissances mécanique et électrique en fonction de glissement qui sont fournies au rotor de la machine de telle sorte qu'on génère une puissance électrique constante transmise au réseau via le stator de celle-ci (MADA en mode générateur).

A l'arrêt ($g=1$), la machine se comporte comme un transformateur. Lorsque la vitesse augmente, la puissance mécanique évolue linéairement ; par contre la puissance transmise au rotor décroît. Une fois la machine atteint sa vitesse de synchronisme ($g=0$), l'écoulement de la puissance se transmet seulement entre le stator et le rotor. Au delà de la vitesse de synchronisme, le rotor commence aussi à fournir la puissance au réseau avec une évolution linéaire. On peut conclure d'après cette figure que le convertisseur associé au rotor de la MADA ne traite qu'une petite fraction de la puissance générée par le stator dans le cas où la vitesse d'entraînement est proche de celle de synchronisme.

Cette figure montre également l'avantage d'un système à double alimentation, en projetant un système à vitesse variable de sorte que la gamme opérationnelle de vitesse soit autour du point de synchronisme, la manipulation de puissance du convertisseur de puissance bidirectionnel peut être considérablement réduite par rapport au système simple alimentation. Par exemple, une gamme de vitesse de $\pm 20\%$ autour du point de synchronisme correspondant à une gamme de glissement de 0.2 à -0.2. Par conséquent, la puissance active maximale traitée par le convertisseur est de l'ordre de 20% de la puissance du stator. [13].

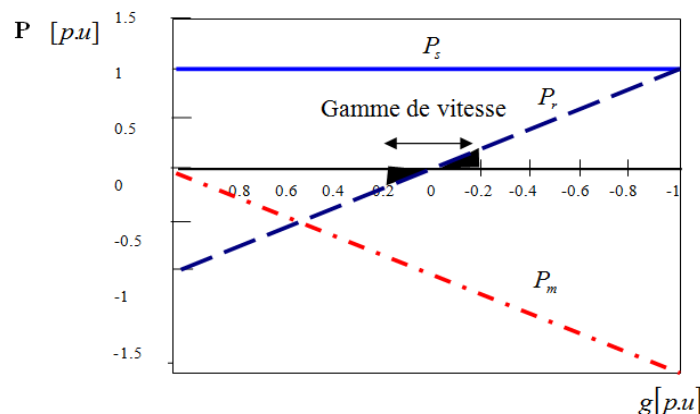


Fig. I.11 Evolution des puissances de la MADA en fonction de glissement (pertes négligeables, couple constant).

I.7 Modes de fonctionnement de la MADA

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur [09]. Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au dessus pour être en générateur, au contraire la MADA c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur.

La MADA est parfaitement commandable si toutefois le flux des puissances est bien contrôlé dans les enroulements du rotor. Puisque la MADA peut fonctionner en moteur comme générateur aux vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones, il y a à distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine[13].

I.7.1 Fonctionnement en mode moteur Hypo-Synchrone

La figure I.12 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [17].

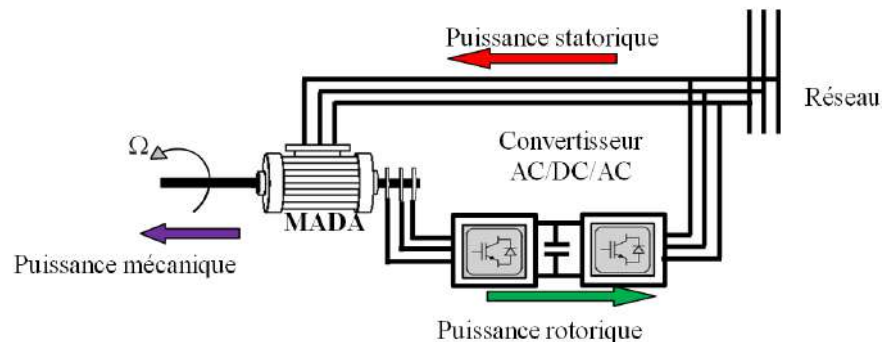


Fig.I.12 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.

I.7.2 Fonctionnement en mode moteur Hyper-Synchrone

La figure I.13 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement [17].

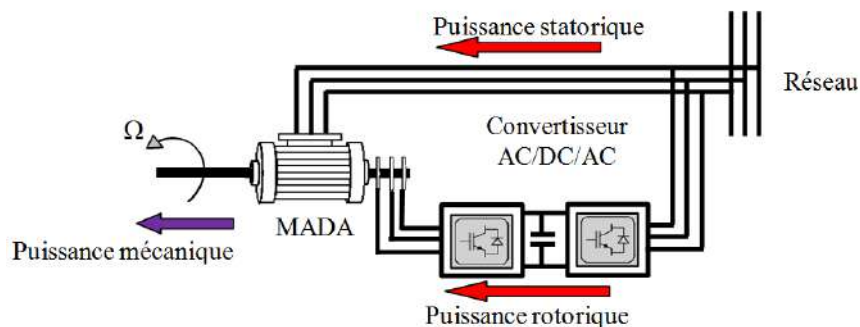


Fig. I.13 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.

I.7.3 Fonctionnement en mode générateur Hypo-Synchrone

La figure I.14 montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est alors absorbée par le rotor. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement [17].

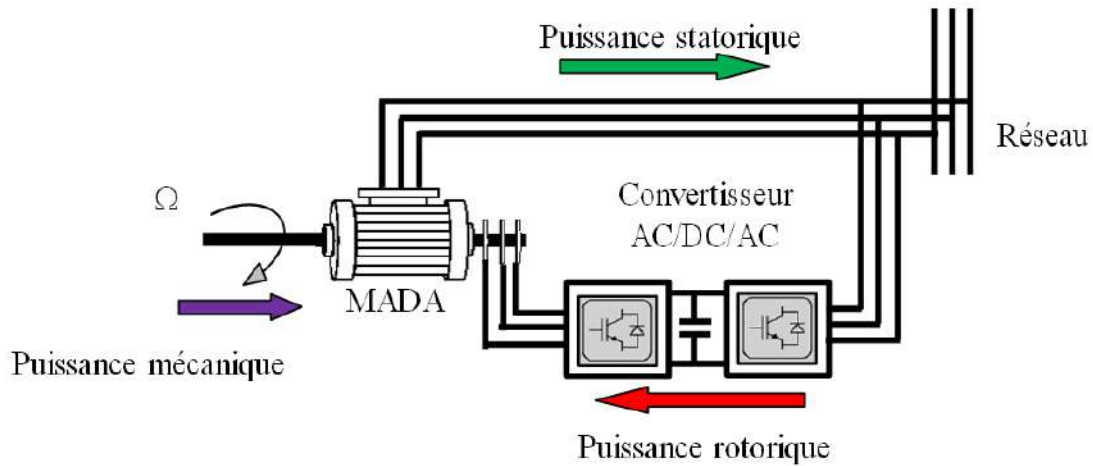


Fig. I.14 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.

I.7.4 Fonctionnement en mode générateur Hyper-Synchrone

La figure I.15 montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor [17].

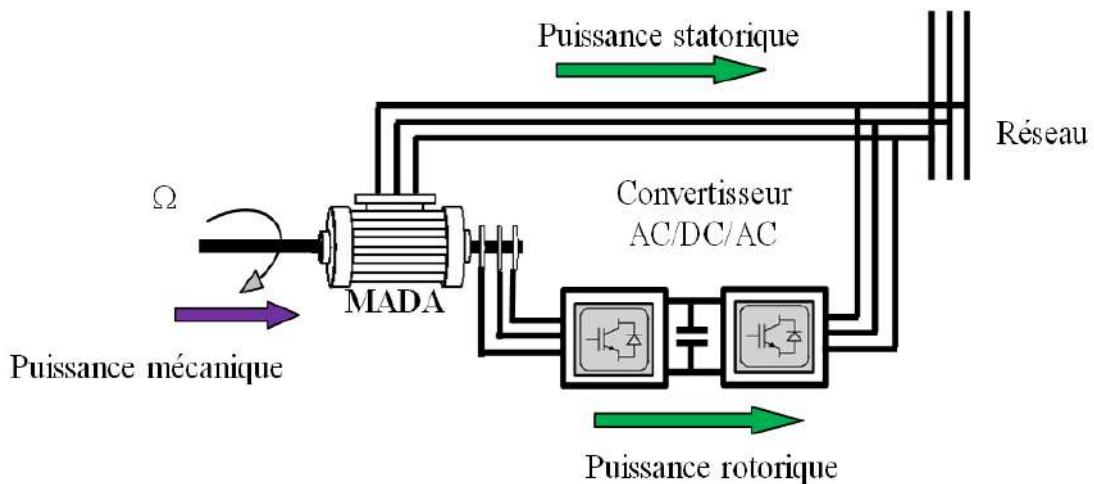


Fig.I.15 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.

Le tableau I.2 résume les différents modes et régimes de fonctionnement de la MADA dans les quatre quadrants. Le signe moins (-) attribué à une telle puissance signifie que celle-ci est fournie par la MADA, alors que le signe plus (+) est attribué dans le cas où la puissance est fournie de l'extérieur à la MADA.

		Modes	
		Moteur $P_m < 0$	Génératrice $P_m > 0$
Régime	Hyposynchrone	$P_s > 0$ $P < 0$	$P_s < 0$ $P > 0$
	Hypersynchrone	$P_s > 0$ $P > 0$	$P_s < 0$ $P < 0$

Tab.I.2: Modes opérationnels de la MADA.

I.8 Configurations de l'association MADA/Convertisseur de puissance

La MADA offre plusieurs possibilités de configuration avec son association avec les convertisseurs de puissance. Ces configurations dépendent essentiellement du domaine d'application de la MADA.

L'intérêt porté à la MADA dans ces dernières années a surtout porté dans le domaine des énergies renouvelables. En effet, dans le domaine éolien, la MADA présente bien des avantages : le convertisseur lié à l'armature rotorique est dimensionné au tiers de la puissance nominale du rotor, les pertes dans les semi-conducteurs sont faibles, ...etc.

Par ailleurs, la MADA et grâce à sa double alimentation offre plusieurs possibilités de reconfiguration. Dans ce qui suit, nous présentons les travaux plus significatifs consacrés à la MADA. Pour chacun d'entre eux, nous mentionnerons l'application visée de la MADA, la stratégie de commande adoptée ainsi que le type de convertisseur utilisé. Dans ce cas nous nous intéresserons seulement aux travaux concernant la configuration avec un seul convertisseur lié au rotor qui constitue le but de notre travail. Cet axe de recherche est très riche aux travaux des chercheurs, vu l'intérêt porté aux énergies renouvelables et plus précisément l'énergie éolienne. D'après la littérature, on peut distinguer les configurations suivantes :

I.8.1 Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié au réseau à fréquence et tension constantes, tandis que le rotor est relié à son propre convertisseur qui peut être un cycloconvertisseur ou un onduleur. Cette solution permet de réduire fortement la puissance du convertisseur. La figure I.16 présente le schéma de principe de cette catégorie de MADA.

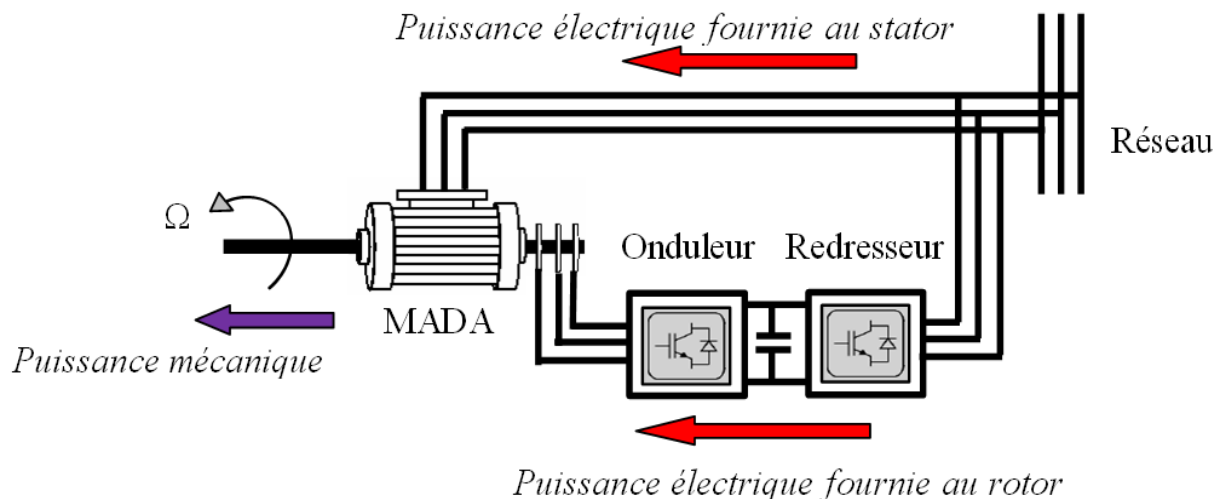


Fig. I.16 Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par un seul convertisseur.

Machmoum,92 [18], propose une étude des performances d'une MADA en régime permanent dont le stator est connecté au réseau, alors que le rotor est alimenté par un cycloconvertisseur de courant. Son étude vise des applications à vitesse variable, que le fonctionnement soit en moteur ou en générateur. L'auteur choisit une stratégie de commande qui consiste à aligner l'axe " d " de son repère tournant avec le courant rotorique dont le but de contrôler les courants rotoriques et l'angle de charge (déphasage entre la tension statorique et le repère considéré). L'expression analytique du couple est divisée en deux parties, une partie due au courant rotorique et l'autre due à l'interaction entre l'alimentation du stator et celle du rotor. Cette étude est validée par des résultats expérimentaux qui permettent de conclure que la stabilité du système est établie dans une gamme limitée de la variation de l'angle de charge.

Battle,07 [19], propose une commande vectorielle par l'orientation de la tension statorique pour le réglage de la puissance active et réactive au niveau du stator d'une MADA alimentée par l'association redresseur/onduleur MLI au niveau du rotor, alors que le stator est connecté directement au réseau. Cette méthode permet d'obtenir une commande découplée de la puissance active et réactive par le réglage des composantes du courant statorique, dont la stabilité globale du système MADA est assurée. Cette étude est validée par la simulation et par l'expérimentation.

Dalal, 06 [20], propose une étude de simulation sur la commande de la vitesse par des régulateurs PI du MADA dont le stator est alimenté directement par le réseau, alors que le rotor est alimenté par un convertisseur matriciel afin de réaliser une commande avec un facteur de puissance unitaire. La technique de commande MLI vectorielle est adoptée pour la commande du convertisseur matriciel. Cette étude est validée par simulation.

A partir des résultats de simulation, l'auteur constate que le réglage de la puissance de glissement par un convertisseur matriciel apporte une amélioration significative au niveau de la qualité de puissance du système considéré par rapport au cycloconvertisseur. Ceci est prouvé par un courant quasiment sinusoïdal avec un facteur de puissance unitaire à l'entrée du convertisseur matriciel, ainsi qu'une tension presque sinusoïdale à la sortie de celui-ci, qui permet d'avoir un courant sinusoïdal dans le rotor, et ce qui conduit à une amélioration du rendement et une réduction du taux d'harmoniques dans le système.

Shapoval,08 [21], présente un algorithme de commande vectorielle indirecte du couple et de la puissance réactive de la MADA alimentée par un convertisseur matriciel au niveau du rotor, alors que le stator est alimenté directement par le réseau. Cette méthode est basée sur l'orientation du référentiel suivant le vecteur de la tension statorique. L'auteur a adopté la stratégie de commande par modulation vectorielle SVM (*Space Vector Modulation*) pour le convertisseur matriciel. et présente ensuite quelques résultats expérimentaux pour les deux modes de fonctionnements de la MADA (moteur ou générateur). L'auteur constate que l'algorithme proposé assure une bonne poursuite du couple à sa référence et garantit un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire. Les formes d'ondes des courants obtenues à l'entrée du stator et à l'entrée du convertisseur matriciel sont satisfaisantes (proches de la forme sinusoïdale).

I.8.2 Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes :

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs conformément à la figure I.17;
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun;
- Deux cycloconvertisseurs.

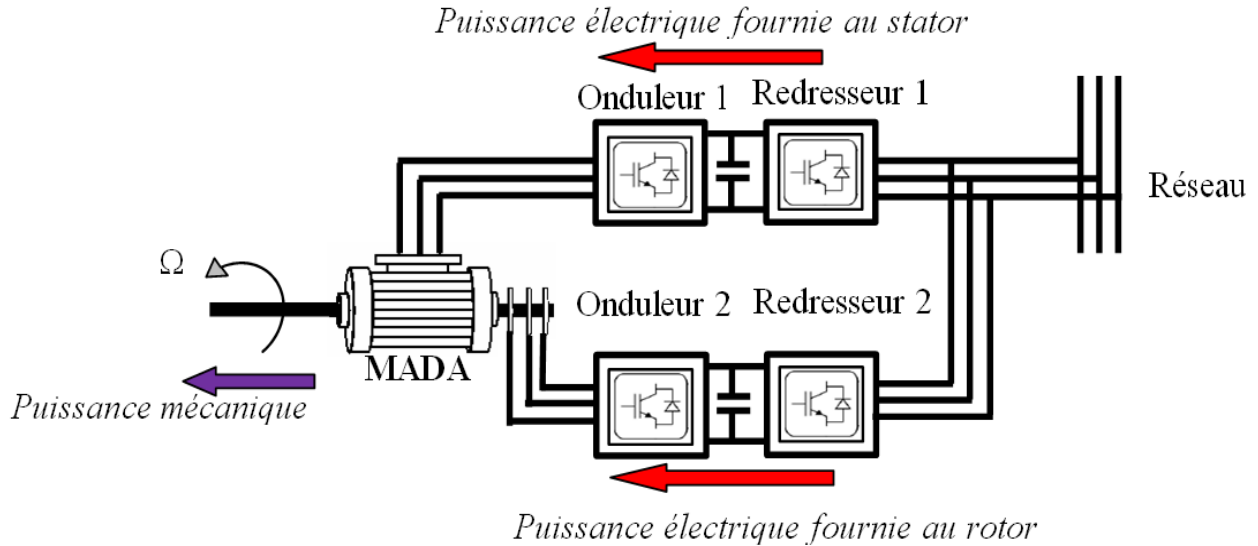


Fig.I.17 Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par deux convertisseurs.

VIDAL,04 [03] , Reprend la commande vectorielle présentée par **LECOQ,95 [22]**. VIDAL essaie d'élaborer de nouvelles lois de commande linéaire et non linéaire à partir d'un modèle d'état basé tout d'abord sur les courants puis sur les flux. L'alimentation de la MADA est assurée par un onduleur à MLI. En analysant le comportement de la MADA en régime permanent, il parvient à déterminer les couplages mis en jeu dans la modélisation choisie. Il adopte une loi de répartition de puissance et impose une fréquence minimale de fonctionnement.

Pour la commande linéaire, il conclut que la modélisation par flux présente de meilleurs résultats. Quant au cas non linéaire, il opte pour la commande par modes glissants. En conclusion, il affirme que cette stratégie donne de très bons résultats vis-à-vis de la commande linéaire.

MASMOUDI,93 dans son article [23], considère une MADA avec deux alimentations variables et indépendantes : l'une au stator, l'autre au rotor. Il centre son intérêt aux échanges énergétiques entre les enroulements rotoriques et statoriques dans l'entrefer. Il en fait un bilan pour les fonctionnements en moteur, en générateur ou en frein. L'auteur propose enfin une étude de la stabilité en analysant les valeurs propres de la matrice dynamique en fonction des variations des paramètres électriques.

DRID,05 [24], présente une nouvelle approche pour contrôler une MADA alimentée par deux onduleurs de tension au stator comme au rotor. Son approche est basée sur un contrôle à double orientation du flux statorique et rotorique. L'orthogonalité entre les deux flux, qui doit être impérativement observée, conduit à une commande linéaire et découplée de la machine avec une optimisation du couple. Par la suite l'auteur présente les résultats de simulation de son étude.

RAMUZ,00 dans sa thèse [25], propose une configuration de la MADA pour un fonctionnement moteur dans des applications de la traction et la transformation de l'acier, utilise un contrôle vectoriel à orientation de flux. Les enroulements statoriques et rotoriques de la MADA sont alimentés par deux onduleurs indépendants, utilise un contrôle vectoriel à orientation de flux.

Dans un premier temps, il présente des résultats expérimentaux avec un contrôle basé sur un repère tournant lié au flux statorique; dans un deuxième temps, le contrôle est basé sur une orientation du repère suivant le flux d'entrefer. Ces résultats expérimentaux ont été obtenus sur une maquette dont le moteur a une puissance de 1.5 kW.

I.8.3 Fonctionnement en générateur

Cette configuration consiste à connecter le stator de la MADA directement au réseau, alors que le rotor est alimenté par un convertisseur AC/AC; (la figure I.18). En plus la possibilité d'avoir une commande découplée de la puissance active et réactive du MADA, de même qu'elle a un coût d'investissement réduit par rapport aux autres configurations [1]. Ces avantages expriment l'utilisation très vaste de cette configuration de la MADA dans les domaines des éoliennes à vitesse variable. La configuration considérée utilise des différents types des convertisseurs de puissances [01], [03], [04].

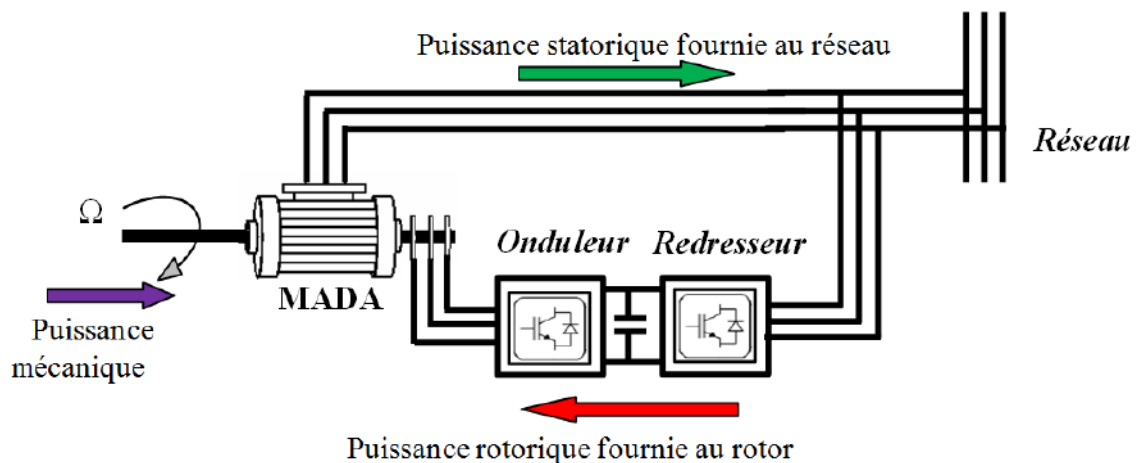


Fig.I.18 Schéma d'un système utilisant une MADA en générateur alimenté par un seul convertisseur.

Poitiers,03[07] étudient le cas d'une MADA en fonctionnement générateur. Cette machine est dédiée à une application du type éolien. Son étude porte principalement sur le contrôle de la puissance active et réactive statorique ainsi que sur les formes d'ondes des courants de la machine. L'analyse des courants statoriques et rotoriques permet d'affirmer que certaines harmoniques du courant rotorique sont transmises à l'enroulement statorique. des résultats expérimentaux sont présentés afin de valider l'étude proposée.

Boyette,06 [09] présente l'étude de la MADA en fonctionnant génératrice associée à une éolienne. Les enroulements statoriques sont reliés à un réseau triphasé, une association redresseur MLI - onduleur MLI au rotor. L'avantage d'une telle structure est qu'elle permet le réglage indépendant des puissances fournies par l'alimentation et le fonctionnement dans une grande plage de vitesse.

Concernant les stratégies de commande, la littérature permet de remarquer que la principale stratégie utilisée est le contrôle vectoriel. Le principal objectif est de contrôler indépendamment la puissance active et la puissance réactive, tant au stator qu'au rotor. On s'intéresse aussi aux performances de la MADA ainsi qu'à sa stabilité et à la robustesse de la stratégie de commande face aux variations paramétriques de la machine.

I.9 Techniques de variation de la vitesse

Plusieurs techniques classique utilisé pour la variation de la vitesse des machines électrique :

* Dans la gamme du kW : les applications domestiques avec l'électroménager, et les outils portatifs [26].

* Dans la gamme de 1 à 300 kW : les entraînements industriels pour la manutention, les pompes et ventilateurs pour le transfert des fluides, les machines-outils et la robotique pour l'usinage [26].

* Dans la gamme de plusieurs MW : les grands équipements et la traction ferroviaire [26].

Le marché global de la vitesse variable représente le quart des ventes de machines et il est en expansion. Le tout électrique gagne du terrain (chars d'assaut, avions de lignes commerciales...). Les solutions électriques représentent 80 % du marché des variateurs et l'évolution montre que les machines alternatives, principalement les asynchrones à commande vectorielle, occupent déjà la moitié de ce marché. L'émergence des nouveaux marchés, par exemple pour la protection de l'environnement, avec le traitement de l'air et de l'eau, ne peut que confirmer cette tendance [26]. La variation de la vitesse des moteurs asynchrones est assez difficile en générale parce que ces moteurs sont déjà pré-réglés. Seulement avec l'apparition de l'électronique de puissance, il est possible d'agir et de modifier la vitesse.

Pour faire varier la vitesse d'une machine asynchrone, deux actions sont possibles ; action sur le stator ou action sur le rotor.

I.9.1 Variation de la vitesse par action sur le Stator

- a) **Modification du nombre de paires de pôles N_p** : Ceci donne une variation non continue de la vitesse. Ce mode n'est donc pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré [27].
- b) **Changement de la tension appliquée au moteur** : Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un gradateur triphasé. Cette solution est la plus souvent utilisée pour le démarrage des charges à caractéristique de couple quadratique ($C_r = K\Omega^2$) [27].
- c) **Changement de la fréquence du réseau** : La fréquence de rotation de la machine étant au glissement près proportionnel à la fréquence d'alimentation des enroulements statoriques, on essaiera de créer pour ces enroulements un réseau à fréquence variable : ce sont les onduleurs de tension. On peut aussi chercher à injecter des courants dans les enroulements pour imposer le couple de la machine : ce sont les onduleurs de courant ou commutateurs de courant. On peut également convertir directement la fréquence du réseau industriel en une fréquence variable plus faible (de 0 à 1/3 de la fréquence réseau) à l'aide d'un cycloconvertisseur à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence, en courant ou vectoriellement [27].

I.9.2 Variation de la vitesse par action sur le Rotor

- a) **Variation des résistances rotoriques (action sur le glissement)** : L'utilisation de résistances rotoriques permet un réglage de la vitesse au dessous de la vitesse nominale mais avec un

rendement déplorable. on essaiera donc de récupérer cette énergie transmise au rotor : c'est la cascade hyposynchrone réservée à la très forte puissance pour des machines à rotor bobiné [27].

L'une des solutions pour obtenir des vitesses variables est la double alimentation. Ce système est réversible en vitesse et en couple, dans tout les cas les vitesses hypo synchrones et hyper synchrones sont possibles.

I.10 Domaines d'application de la MADA

La première application de la MADA est le fonctionnement en moteur sur une grande plage de variation de la vitesse. Dans les machines synchrones classiques et asynchrones à cage d'écureuil, la vitesse de rotation est directement dépendante de la fréquence des courants des bobinages statoriques. La solution classique permettant alors le fonctionnement à vitesse variable consiste à faire varier la fréquence d'alimentation de la machine. Ceci est généralement réalisé par l'intermédiaire d'un redresseur puis d'un onduleur commandé. Ces deux convertisseurs sont alors dimensionnés pour faire transiter la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille de ces convertisseurs d'environ 70% en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques [07]. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur. Toutes ces caractéristiques ont permis à la MADA d'être utilisée dans plusieurs applications industrielles telles que :

- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines ;
- La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime ;
- Les applications de levage, ascenseurs, monte-charge, ...etc.

La même philosophie peut être appliquée au fonctionnement en génératrice dans lequel l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée tels que:

- Les générateurs des réseaux de bord des navires ou des avions ;
- Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variable ;
- Les éoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable ;
- Les groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

Une troisième application intéressante de la MADA consiste à faire fonctionner celle-ci en moteur à vitesse variable à hautes performances avec deux convertisseurs: un au rotor et l'autre au stator [03].

Ce dispositif permet de faire varier la vitesse de rotation depuis l'arrêt jusqu'à la vitesse nominale à couple constant et depuis la vitesse nominale jusqu'à six fois celle-ci à puissance constante. Ce mode de fonctionnement présente de nombreux avantages:

- La commande vectorielle permet une bonne maîtrise du flux et du couple sur toute la plage de variation et confère une dynamique particulièrement élevée ;

- Le système se prête très bien aux applications nécessitant d'excellentes propriétés de freinage puisqu'il suffit d'inverser le sens du champ tournant au rotor ;
- Les fréquences d'alimentation sont partagées entre le stator et le rotor, limitant ainsi la fréquence maximale de sortie requise par chaque convertisseur et les pertes fer de la machine ;
- Les puissances traversant les convertisseurs sont également partagées entre stator et rotor évitant ainsi le surdimensionnement de ces convertisseurs.

I.11 Avantages et inconvénients de la MADA

Les principaux avantages et inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation lors l'utilisation dans les différentes domaine des vitesses variables [03-04], [06], [12] :

I.11.1 Avantages de la MADA

Parmi ses nombreux avantages, on peut citer :

- La possibilité de modifier les caractéristiques du bobinage rotorique de la machine, notamment en y connectant des rhéostats afin de limiter le courant et d'augmenter le couple durant le démarrage, ainsi que de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse ;
- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir une grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique, et par conséquent pour bien contrôler le transfert des puissances active et réactive ;
- La possibilité de fonctionner la MADA comme un filtre actif pour les harmoniques de courant grâce à la commande indirecte des puissances active et réactive par les courants rotoriques ;
- Le convertisseur coté rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la MADA, ce qui divise pratiquement leur prix par 3 par rapport à des convertisseurs dimensionnés pour la puissance nominale, les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs sont faibles dans ce cas, le rendement du système de conversion est ainsi amélioré ;
- En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones et asynchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [07] ;
- La possibilité de fonctionner à couple constant au delà de la vitesse nominale [04] ;
- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances, elle est envisagée pour des puissances élevées ($>1\text{MW}$) où elle s'avère être une concurrente de la machine asynchrone à cage ;
- La MADA est une "machine généralisée", effectivement c'est une machine pouvant "assurer" tous les fonctionnements des autres machines. Par extension, cette généralisation nous permet d'envisager le pilotage de cette machine de manière plus globale en le dédiant à la gestion de l'optimisation des échanges d'énergie au sein du système auquel la MADA est intégrée ;
- La MADA se comporte comme une machine synchrone et l'on peut pratiquer des rapports de démagnétisation très importants (de l'ordre de 1 à 6) [04].

I.11.2 Inconvénients de la MADA

Malgré les avantages, la MADA présente des inconvénients liés essentiellement au système bagues-balais comme :

- Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente grâce à la présence du système bagues-balais ;
- Le surcoût engendré par la maintenance due à l'emploi d'un multiplicateur de vitesse et du système bagues-balais de la MADA, comparativement aux autres machines telles que: la machine synchrone à aimants permanents et la machine à réluctance variable ;
- L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs (redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) et par conséquent le prix. Pourtant certaines études prétendent le contraire [03].

I.12 Les différentes techniques de commande de la MADA

La progression rapide dans le domaine de l'électronique de puissance, surtout la découverte du transistor en 1948 et du thyristor en 1957 et les progrès de l'informatique, permettent de développer des stratégies de commande pour les actionneurs électriques beaucoup plus évoluées[28-29].

Dans cette partie, nous présentons différentes techniques de commande de la MADA. Les difficultés rencontrées, les avantages et inconvénients de chaque technique.

Le tableau I.3 donne une synthèse des stratégies de commande pour la MADA .

Commande scalaire (Scalaire control): [13]	
• Ne s'inverse qu'en l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase. • N'est valable qu'en régime permanent.	• Pour des consignes de vitesse le flux oscille avec des grandes amplitudes. • Reste inadaptée lorsque l'on veut réaliser un positionnement de la machine.
Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control) : Introduite par Blaschke en 1972[3]	
• Consiste à ramener le comportement de la MAS, à celui du MCC, en effectuant un découplage entre le flux et le couple.	• Nécessite la mise en place d'un capteur mécanique sur l'arbre de la MAS • Reste sensible vis-à-vis les variations paramétriques notamment la résistance rotorique, induisant une perte de découplage.
Commande directe de couple (DTC: Direct Torque Control). Proposée au milieu des années 80 par I.Takahashi [55].	
• Elle est robuste contre les variations paramétriques de la machine. • Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique. • La dynamique rapide de couple et du flux.	• La fréquence de commutation variable (entraîne des bruits audibles) • Les ondulations du couple et de flux autour des bandes hystérésis. • En basses vitesses, le flux est difficile à contrôler.

Contrôle direct du flux statorique (DSC: Direct Self Control): Développé par M. Depenrock en 1985. Correspond à une version simplifiée de la DTC [1].	
• Elle permet d'avoir une fréquence de commutation minimale. • Le Couple est bien contrôlé	• Destiné aux systèmes de traction de grandes puissances. • Les flux et les courants ne sont pas sinusoïdaux.
DTC par Modulation vectorielle (SVM: Space vector Modulation): Basée sur le calcul prédictif du vecteur tension de référence appliqué en utilisant le modèle approximatif de la machine [58]. • La fréquence de commutation est constante. • La diminution des ondulations de couple et du courant. • La DTC_SVM est plus compliquée que la DTC classique.	
Contrôle Vectoriel du couple (VTC : Vectorial Torque Control) [61]: Proposé pour la 1 ^{ère} fois en 1997, par C. Attaianes et H. Hofmann. l'action de commande consiste souvent à choisir deux vecteurs tension actives à chaque période d'échantillonnage, ce qui permet • D'annuler l'erreur de couple et minimiser celle de flux • Le choix du vecteur nul n'existe pas, ce qui permet d'éliminer le risque d'ondulations de couple non maîtrisées. • La fréquence de commutation n'est pas maîtrisée.	
DTC par modulation discrète d'espace (DSVM: Discrete Space vector Modulation)[60]: • Nombre des vecteurs tensions générés est plus élevé, en utilisant de comparateur hystérésis 5 niveaux. • La réponse du couple est bien améliorée. • Fréquence de commutation est constante. • Cette technique est moins compliquée que la DTC_SVM.	
DTC appliquée aux onduleurs Multi-niveaux (Three-Level Inverter) [1]: • Présente un nombre des vecteurs tensions élevés, Ce qui permet de • Réduire les ondulations du couple. • Minimiser la fréquence de commutation. • Cependant le coût cet arrangement est élevé. • Limitée pour les commandes de grande puissance.	
DTC des Machines Asynchrone Double alimentation (la double DTC) [3]: • Bonne réponse de flux et du couple dans les régimes transitoire et permanent. • Le nombre des vecteurs tensions élevé permet d'offrir une grande souplesse dans le choix des états de commutation de l'onduleur. • Le contrôle de flux et du couple sont plus précis. • La grande taille de la table que celle de la DTC classique.	
DTC par les techniques intelligentes (Artificiel Neural Network, Fuzzy Logic,)[8]: Ces techniques ont un succès considérable dans les domaines de commande et d'identification des systèmes non linéaires; pour la DTC ces technique elles permettent de. • Maîtriser la fréquence de commutation. • Avoir des réponses rapides de flux et du couple avec moins de distorsions. • La structure interne est plus compliquée.	

Tab.I.3 Les différents Techniques de Commande du MADA .

I.13. Objectifs des travaux de thèse

Malgré les différentes techniques de commande appliqué sur la MADA, plusieurs inconvénients et problèmes sont toujours existents tel que ; les oscillations, temps de réponse, précisionect, notre thèse vise plusieurs contributions seront étudiées.

Nos objectifs principaux peuvent être résumés dans les points suivants :

- Modélisation et simulation de la commande vectorielle directe de la MADA (CVD).
- Amélioration de la commande vectorielle de la MADA par l'utilisation de régulateurs par mode glissant (CMG).
- Application de commande directe de couple (DTC) à la MADA et améliorée par l'Algorithme génétique **AG** (optimisation des gains K_i et K_p de la régulateur PI).
- Proposer une nouvelle stratégie de commande DTC de la MADA par l'utilisation de réseaux de neurone artificielle (RNA).

Ces points de contributions seront développés dans les chapitres suivants.

I.14 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un aperçu général sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) qui est la machine la plus utilisée dans le domaine de grandes puissances et conversion éolienne, dont une description de la MADA et les différents types, fonctionnement et leurs avantages et inconvénients. à savoir les différentes configurations de l'association machine – convertisseur.

De plus, dans ce chapitre, nous avons effectué une présentation des différents travaux réalisés sur la MADA et les différentes techniques de commande. Deux configurations existent, une où la machine est alimentée par un convertisseur au rotor alors que le stator est lié au réseau (fonctionnement en générateur pour une application du type éolien) et l'autre où la machine est alimentée par deux convertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor et dédiée à des applications industrielles telles que le laminage ou le pompage (fonctionnement moteur).

La première configuration présente plusieurs avantages qui la rendent attractive en particulier celui d'avoir un convertisseur lié au rotor dimensionné au tiers (1/3) de la puissance nominale du rotor. La seconde configuration présente l'avantage d'un fonctionnement à large plage de vitesse à puissance constante.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation et à la commande vectorielle directe (CVD) de la MADA par l'utilisation des régulateurs PI classiques.

Chapitre II

Modélisation et commande vectorielle de la MADA

II.1 Introduction

L'étude du comportement d'un système est une tâche difficile et qui nécessite avant tout une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés. Nous devons disposer d'un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement réel de ce système.

La modélisation de la machine asynchrone est généralement traitée par la méthode des deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système diphasé fictif. Pour certaines raisons, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices sont adoptées dans l'élaboration des modèles mathématiques [2].

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation et la commande vectorielle de la MADA. Nous débuterons par la mise en équation de la MADA en exprimant les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent son fonctionnement dans le référentiel triphasé que l'on notera (A, B, C) . Nous réduirons l'ordre du système et éliminerons la dépendance qui existe entre les coefficients d'inductances et la position du rotor par la transformation de Park.

Cette transformation nous permettra de donner un nouveau modèle de la MADA dans le référentiel biphasé de Park noté usuellement (d, q) . Ensuite, nous aborderons la modélisation de l'onduleur de tension et leur commande MLI de type *sinus triangle*. Une série de simulations réalisées à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink a été envisagée, non seulement dans le but de vérifier les performances de l'association Convertisseurs-MADA sous différentes conditions et valider les modèles obtenus, mais aussi en vue de leur emploi pour valider les stratégies de commandes développées dans les chapitres suivants.

II.2 Modèle mathématique de la MADA

Mathématiquement, les machines électriques sont représentées par des modèles entres/sorties sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variable d'état. Ce modèle mathématique a pour but de simplifier l'étude de la machine, il est basé sur la transformation des enroulements de la machine originale en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon des axes fictifs. Cette transformation a pour effet de rendre les inductances propres et mutuelles du modèle indépendantes de la rotation.

II.2.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier l'étude de cette machine, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes [1]:

- La machine a une parfaite symétrie de construction;

- un entrefer constant;
- l'effet d'encoche , l'effet de peau et l'échauffement des résistances sont négligeable;
- un même nombre des phases entre le stator et rotor;
- une répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, de la force magnétomotrice créée par chaque bobinage;
- l'absence de saturation dans le circuit magnétique;
- les pertes ferromagnétiques sont négligeables.

La représentation schématique d'une machine à double alimentation dans le repère triphasé est donnée par la figure (II.1).

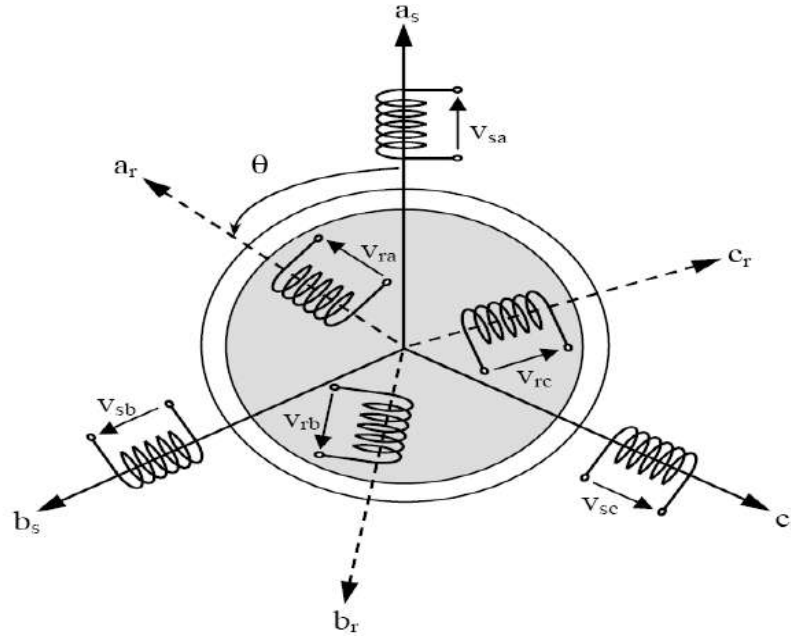


Fig. II.1 Représentation de la MADA dans le système triphasé[2].

II.2.2. Equations électriques

Dans les conditions précédentes les équations sous forme matricielle s'écrivent :

- **Pour le stator :**

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-1})$$

avec : V_s et Φ_s ; la tension et le flux statoriques , I_s et R_s ; le courant et la résistance statorique .

- **Pour le rotor :**

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-2})$$

avec : V_r et Φ_r ; la tension et le flux rotoriques , I_r et R_r ; le courant et la résistance rotorique .

II.2.3. Equations magnétiques

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \\ \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

Les valeurs des inductance mutuelle entre les phases statoriques et rotoriques sont ;

$$\begin{cases} M_1 = M \cos(\theta) \\ M_2 = M \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_3 = M \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

avec : M ; valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique .

II.3 La transformation de PARK

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer des référentiels (A, B, C) vers (α , β , O), puis (d, q, O). Le référentiel (α , β , O) est toujours fixe, par rapport à (A, B, C), par contre le référentiel (d, q, O) est mobile. Il forme avec le repère fixe (α , β , O) un angle qui est appelé angle de la transformation de Park, ou angle de Park [2].

On désigne par : "d" l'axe direct et par "q" l'axe en quadrature arrière. La rotation dans le sens horaire est introduite par la matrice suivante :

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Donc :

$$[x_{d,q,O}] = [R(\theta)] \cdot [x_{\alpha,\beta,O}] \quad (\text{II.5})$$

Avec ; $R(\theta)$ la matrice de rotation de Park.

La figure (II.2) montre le principe de la transformation de Park.

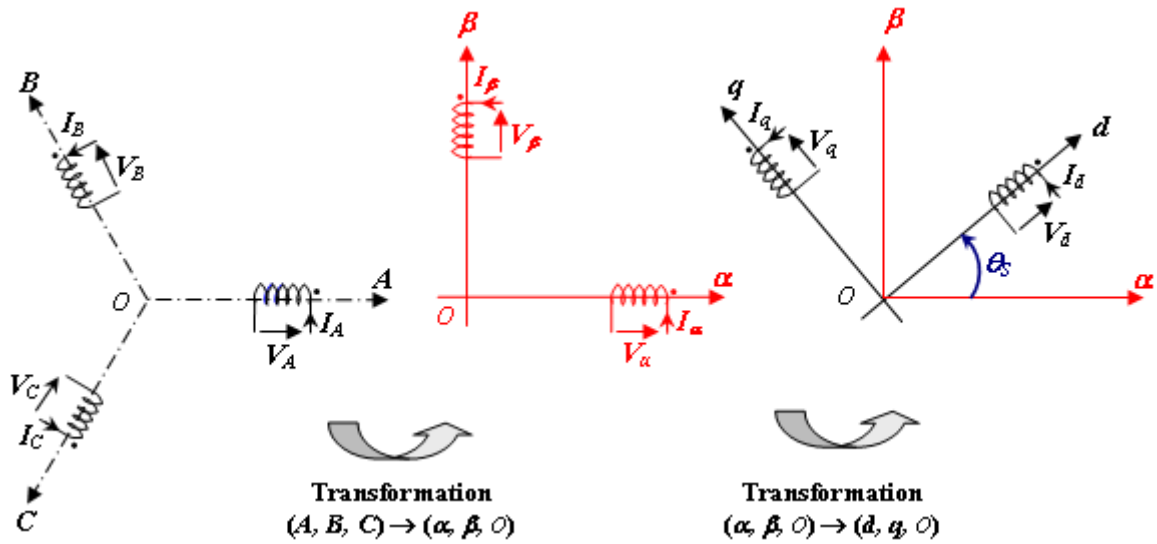


Fig.II.2 Décomposition de la transformation de Park[2].

Pour conserver l'invariance de la puissance instantanée on utilise la transformation de Concordia (voir annexe B) associée à la matrice de rotation. La transformation de Park est alors définie de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} x_{d,q,0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{A,B,C} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

où :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Les nouvelles variables x_d et x_q sont appelées respectivement composantes directe et en quadrature.

La transformation inverse est définie par :

$$\begin{bmatrix} x_{A,B,C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_{d,q,0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$\begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix}$ et $\begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix}^{-1}$ représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Park.

On vérifie que la matrice de passage obtenue est bien orthogonale afin que la puissance instantanée soit invariante :

$$[P(\theta)] \cdot [P(\theta)]^T = [1] \quad (\text{II.10})$$

La composante homopolaire (o) ne participe pas à la création du champ tournant de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi arbitrairement orthogonal au plan (d, q) [1].

II.3.1 Application de la transformation de Park à la MADA

Les enroulements réels statoriques (A, B, C) et rotoriques (a, b, c) sont transformés respectivement en deux enroulements statoriques fictifs et deux enroulements également fictifs rotoriques dans un même référentiel diphasé (U, V, o) afin de simplifier les équations.

Désignons par θ_s et θ_r les angles électriques que forment les axes du stator et du rotor avec l'axe direct du référentiel biphasé de Park[3].

La figure (II.3) illustre la position relative des différents référentiels dans l'espace.

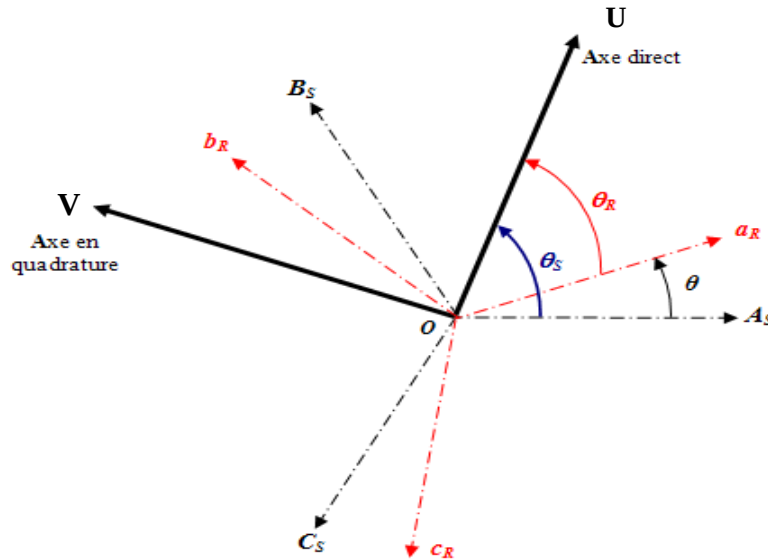


Fig. II.3 Position spatiale des différents référentiels[2].

II.4 Equations électriques et magnétiques suivant l'axe (U,V)

Les expressions des tensions statoriques et rotoriques suivant l'axe (U, V) sont données par :

$$\begin{cases} V_{us} = R_s I_{us} + \frac{d\Phi_{us}}{dt} - \omega_{coor} \Phi_{vs} \\ V_{vs} = R_s I_{vs} + \frac{d\Phi_{vs}}{dt} + \omega_{coor} \Phi_{us} \\ V_{ur} = R_r I_{ur} + \frac{d\Phi_{ur}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega) \Phi_{vr} \\ V_{vr} = R_r I_{vr} + \frac{d\Phi_{vr}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega) \Phi_{ur} \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

Avec : ω : Vitesse rotorique.

ω_{coor} : Vitesse du système d'axe (U, V).

Les expressions des flux statoriques et rotoriques l'axe suivant (U, V) sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{us} = l_s I_{us} + M I_{ur} \\ \Phi_{vs} = l_s I_{vs} + M I_{vr} \\ \Phi_{ur} = l_r I_{ur} + M I_{us} \\ \Phi_{vr} = l_r I_{vr} + M I_{vs} \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

Avec :

$l_r = L_r - M_r$: inductance cyclique propre du rotor.

$l_s = L_s - M_s$: inductance cyclique propre du stator.

$M = \frac{3}{2} l_m$: inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.

II.4.1 Choix du référentiel

Pour effectuer une étude par simulation du moteur asynchrone, il est recommandé de choisir un système d'axes de référence qui permet d'aboutir au système différentiel le plus simple possible, car le résultat final est indépendant du choix du système de coordonnées. On trouve que le calcul peut être plus ou moins complexe.

A partir du système d'axe (u,v) on peut avoir d'autres d'axes qui sont des cas particuliers, dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles.

II.4.1.a Référentiel fixé par rapport au stator (α, β) :

Les axes de référence sont fixés par rapport au stator d'où :

$$\omega_s = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{cases}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{II-13})$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{II-14})$$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs rotoriques.

II.4.1.b Référentiel fixé par rapport au rotor (x, y) :

Les axes de référence sont fixés par rapport au rotor d'où :

$$\omega_r = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} u \rightarrow x \\ v \rightarrow y \end{cases}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{xs} \\ V_{ys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xs} \\ I_{ys} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{xr} \\ V_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xr} \\ I_{yr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xr} \\ \Phi_{yr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

Ce référentiel est utilisé pour l'étude des grandeurs statoriques.

II.4.1.c Référentiel fixé par rapport au champ tournant (d, q) :

Pour un référentiel lié au champ tournant, on a $\omega_s = \omega_r + \omega_m$ dans le système d'équation devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-17})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$

Les expressions des flux sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = l_s I_{ds} + M I_{dr} & (a) \\ \Phi_{qs} = l_s I_{qs} + M I_{qr} & (b) \\ \Phi_{dr} = l_r I_{dr} + M I_{ds} & (c) \\ \Phi_{qr} = l_r I_{qr} + M I_{qs} & (d) \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

Cette dernière représentation qui fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, la conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du référentiel par rapport aux divers axes de flux.

En remplace (II-19) dans (II-17) et (II-18) on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + l_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{dI_{dr}}{dt} - \omega_s l_s I_{qs} - \omega_s M I_{qr} & (a) \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + l_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \frac{dI_{qr}}{dt} + \omega_s l_s I_{ds} + \omega_s M I_{dr} & (b) \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + l_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega l_r I_{qr} - \omega M I_{qs} & (c) \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + l_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega l_r I_{dr} + \omega M I_{ds} & (d) \end{cases} \quad (\text{II-20})$$

En générale, le référentiel lié au champ tournant est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel à un fait que les grandeurs deviennent continues.

De plus, les équations représentant le mouvement mécanique sont données par :

$$C_{em} = P.M.(I_{sq}.I_{rd} - I_{sd}.I_{rq}) \quad (\text{II-21})$$

$$C_e - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{II-22})$$

avec: C_{em} et C_r ; le couple électromagnétique et le couple résistant (la charge mécanique).

f et j ; coefficient de frottement et moment d'inertie de l'arbre de rotor .

II.5 Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état

Pour la machine asynchrone à double alimentation les variables de contrôle sont les tensions statoriques et rotoriques. En considérant les courants statoriques et rotoriques comme des vecteurs d'état, alors le modèle de la MADA est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU \\ Y = C.X \end{cases} \quad (II-23)$$

Avec :

X : Vecteur d'état.

A : Matrice d'évolution d'état du système.

B : Matrice de la commande.

U : Vecteur du système de commande.

Y : vecteur de sortie,

C : Matrice de sortie (matrice d'observation),

Où :

$$X = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Par une représentation matricielle :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} & \quad (II.24) \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} & \quad (II.25) \end{aligned}$$

On pose :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [Z] = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_s \end{bmatrix}$$

Alors l'équation (II.23) devient :

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} \cdot U \quad (\text{II.26})$$

Par analogie de l'équation (II.26) avec l'équation (II.23) on trouve :

$$A = [L]^{-1} \cdot [Z] \quad \text{et} \quad B = [L]^{-1}$$

Dans le but de simplifier la réalisation par **Simulink /MATLAB** la matrice $[Z]$ peut être décomposée de la forme suivante :

$$[Z] = -[Z_1] - \omega \cdot [Z_2] + \omega_s \cdot [Z_3]$$

$$\text{Avec : } [Z_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [Z_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}, [Z_3] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & M \\ -L_s & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

II.6 Simulation de la machine asynchrone à double alimentation

Pour réaliser la simulation de la MADA ; on peut transférer le modèle représenté par les équations (II-21), (II-22) et (II-23) sous forme de structure en schéma bloc comme il est illustré sur la figure (II-4).

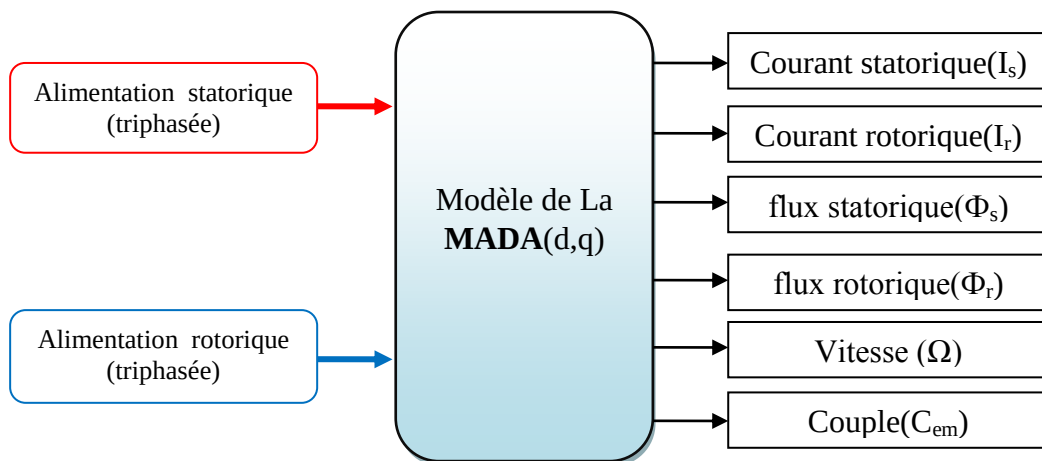


Fig. II.4 Schéma bloc de simulation de la MADA.

II.7 Résultats de simulation de la MADA

Afin de simuler notre machine, on a fait appel au logiciel **MATLAB/Simulink**. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe **A**.

Pour faire un bon fonctionnement de la MADA, on préfère de suivre la procédure suivante :

A) Pour le premier fonctionnement, on a simulé le comportement dynamique de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court circuit), le stator étant alimenté par un réseau triphasé équilibré, que signifie que la MADA fonctionne comme une machine asynchrone à rotor bobiné en court circuit.

II.7.1) rotor en court circuit, $C_r = 5 \text{ N.m}$ à $t = 2 \text{ sec}$

La figure (II.5), représente le fonctionnement de la MADA sous la charge nominale (5 N.m) après un démarrage à vide et sans alimentation rotorique (elle fonctionne comme une machine asynchrone classique), on remarque que la vitesse atteint sa valeur finale qui vaut 157.08 rd/s environ au bout d'un temps de réponse de 0.56 sec, et on remarque également que le courant du rotor est faible.

Après l'introduction de la charge à l'instant $t = 2 \text{ sec}$, la caractéristique de la vitesse présente une diminution de la vitesse de 157.08 rad/sec à 145.42 rad/sec environ, traduite par une augmentation du glissement de la machine, et par conséquent on remarque que les courants statorique et rotorique sont augmentés.

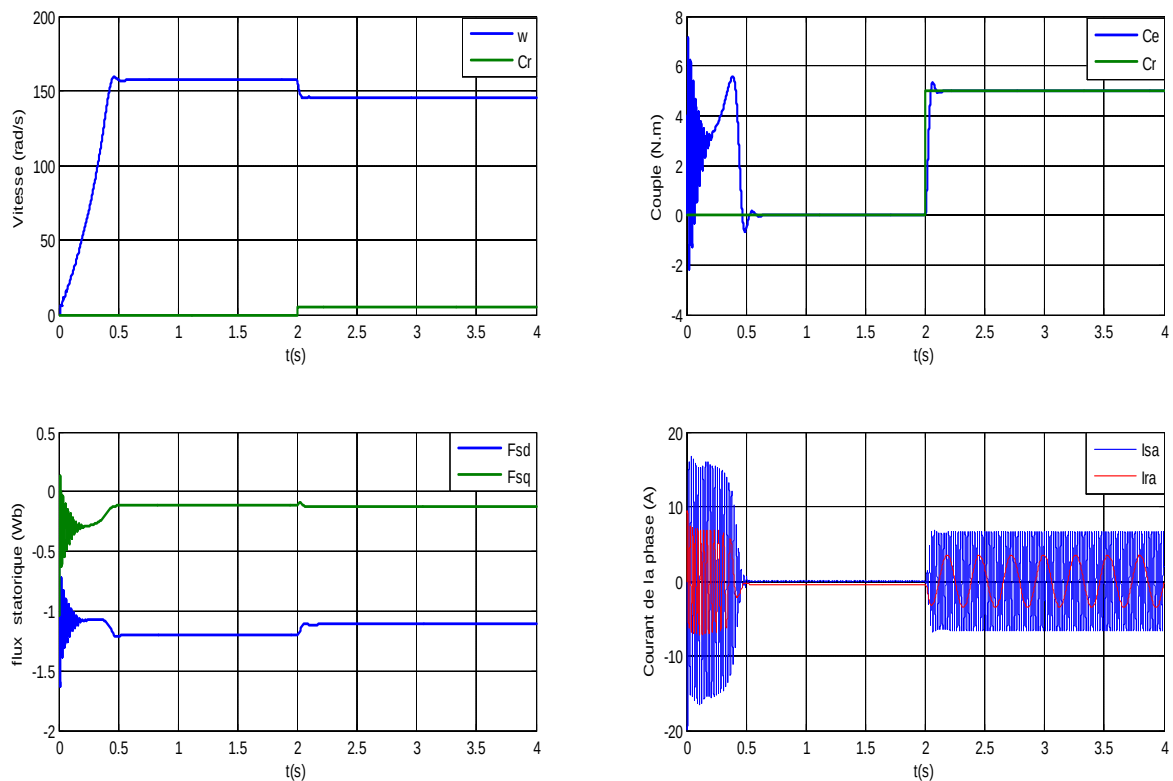


Fig II.5 Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court circuit) avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 2 \text{ sec}$.

B) Pour le deuxième mode de fonctionnement, on a simulé le comportement dynamique de la MADA avec une alimentation rotorique ($V_r = 10$ v, $f_r = 5$ Hz), (le stator étant alimenté par un réseau triphasé équilibré), en deux régimes hypo/hyper-synchrone.

Tout d'abord, on fait tourner la MADA en mode asynchrone dans quelques secondes puis on injecte une tension alternative aux bornes du rotor, et Pour une meilleure observation des caractéristiques, nous supposons que l'instant de l'injection d'une tension est $t = 1$ sec et le temps de l'application du couple de charge (5 N.m) est à $t = 2$ sec.

II.7.2) $V_r = 10$ v, $f_r = 5$ Hz, (mode hypo-synchrone), $C_r = 5$ N.m à $t = 2$ sec

La figure (II.6) représente le fonctionnement de la MADA lors du démarrage à rotor en court circuit, avant l'application de la charge on remarque les mêmes caractéristiques que celles obtenues dans le premier cas. Après l'instant 1 sec de simulation on remarque un pic sur le relevé de la vitesse (fonctionnement en mode hypo-synchrone), cela est du à l'injection d'une tension alternative aux bornes du rotor, par conséquent le courant du rotor est augmenté.

Donc, toute augmentation au niveau de la tension rotorique influe sur les courants rotorique et statorique; d'autre part, on remarque que le couple reste stable dans le régime établi mais avec oscillation durant un faible instant en régime transitoire.

A l'instant $t = 2$ sec, on applique un couple de charge (5 N.m), on observe que pour une légère variation de la charge, la vitesse reste toujours constante ; cela donc un avantage de la machine asynchrone à double alimentation.

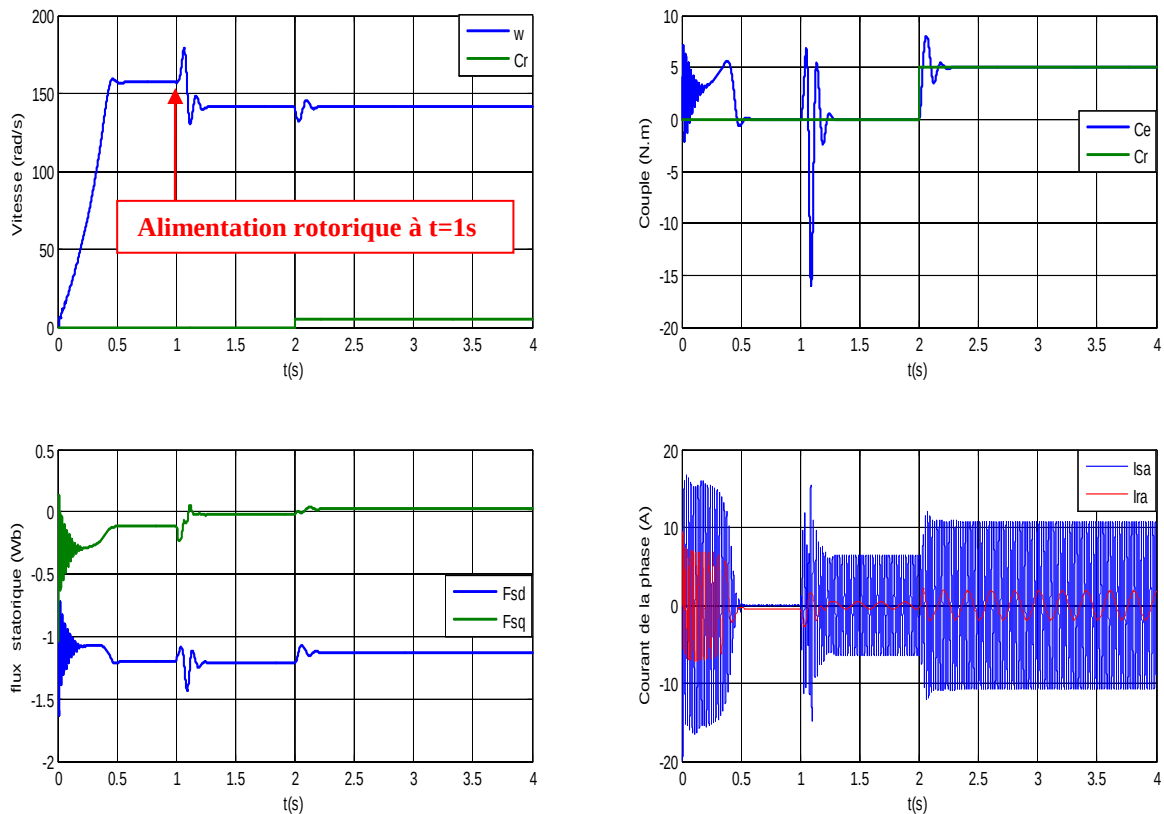


Fig II.6 Résultats de simulation de la MADA avec alimentation rotorique à $t=1$ s ($V_r = 10$ v et $f_r = 5$ Hz), (hypo-synchrone), avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 2$ sec.

II.7.3) $V_r = 10$ v, $f_r = 10$ Hz, (régime hyper-synchrone), $Cr = 5$ N.m à $t = 2$ sec :

La simulation du modèle montre clairement les capacités de la MADA en fonctionnement en mode hyper-synchrone même si la fréquence statorique est fixée à 50 Hz.

La MADA ne peut démarrer directement en mode double alimentée, elle doit être en rotor court-circuité pour sa mise en marche en asynchrone [4],[13].

A l'instant $t = 2$ sec, on applique aussi un couple de charge (5 N.m), on constate que la vitesse reste constante avec une légère variation durant l'application de la charge (figure II.7).

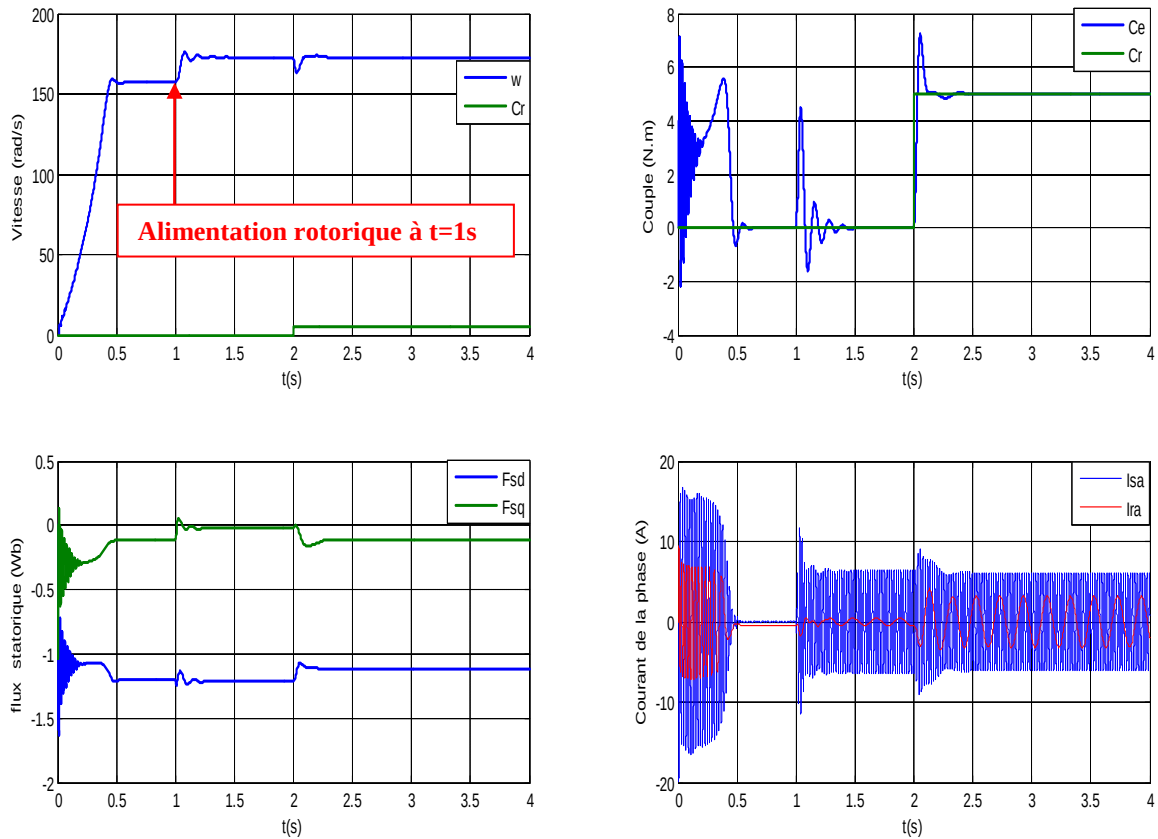


Fig II.7 Résultats de simulation de la MADA avec alimentation rotorique à $t=1$ s ($V_r = 10$ v et $f_r = 5$ Hz), (hyper-synchrone), avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 2$ sec

Les résultats obtenus par les figures (II.5) , (II.6) et (II.7), montrent bien le couplage existant entre les différentes variables de la machine, l'importance des pics de courant et du couple et les mauvaises performances dynamiques et statiques de la vitesse. Donc, pour améliorer la réponse dynamique de la machine et éliminer le couplage existant entre le couple et le flux, on a recours à la commande vectorielle qui permet d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux et un réglage de la vitesse.

II.8. Modélisation du système d'alimentation

II.8.1 La structure de la chaîne d'alimentation choisie

Comme il est illustré sur la figure (II.8), la machine est alimentée par deux onduleurs de tension, connectés à deux bus continus indépendants, pouvant fournir le maximum de puissance exigée de chaque côté. Les interrupteurs ont été choisis en fonction du courant maximal qui les parcourt, de la tension à leurs bornes ainsi que de la fréquence de la porteuse de l'onduleur. Une modulation de largeur d'impulsion MLI, de type sinusoïdale régulière symétrique (sinus-triangle à fréquence fixe), est adoptée pour la commande des onduleurs.

Le bus continu est réalisé par une cellule de filtrage formée d'une capacité réduisant les ondulations de tension à l'entrée de l'onduleur, d'une inductance permettant de mieux lisser le courant, d'une résistance servant à augmenter l'amortissement du filtre réalisé.

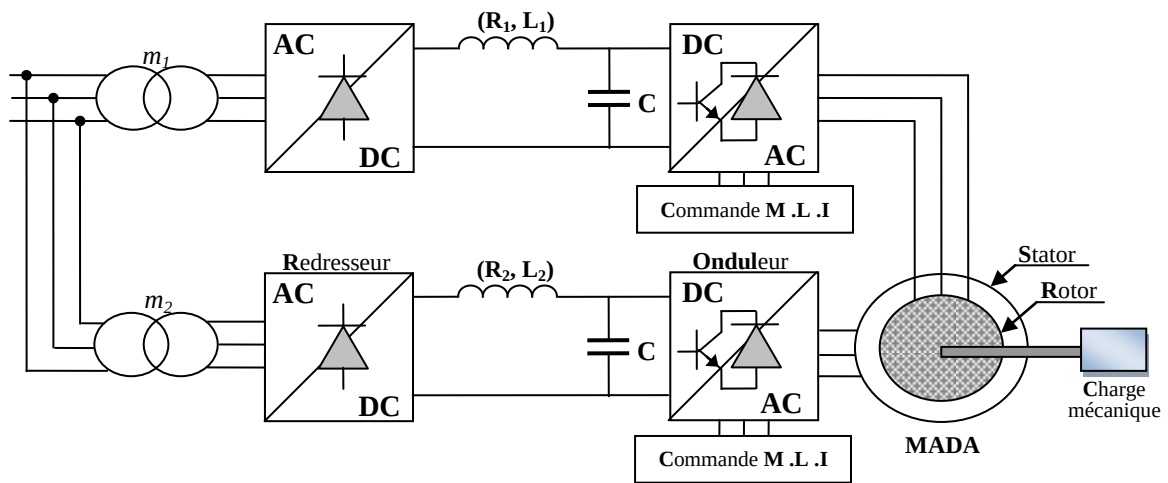


Fig. II.8 Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA.

II.8.2 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 [30].

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes (Figure II.9). L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

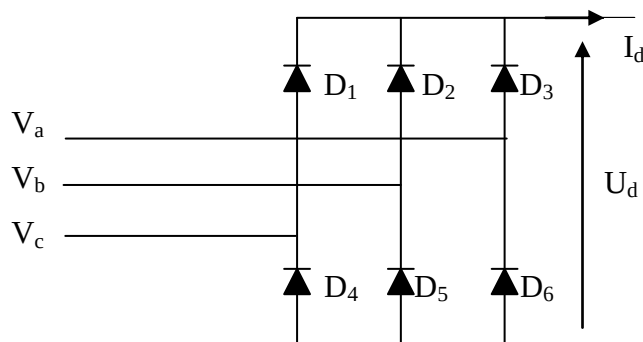


Fig.II.9 Représentation du redresseur triphasé à diodes.

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 . On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiétement et aux pertes dans les diodes [31]. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_A(t) = V_m \sin(\omega t) \\ V_B(t) = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_C(t) = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Pour obtenir une tension continue, nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées. Deux diodes d'un même bras ne peuvent pas conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit l'une des deux diodes et conduit également, il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 . Ou encore :

$$V_1 = \max(V_j); j = 1, 2, 3$$

Un raisonnement analogue conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \max(V_j); j = 1, 2, 3; i = 1, 2, 3$$

$$D'_i \text{ Conduit si } V_i = \min(V_j); j = 1, 2, 3; i = 1, 2, 3$$

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

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j); j = 1, 2, 3. \text{ donc la tension } U_{red}$$

$$U_{red} = \max[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] - \min[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] \quad (\text{II.28})$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{U}_{red} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad (\text{II.29})$$

Son facteur d'ondulation est donnée par :

$$k\% = \frac{U_d \max - U_d \min}{2\bar{U}_d} = 7\% \quad (\text{II.30})$$

La tension redressée est représentée par la figure (II.10)

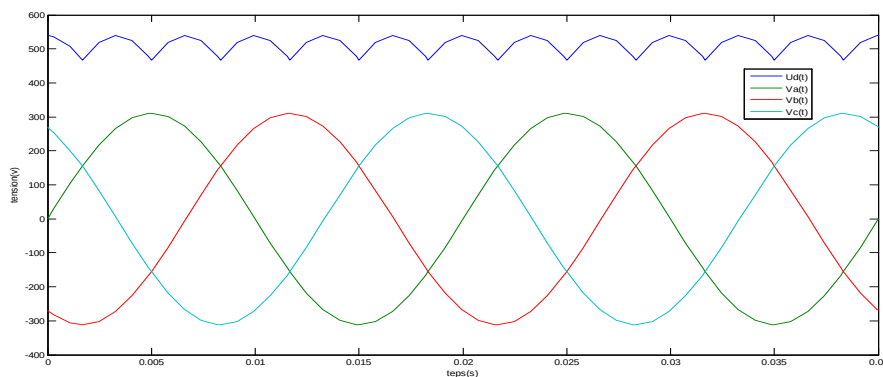


Fig.II.10 Représentation de la tension redressée.

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

II.8.3. Modélisation du Filtre

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas [30]. Le schéma de principe de ce filtre est donné par la figure ci-dessous. (II.11).

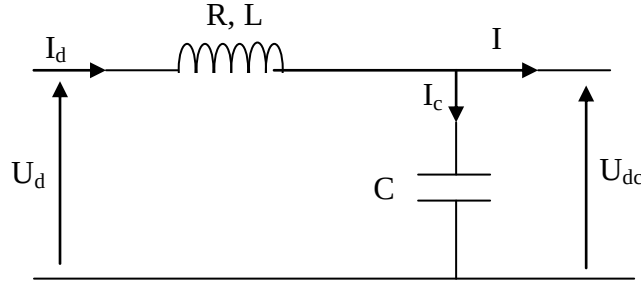


Fig.II.11 Représentation du filtre RLC.

- 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 [31].
- L'inductance permet de rendre sensiblement le courant constant [31].

Les équations du filtre sont données par :

$$\begin{cases} U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t) & \text{(II.31)} \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) & \text{(II.32)} \end{cases}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(S) = \frac{U_{dc}(t)}{U_d(t)} = \frac{U_{filtrée}}{U_{redressée}} = \frac{1}{LC S^2 + RC S + 1} \quad \text{(II.33)}$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est [31] :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi \cdot f_c \quad \text{(II.34)}$$

f_c : est la fréquence de coupure du filtre.

Le choix des valeurs de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur à deux, ceci étant vérifié par le fait qu'elles ont une fréquence égale ou supérieur à deux fois celle du fondamental, ce qui conduit à la condition suivante :

$$f_c < 2f \quad \text{donc} \quad L_f C_f > 2,77 \cdot 10^{-6}$$

Nous choisissons $L_f C_f = 25 \cdot 10^{-6}$ et nous optons pour les valeurs suivantes [31] :

$$L_f = 100 \text{ mH} ; \quad C_f = 250 \text{ } \mu\text{F}$$

II.8.4. 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.

Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances.

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche (Figure II.12). 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 [32]. Les diodes D_{ij} ($ij=1, 2, 3$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors.

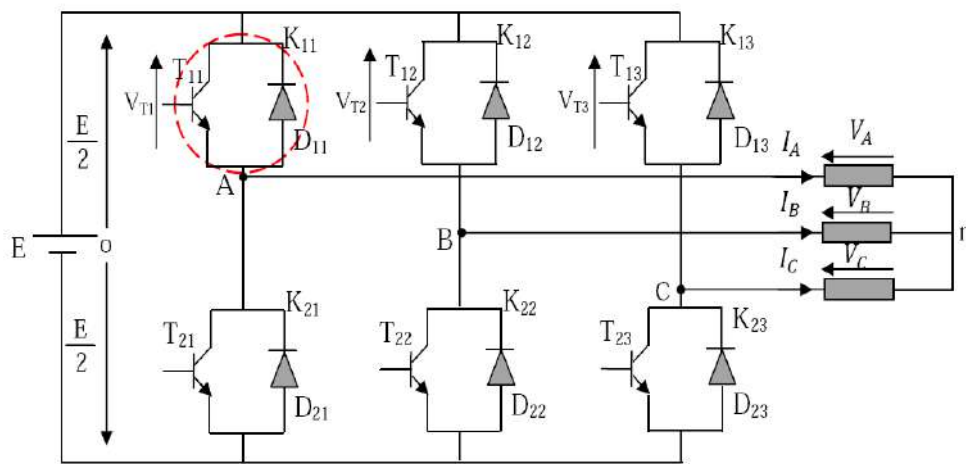


Fig.II.12 Onduleur de tension triphasé à deux niveaux[32].

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [31]. Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (II.13).

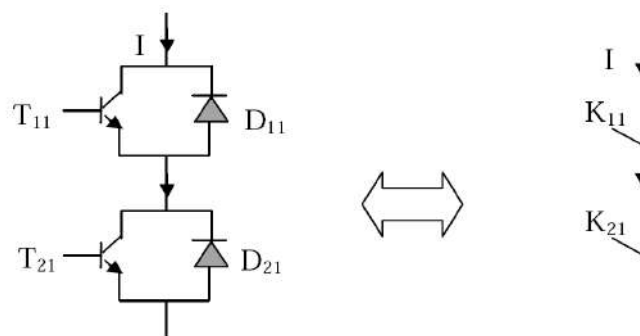


Fig.II.13 Représentation d'un GTO[31].

Afin d'éviter de court-circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras doivent être complémentaires. Pour simplifier l'étude nous supposons que le couplage est du type étoile sans neutre (bien que le branchement d'une charge en triangle soit envisageable). Ainsi les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminées, et le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impaires différentes de trois.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer à la charge tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre sens.

L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires, la période de fonctionnement étant fixée par la commande des interrupteurs [30].

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{On} \\ V_B = V_{BO} + V_{On} \\ V_C = V_{CO} + V_{On} \end{cases} \quad (II.35)$$

Par addition on a : $V_A + V_B + V_C = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{On}$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

$$\text{Donc : } V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{On} = 0$$

$$\text{D'où : } V_{On} = -\frac{1}{3} (V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (II.36)$$

On remplace (II.36) dans (II.35), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (II.37)$$

On peut écrire le système (II.37) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (II.38)$$

Avec ;

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2} S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2} S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases} \quad (II.39)$$

$$\text{Tel que : } \begin{cases} S_1=1 & \text{si } K_{11} \text{ fermé} & \text{si non } S_1=-1 & \text{donc } K_{11} \text{ ouvert .} \\ S_2=1 & \text{si } K_{12} \text{ fermé} & \text{si non } S_2=-1 & \text{donc } K_{12} \text{ ouvert .} \\ S_3=1 & \text{si } K_{13} \text{ fermé} & \text{si non } S_3=-1 & \text{donc } K_{13} \text{ ouvert .} \end{cases}$$

On remplace (II.39) dans (II.38), on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

Le système (II.40) représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI. Le tableau ci-dessous montre les expressions qui prennent les tensions simples et les tensions composées, en fonction de l'état ouvert ou fermé des interrupteurs K_1, K_2, K_3 (les états de K_4, K_5, K_6 sont respectivement complémentaires de ceux de K_1, K_2, K_3).

K_{11}	K_{12}	K_{13}	V_{AO}	V_{BO}	V_{CO}	V_A	V_B	V_C	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
F	F	F	$E/2$	$E/2$	$E/2$	0	0	0	0	0	0
F	0	F	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	E	-E	0
F	F	0	$E/2$	$E/2$	$-E/2$	$E/3$	$-E/3$	$-2E/3$	0	E	-E
F	0	0	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	E	0	-E
0	F	F	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	-E	0	E
0	0	F	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	0	-E	E
0	F	0	$-E/2$	$E/2$	$-E/2$	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	-E	E	0
0	0	0	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	0	0	0	0	0	0

Tab.II.1 Etablissement des expressions des tensions simples et composées.

À partir de ce résultat, on peut donner le modèle de l'onduleur triphasé, figure (II.14), sous forme de schéma bloc que l'on implantera sous *Simulink*.

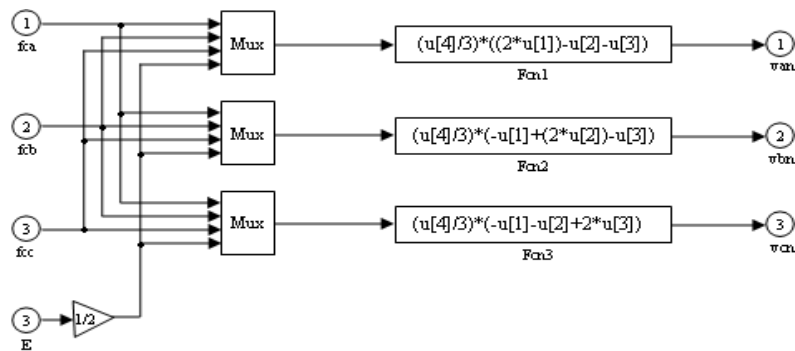


Fig. II.14 Modèle sous Simulink de l'onduleur triphasé.

II.8.5. Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersectée puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale.

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [32].

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale [32]:

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence: $m = \frac{f_p}{f_r}$
- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_p à la valeur crête V_r de la porteuse: $r = \frac{V_r}{V_p}$

Le schéma de principe est donné par la figure (II.15).

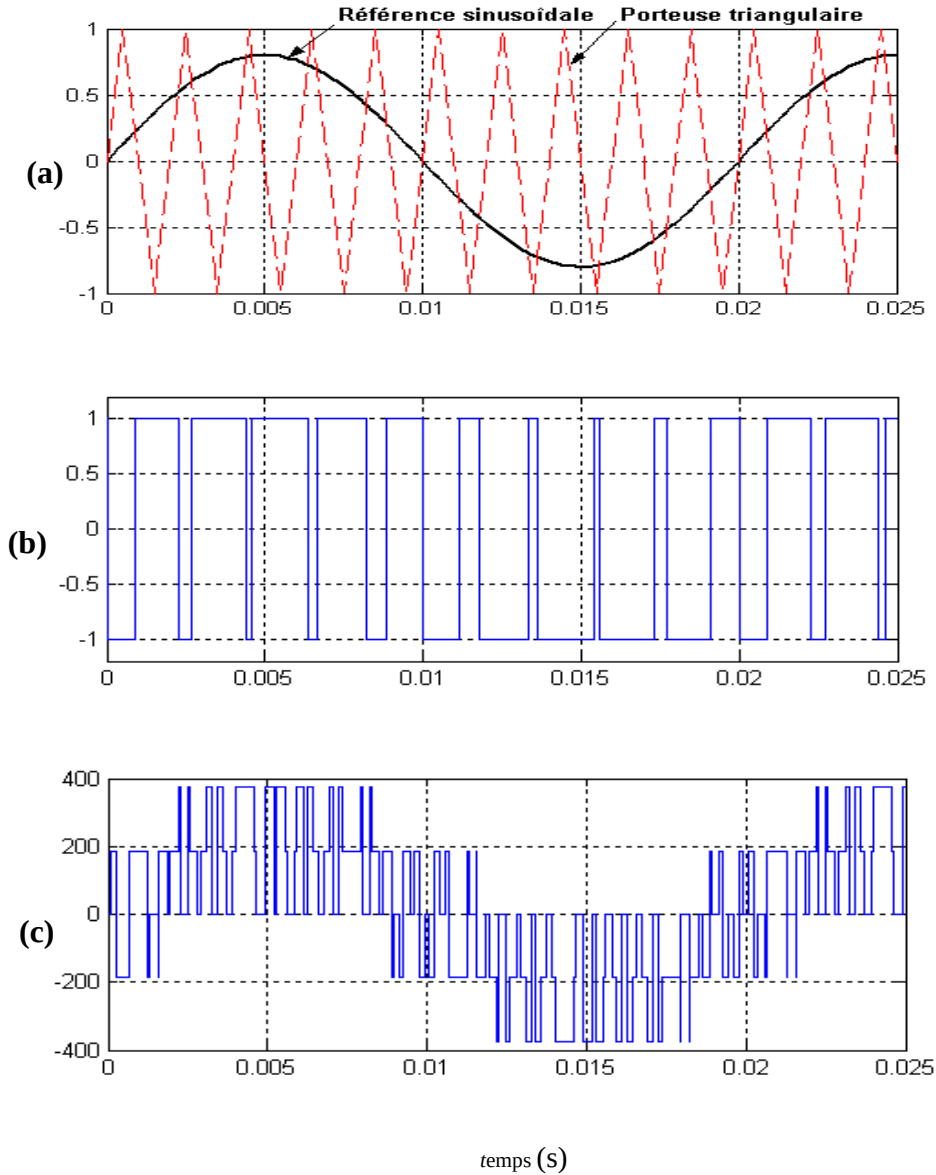


Fig. II.15 Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.

- (a) : Signaux de comparaison (référence et porteuse),
 (b) : Impulsion de commande du premier transistor,
 (c) : Tension composée de sortie de l'onduleur (V).

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p .

On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par [32] :

$$\begin{cases} x_1(t) = v_p(-1 + 4\frac{t}{T_p}) \\ x_2(t) = v_p(3 - 4\frac{t}{T_p}) \end{cases} \quad \text{si} \quad \begin{cases} t \in [0; \frac{T_p}{2}] \\ t \in [\frac{T_p}{2}; T_p] \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} V_{rA}(t) = V_r \sin 2\pi f_r t \\ V_{rB}(t) = V_r (\sin 2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{rC}(t) = V_r (\sin 2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S_1, S_2 et S_3 des interrupteurs de l'onduleur. Ceux ci sont donnés par l'équation (II.41) suivante [31]:

$$S_{123} = \begin{cases} 1 & \text{si } (V_{rABC} - x(t)) \geq 0 \\ -1 & \text{si } (V_{rABC} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

On note que la MLI permet une nette réduction des harmoniques des courants, en augmentant la fréquence de découpage. Elle permet aussi de repousser vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension ce qui facilite le filtrage ; comme elle permet aussi de faire varier le fondamental de la tension désirée [2].

II.9 Simulation de l'association MADA avec onduleurs à MLI

La figure (II.16), représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation statorique à travers un onduleur (220v, 50Hz) et du côté rotorique par alimentation (12v, 10Hz à $t=1s$), avec une application d'un couple de charge de 5N.m à $t=2s$.

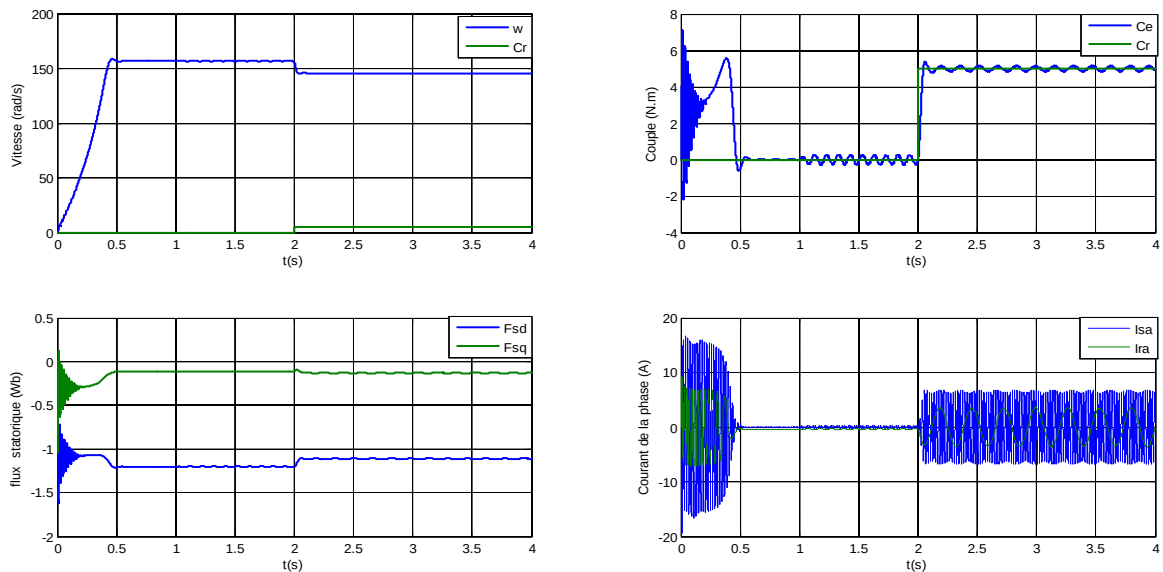


Fig II.16 Réponses du système avec $C_r=5N.m$ à $t = 2sec$ (seul onduleur du côté statorique).

La figure (II.17), représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation par deux onduleurs ,statorique (220V,50Hz) et du coté rotorique ($V_r = 12\text{ V}$, $f_r = 10\text{ Hz}$, $a = 1\text{ s}$), avec une application d'un couple de charge de 5 N.m à $t = 2\text{ sec}$.

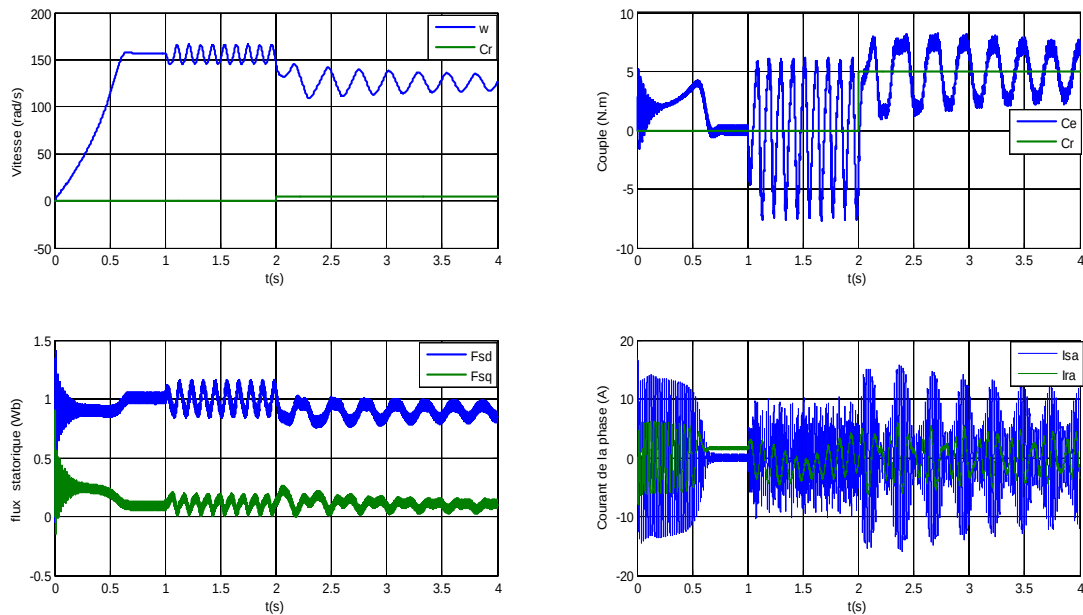


Fig II.17 Réponses du système avec double onduleurs statorique et rotorique avec $C_r = 5\text{ N.m}$ à $t = 2\text{ sec}$.

Vu ces résultats, on constate que la vitesse répond sans dépassement avec un temps de réponse plus rapide que le système sans convertisseur, mais reste toujours sensible au couple de charge. Les autres grandeurs sont le siège des pulsations créées par des harmoniques à hautes fréquences dus à la présence des convertisseurs.

Donc, ils font clairement apparaître que la machine asynchrone à double alimentation se distingue par une sensibilité au couple de charge en boucle ouverte.

Afin de régler ce problème, le recours aux commandes bouclées devient indispensable.

Dans cette partie nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone à double alimentation MADA dans le repère de Park lié au champ tournant. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter. Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur MLI.

Comme nous avons pu le voir dans les résultats de simulation, la machine asynchrone à double alimentation pose de sérieux problèmes de sensibilité à la charge en boucle ouverte, autrement dit elle présente un fort couplage entre le flux et le couple, dans ce cas le recours aux commandes bouclées et spécialement les commandes de type vectoriel deviennent indispensables pour assurer le découplage entre ces deux paramètres.

La deuxième partie de ce chapitre sera consacré à la commande vectorielle de la MADA, qui permet d'avoir un comportement dynamique similaire à celui d'une machine à courant continu MCC.

II.10 Commande Vectorielle de La MADA

Actuellement, la machine asynchrone par sa simplicité de construction, sa robustesse et sont faible coût, elle détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue la machine synchrone. Seulement une association « convertisseur statique machine asynchrone » exige un procédé de contrôle efficace et performant. La commande à haute performance d'une machine asynchrone est devenue très complexe, mais sa réalisation ne pose plus de problème vu que les possibilités des techniques numériques modernes ouvrent des perspectives de plus en plus compétitives tout en respectant l'aspect économique de cette réalisation [2].

Depuis plusieurs années, des recherches universitaires et industrielles ont été réalisées pour remédier le problème de la commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. En effet, la difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées, de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse. Les techniques de commande classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles réclamant un couple important en basse vitesse (traction, positionnement). Pour maîtriser ces difficultés et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, Blaschke et Hasse ont proposé une technique de commande dite la commande vectorielle (*field oriented control*) ou la commande par orientation du flux. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, plusieurs entraînements à courant continu sont remplacés par des machines à courant alternatif, ce qui permet un réglage de vitesse plus performant de point de vue rapidité et précision.

L'application de cette dernière à la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser des performances meilleures pour les applications de la production d'énergie dans une gamme de vitesse limitée et constitue actuellement un domaine de recherche [4].

Dans cette partie , on va présenter une étude sur la commande vectorielle de la MADA, dont le fonctionnement est en mode moteur (moteur asynchrone à double alimentation, MADA) et où les phases statoriques sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante et les phases rotoriques sont alimentées par un onduleur de tension à fréquence et amplitude variable.

II.11 La Commande vectorielle

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser des meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [6].

Dans ce type de commande, le flux et le couple sont deux variables qui sont découplées et commandées indépendamment.

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux méthodes principales[6] :

- Méthode directe développée par Blaschke.
- Méthode indirecte développée par Hasse.

Plusieurs techniques, ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [17], [33] :
Suivant la source d'énergie :

- Commande en tension.
- Commande en courant.

Suivant l'orientation du repère ($d-q$) :

- Le flux rotorique.
- Le flux statorique.
- Le flux de l'entrefer.

Dans notre travail, nous nous intéressons à une commande vectorielle directe en tension avec orientation du flux statorique suivant le repère ($d-q$).

II.11.1 Principe de la commande vectorielle

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit) [34]. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Contrairement à la machine asynchrone à cage, où nous avons accès à la mesure des courants au stator seulement, la machine asynchrone à bagues doublement alimentée possède l'avantage de nous offrir la possibilité d'une mesure des courants de deux côtés et par conséquent de pouvoir les contrôler donnant une meilleure flexibilité à la commande de cette dernière [4].

L'objectif pour une commande du MADA est de réaliser l'opération précédente à l'aide des variables de commande similaire comme le montre la figure II.18.

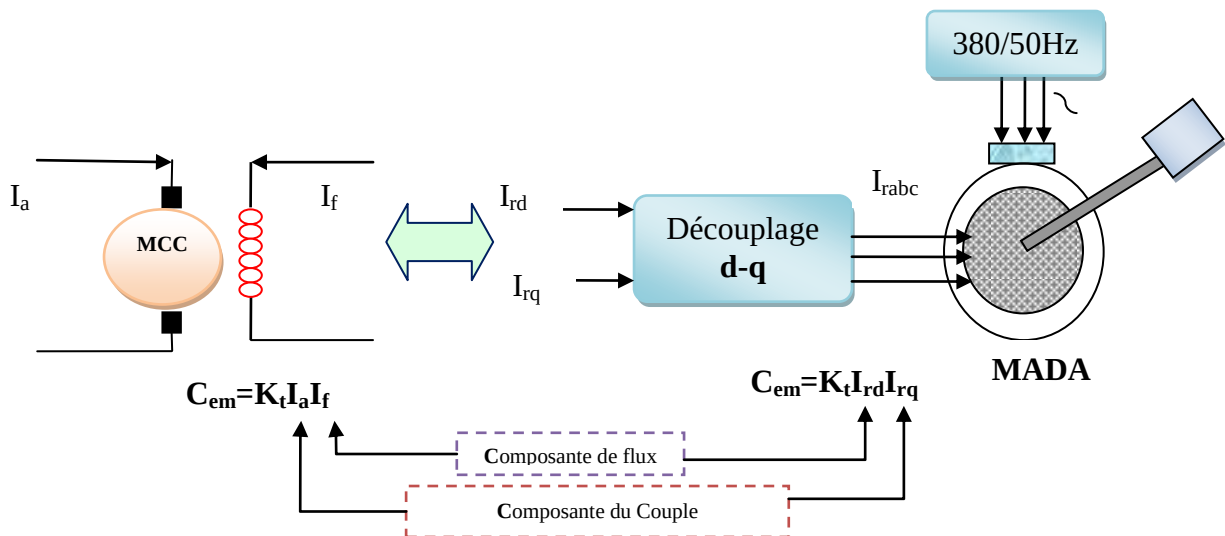


Fig II.18 Schéma de principe du découplage pour le MADA par analogie avec la machine à courant continu MCC.

II.11.2 Procède d'orientation du flux [23]

Il existe trois types d'orientation du flux :

- Orientation du flux rotorique avec les conditions $\phi_{rq} = 0 \Leftrightarrow \phi_{rd} = \phi_r$
- Orientation du flux statorique avec les conditions $\phi_{sq} = 0 \Leftrightarrow \phi_{sd} = \phi_s$
- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions $\phi_{gq} = 0 \Leftrightarrow \phi_{gd} = \phi_g$

Dans notre cas l'orientation du flux statorique est la méthode choisie.

II.11.3 Commande vectorielle par orientation du flux statorique

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d - q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [36].

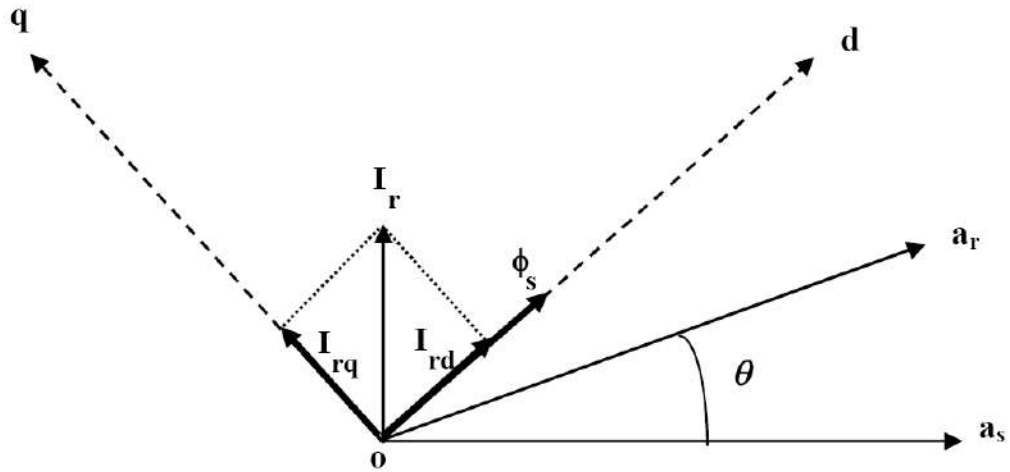


Fig II.19 Illustration de l'orientation du flux statorique[36].

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour cela, on se place dans un référentiel (d - q) lié au champ tournant avec une orientation du flux statorique (l'axe d aligné avec la direction du flux statorique) comme le montre la figure II.19.

On obtient :

$$\phi_{sq} = 0 \Leftrightarrow \phi_{sd} = \phi_s \quad (\text{II.44})$$

On remplace l'équation (II.44) dans l'équation (II.19), on trouve :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} - \omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \phi_{sq} = 0 \Rightarrow I_{sq} = -\frac{M}{L_s} I_{rq} \\ I_{sd} = 0 \\ I_{rd} = \frac{\phi_s^*}{M} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

Compte tenu des hypothèses de travail retenues, cela nous incite à prendre le courant statorique dans l'axe d nul, $I_{sd} = 0$. Le courant et la tension dans cet axe sont alors en phase $V_s = V_{sq}$ et $I_s = I_{sq}$.

Dans ce cas, nous obtenons un facteur de puissance unitaire au stator, donc la puissance réactive statorique est nulle $Q_s = 0$ [32].

Ces simplifications conduisent à l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = P \cdot \phi_{sn} \cdot I_{sq} = K \cdot I_{sq} \quad \text{tel que} \quad K = P \cdot \phi_{sn}$$

Cette expression est semblable à celle d'une machine à courant continu où un découplage entre le flux $\bar{\Phi}_s$ et le couple électromagnétique C_{em} est naturel.

Et on a l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_s} (\phi_{sq} I_{rd} - \phi_{sd} I_{rq}) \quad (\text{II.46})$$

En remplaçant l'équation (II.44) dans (II.46) on trouve :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_s} (-\phi_{sd} I_{rq}) = -\frac{pM}{L_s} \phi_s I_{rq} \quad (\text{II.47})$$

Alors :

$$I_{rq} = -\frac{L_s}{PM} \cdot \frac{C_e^*}{\phi_s^*} \quad (\text{II.48})$$

De l'équation (II.20) on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \left(\frac{R_s M}{L_s} I_{rq} + V_{sq} \right) / \phi_s^* \quad (\text{II.49})$$

D'après les équations des flux statorique on aura :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \Rightarrow I_{sd} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sd} - M I_{rd}) \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \Rightarrow I_{sq} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sq} - M I_{rq}) \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

$$(\text{II.51})$$

On remplace l'équation (II.50) dans (II.20.a) et l'équation (II.51) dans (II.20.b) on trouve :

$$\begin{cases} \dot{\phi}_{sd} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \\ \dot{\phi}_{sq} = 0 = V_{sq} + \frac{M}{T_s} I_{rq} - \omega_s \phi_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

$$(\text{II.53})$$

En exprimant le flux rotorique en fonction de flux statorique ϕ_{sd} et le courant rotorique I_{rd} :

En remplaçant l'équation (II.50) dans l'équation (II.19.c) et l'équation (II.8) dans l'équation (II.19.d), on trouve donc les deux équations suivantes :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \sigma L_r I_{rd} + \frac{M}{L_s} \phi_{sd} \\ \phi_{rq} = \sigma L_r I_{rq} + \frac{M}{L_s} \phi_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

$$(\text{II.55})$$

En introduisant les équations (II.52), (II.54) et (II.12) dans l'équation (II.20.c) et dans l'équation (II.20.d) on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{rd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rq} \\ V_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rd} \end{array} \right. \quad (II.56)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{rd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rq} \\ V_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rd} \end{array} \right. \quad (II.57)$$

II.12 Méthodes de la commande vectorielle

La première appelée méthode directe et la seconde connue sous le nom méthode indirecte.

Dans la commande directe, on effectue une régulation de flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, tandis que dans la commande indirecte, on se libère de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations [37].

II.12.1 Commande vectorielle directe (CVD)

Cette méthode a été proposée par **Blaschke** et rendue publique vers 1970 [37], [38] (Feedback control), elle se base sur la connaissance exacte du flux (statorique dans notre cas) et de sa position.

Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du variateur. Une première possibilité est de placer des capteurs dans le bobinage statorique et de mesurer directement les composantes du flux de manière à en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs mécaniquement fragiles sont soumis à des contraintes sévères dues aux vibrations et à l'échauffement. En outre, ce mode nécessite l'utilisation d'un moteur équipé des capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa construction. Par conséquent, dans la grande majorité des cas, on fait appel à des estimateurs ou des observateurs à partir des mesures effectuées sur le variateur [37].

La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations des paramètres de la machine [38].

II.12.2 Commande vectorielle indirecte (CVI)

La méthode indirecte a été introduite par **K. Hasse**. Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position.

Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, mais l'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité aux variations paramétriques de la machine due à la saturation magnétique et à la variation de température. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [39].

II.13 Structure de la commande vectorielle directe de la MADA

Le schéma de principe de la commande vectorielle directe (CVD) à flux statorique orienté sur l'axe d est montré par la figure ci-dessous. (II.20).

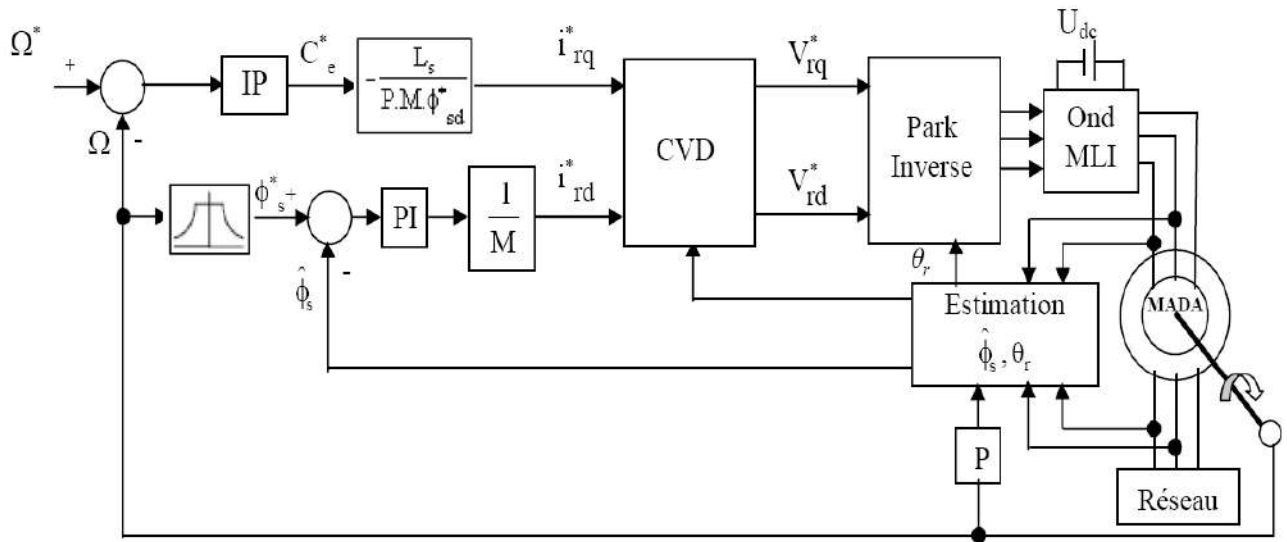


Fig II.20 Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.

La figure (II.21) représente le schéma bloc développé de la commande vectorielle directe par orientation de flux statorique de la machine asynchrone double alimentée (MADA).

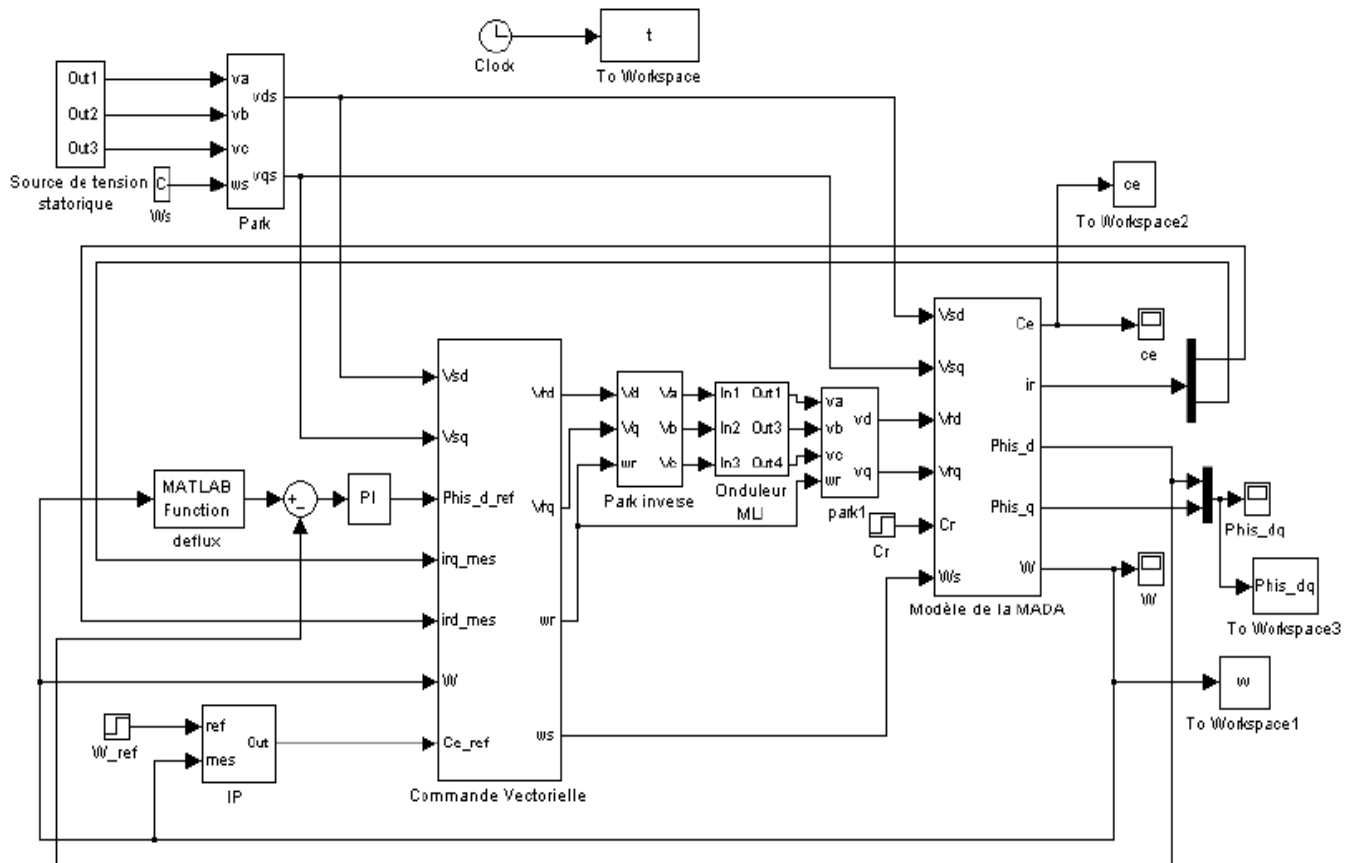


Fig II.21 Schéma bloc de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA sous MATLAB/Simulink.

II.13.1 Défluxage

Rappelons l'expression du couple électromagnétique de la MADA exprimé en fonction des flux et des courants rotoriques :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_s} (\phi_{sq} I_{rd} - \phi_{sd} I_{rq}) \quad (\text{II .58})$$

Et selon la condition d'orientation du flux statorique ($\phi_{sd} = \phi_s$ et $\phi_{sq} = 0$), cette expression du couple deviennent :

$$C_{em} = -\frac{pM}{L_s} \phi_s I_{rq} \quad (\text{II .59})$$

Aussi, l'expression de la puissance électromagnétique de la machine est donnée par :

$$P_e = C_e \cdot \Omega \quad (\text{II .60})$$

Le fonctionnement de la machine est normal jusqu'à des valeurs nominales (vitesse, puissance, couple). Si on veut tourner la machine à des vitesses supérieures à la vitesse nominale, celle-ci devient surchargée en dépassant sa puissance nominale. C'est pourquoi, on doit diminuer le flux de la machine avec l'augmentation de la vitesse au-delà de sa valeur nominale pour assurer un fonctionnement à puissance constante (nominale). On appelle cette opération le défluxage.

Dans ces conditions, on peut faire tourner la machine à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale, en gardant en même temps la puissance mécanique constante et égale à sa valeur nominale. Ainsi, on peut éviter la surcharge et le suréchauffement de la machine. Pour cela, on impose un flux de référence défini par [2] :

$$\phi_s^* = \begin{cases} \phi_{sn} & \text{si } |\omega| \leq \omega_n \\ \phi_{sn} \cdot \frac{|\omega|}{\omega_n} & \text{si } |\omega| > \omega_n \end{cases} \quad (\text{II .61})$$

Où :

$\omega_n = P \cdot \Omega_n$: est la vitesse angulaire nominale de la machine.

Ω_n : est la vitesse de rotation mécanique nominale de la machine.

ϕ_{sn} : est le flux statorique nominal.

II.13.2 Principe du découplage par compensation

D'après les équations (II.56) et (II.57), on peut remarquer que les équations de tension incluent deux termes de couplage entre l'axe d et l'axe q .

Nous devons présenter un système de découplage, en présentant les termes de compensation :

$$\begin{cases} E_d = \sigma L_r (\omega_s - \omega) I_{rq} \end{cases} \quad (\text{II .62})$$

$$\begin{cases} E_q = \frac{M}{L_s} \omega \phi_{sd} - \sigma L_r (\omega_s - \omega) I_{rd} \end{cases} \quad (\text{II .63})$$

Puis, on définit deux nouvelles variables intermédiaires de découplage par deux expressions qui sont :

$$\begin{cases} V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} \end{cases} \quad (\text{II .64})$$

$$\begin{cases} V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} \end{cases} \quad (\text{II .65})$$

II.13.3 Estimation du flux statorique

Dans la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA, la connaissance précise de l'amplitude et la position du vecteur de flux statorique est nécessaire.

En mode moteur de la MADA, les courants statorique et rotorique sont mesurable, le flux statorique peut être estimé. L'estimateur de flux peut être obtenu par les équations suivantes (II.3, 20, 23 et 24), (II.56 et 57):

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \end{cases} \quad (\text{II .66})$$

$$\begin{cases} \phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \end{cases} \quad (\text{II .67})$$

La position du flux statorique est calculée par l'équation suivante :

$$\theta_r = \theta_s - \theta \quad (\text{II .68})$$

Tel que :

$$\theta_s = \int \omega_s dt, \quad \theta = \int \omega dt, \quad \omega = P.\Omega$$

Où :

θ_s : est la position électrique de stator.

θ : est la position électrique de rotor.

II.13.4 Dimensionnement des régulateurs

II.13.4.1 Calcul des régulateurs des courants rotoriques, de flux statorique et de vitesse

II.13.4.1.1 Les régulateurs des courants rotoriques

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables (si nous considérons une alimentation en tension, comme nous sommes en train de le faire). Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Le régulateur que nous allons utiliser est du type Proportionnel Intégral (PI).

II.13.4.1.1.1 Régulation du courant rotorique directe

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation (II.56) et par l'annulation du terme de compensation E_d .

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma T_r \cdot S) I_{rd} \quad (\text{II.69})$$

$$\frac{I_{rd}}{V_{rd1}} = \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \sigma T_r \cdot S} \quad (\text{II.70})$$

La boucle de régulation de courant I_{rd} peut se présenter par le schéma bloc de la figure II.22 :

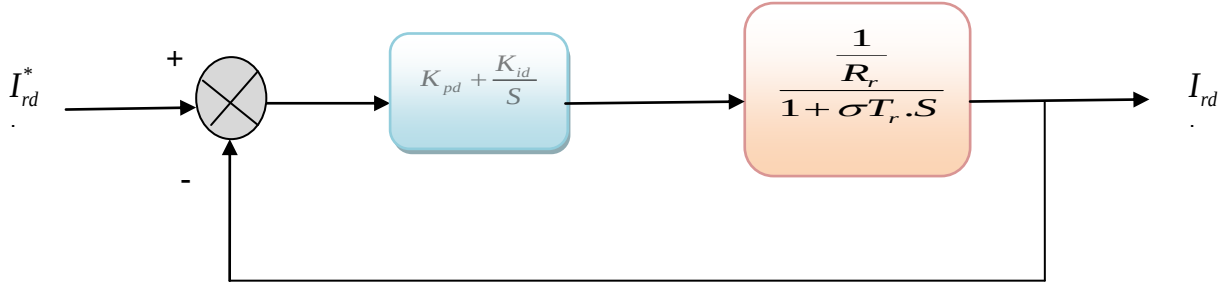


Fig II.22 Schéma de régulation de courant I_{rd} .

Soit un régulateur **PI** de fonction de transfert :

$$PI(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{S} \quad (\text{II.71})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure II.22 sera :

$$FTBO(s)_{I_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r \cdot S} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} \cdot S + 1 \right) \frac{1}{1 + \sigma T_r \cdot S} \quad (\text{II.72})$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r \quad (\text{II.73})$$

Alors la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit comme suit :

$$FTBO(s)_{I_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r \cdot S} \quad (\text{II.74})$$

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

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{II.75})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) de la figure II.22 sera :

$$FTBF(s)_{I_{rd}} = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{K_{id}} s} \quad (\text{II.76})$$

Par analogie de l'expression (II.76) par l'expression (II.75) on trouve :

$$\tau = \frac{R_r}{K_{id}} \quad (\text{II.77})$$

De l'expression (II.73) et (II.77) on a :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.78})$$

La constante du temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma T_r = 0.0191s$, nous avons choisi $\tau = 0.001s$, pour avoir une dynamique du processus plus rapide.

II.13.4.1.1.2 Régulation du courant rotorique quadrature :

La fonction de transfert du courant rotorique quadrature est obtenue à partir de l'équation (II.57) et par l'annulation de E_q .

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} = K_q \left(1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} S \right) I_{rq} \quad (\text{II.79})$$

Où :

$$K_q = R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}$$

Donc ;

$$\frac{I_{rq}}{V_{rq1}} = \frac{\frac{1}{K_q}}{1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} S} \quad (\text{II.80})$$

La boucle de régulation de courant I_{rq} peut se présenter par le schéma bloc de la figure II.23 :

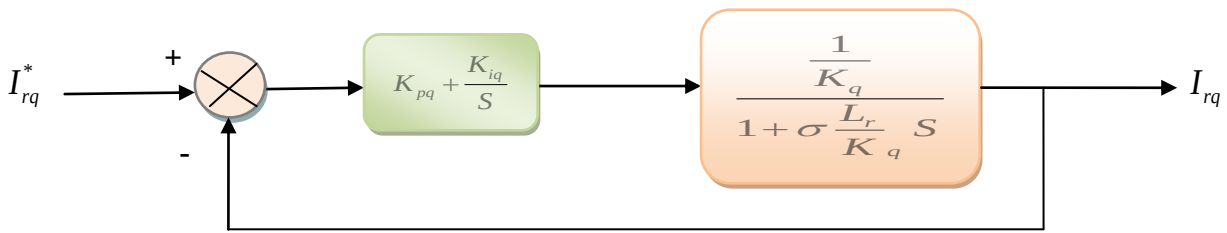


Fig II.23 Schéma de régulation du courant I_{rq} .

Pour déterminer les deux coefficients K_{pq} et K_{iq} , il sera procédé de la même façon que pour le courant I_{rd} .

Alors, nous trouvons :

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{K_q}{\tau} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) / \tau \\ K_{pq} = K_{iq} \frac{\sigma L_r}{K_q} = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.81})$$

La constante du temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma \frac{L_r}{K_q} = 0.0086s$.

pour avoir une dynamique du processus plus rapide, nous avons choisi le même τ que pour le courant I_{rd} , ($\tau = 0.001s$).

II.13.4.1.2 Régulateur du flux statorique :

De l'équation (II.52), nous avons $V_{sd} = 0$:

$$\frac{\phi_{sd}}{I_{rd}} = \frac{M}{1 + T_s s} \quad (II.82)$$

Le schéma de la boucle de régulation de flux est donné par la figure II.24.

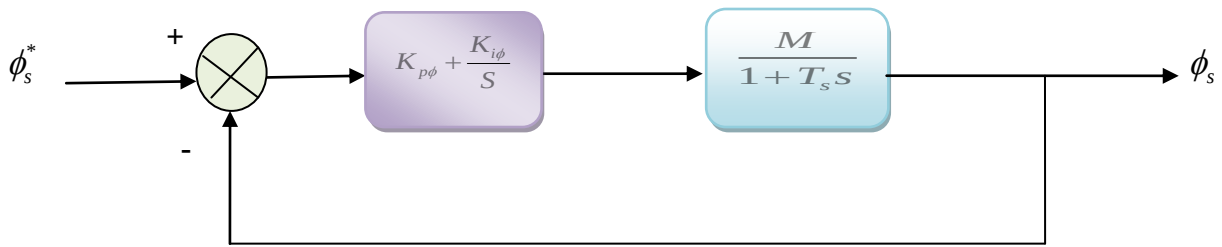


Fig II.24 Schéma de régulation du flux statorique .

La compensation des pôles donne :

$$T_s = \frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} \quad (II.83)$$

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

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{MK_{i\phi}}} \quad (II.84)$$

En comparant cette expression avec l'expression (II.75) caractéristique du premier ordre, on trouve que :

$$\begin{cases} K_{i\phi} = \frac{1}{M\tau} \\ K_{p\phi} = K_{i\phi} T_s = \frac{T_s}{M\tau} \end{cases} \quad (II.85)$$

II.13.4.1.3 Régulation de vitesse par un régulateur IP :

Le régulateur Intégral Proportionnel (IP) a été utilisé pour la commande des machines asynchrone en raison de ses divers avantages[17]. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbations). La boucle de régulation de la vitesse avec l'utilisation d'un régulateur de type IP est schématisée par la figure suivante :

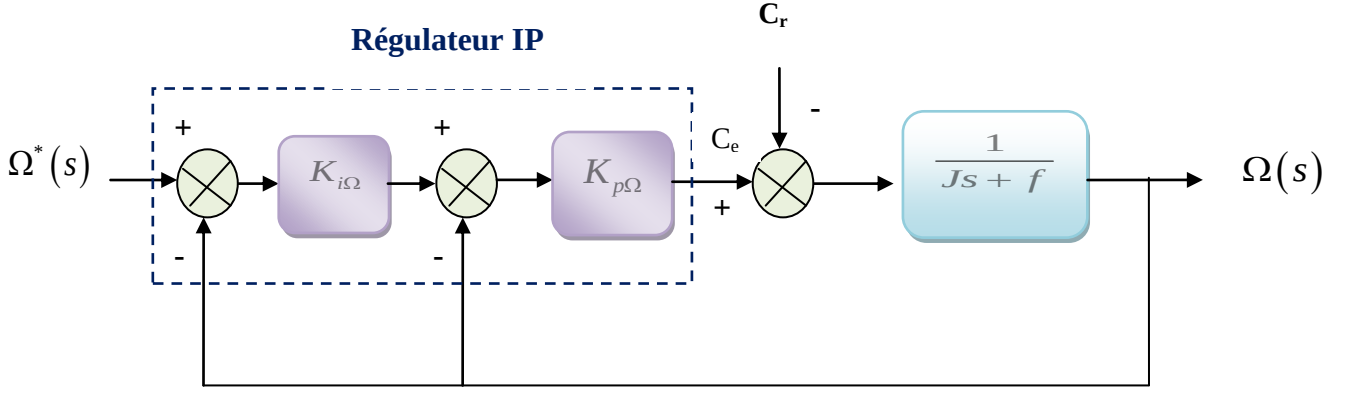


Fig II.25 Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.

Le régulateur IP est utilisé pour le réglage de la grandeur mécanique. Ce type de régulateur est dérivé du régulateur classique Proportionnel Intégral (PI), mais a l'avantage de conduire à une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro donnée par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} s + \frac{J}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} s^2} \quad (\text{II.86})$$

Où :

$K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$ sont respectivement les gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse IP.

On peut voir que la vitesse de moteur est représentée par l'équation différentielle du second ordre : La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \quad (\text{II.87})$$

Par l'identification de l'expression (II.86) par l'expression (II.87), nous obtenons :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{II.88})$$

Puisque, le choix des paramètres du régulateur est choisi selon le choix de la constante d'amortissement (ξ) et de la pulsation naturelle (ω_n) :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\xi\omega_n - f \\ K_{i\Omega} = \frac{J\omega_n^2}{K_{p\Omega}} \end{cases} \quad (\text{II.89})$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence de dépassement. Cette technique concerne d'imposer des valeurs de la constante d'amortissement (ξ) et de la pulsation naturelle (ω_n) pour déterminer les coefficients $K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$.

On prend $\xi = 0.9682$ et $\omega_n = 23.493 \text{ rad / s}$, ce qui donne:

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 0.4502 \\ K_{i\Omega} = 12.0056 \end{cases}$$

Il est très important de signaler que les gain du régulateur IP ont ajuster par la suite par tâtonnement on se basent sur les valeurs calculer par la méthode cité précédemment.

Alors une nouvelle méthode pour le calcul indispensable, ce que sera montré dans la suite de notre travail (Chapitre IV; optimisation par l'Algorithme Génétique AG des gains de régulateur PI de la commande DTC de la MADA).

II.14 Résultats de simulation avec application de la commande

Toutes les simulations des commandes présentées dans ce projet sont réalisées sur un moteur asynchrone à double alimentation (MADA) où le stator est connecté directement au réseau (220 V et 50 Hz) et le rotor est alimenté à travers un onduleur de tension commandé par la technique MLI et piloté par une commande vectorielle directe (CVD) par orientation du flux statorique, dont les paramètres du MADA sont mentionnés dans l'annexe.A.

II.14.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation du couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, puis un changement cyclique des différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suit :

Temps (Sec)	0	0.8	0.8	1.1	1.1	1.4	1.4	1.7	1.7
C_r (N.m)	0	0	5	5	3	3	-3	-3	0

Les résultats de simulation sont représentés par la figure II.26.

Avec une consigne du flux statorique constante, on a obtenu un découplage idéal vis-à-vis du couple, la vitesse est obtenue sans dépassement et sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_{sq} .

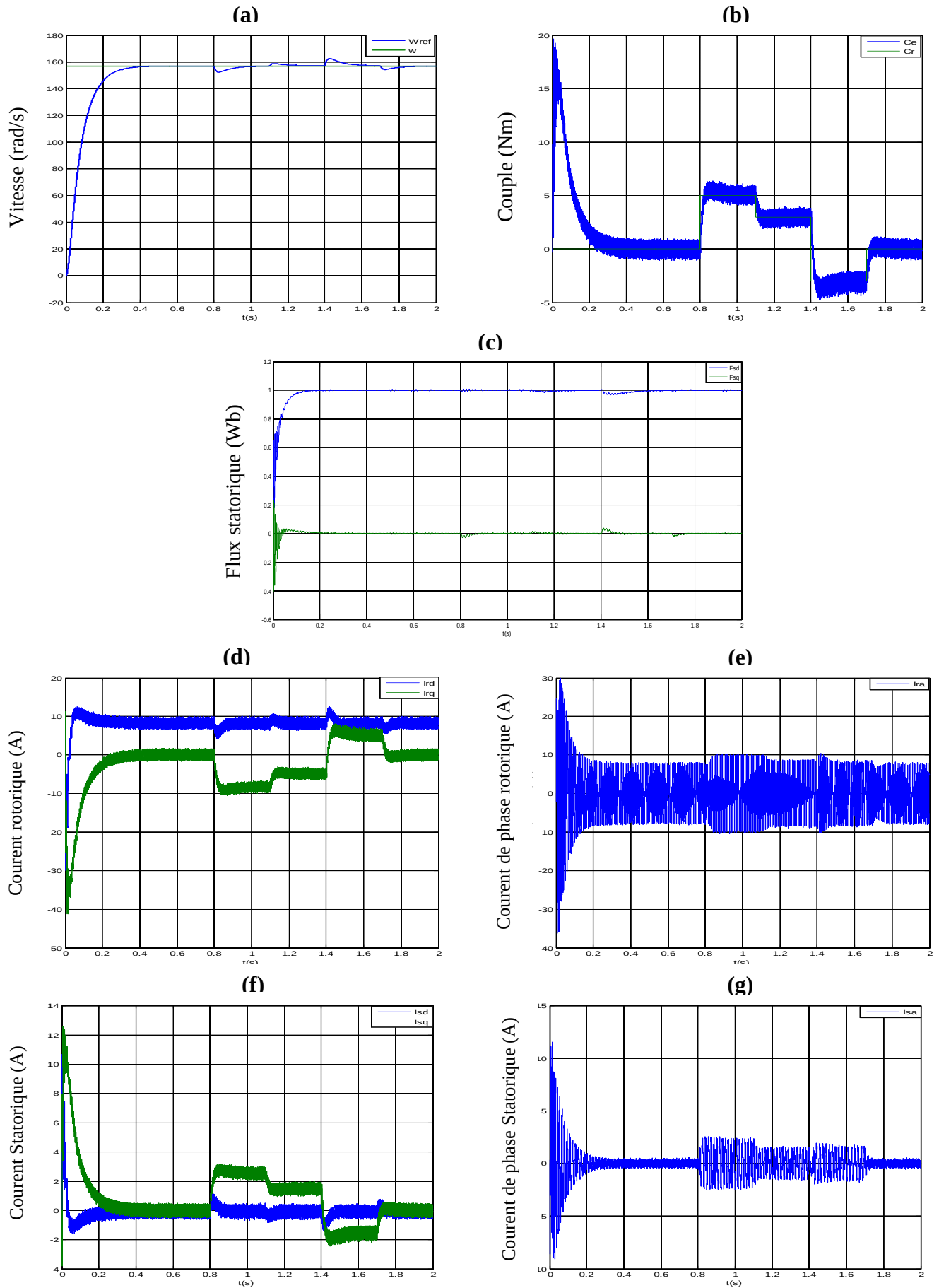


Fig II.26 Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.

II.14.2 Tests de robustesse

Dans le but de tester la robustesse de la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique, deux tests sont effectués. Le premier est celui par inversion de la vitesse, le deuxième par la variation de la résistance rotorique.

II.14.2.1 Inversion du sens de rotation

Afin tester la robustesse de cette commande lors la variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de (157 rad/sec) à (-157 rad/sec), avec un couple de charge de 5 N.m appliqué à l'instant $t = 0.6$ sec.

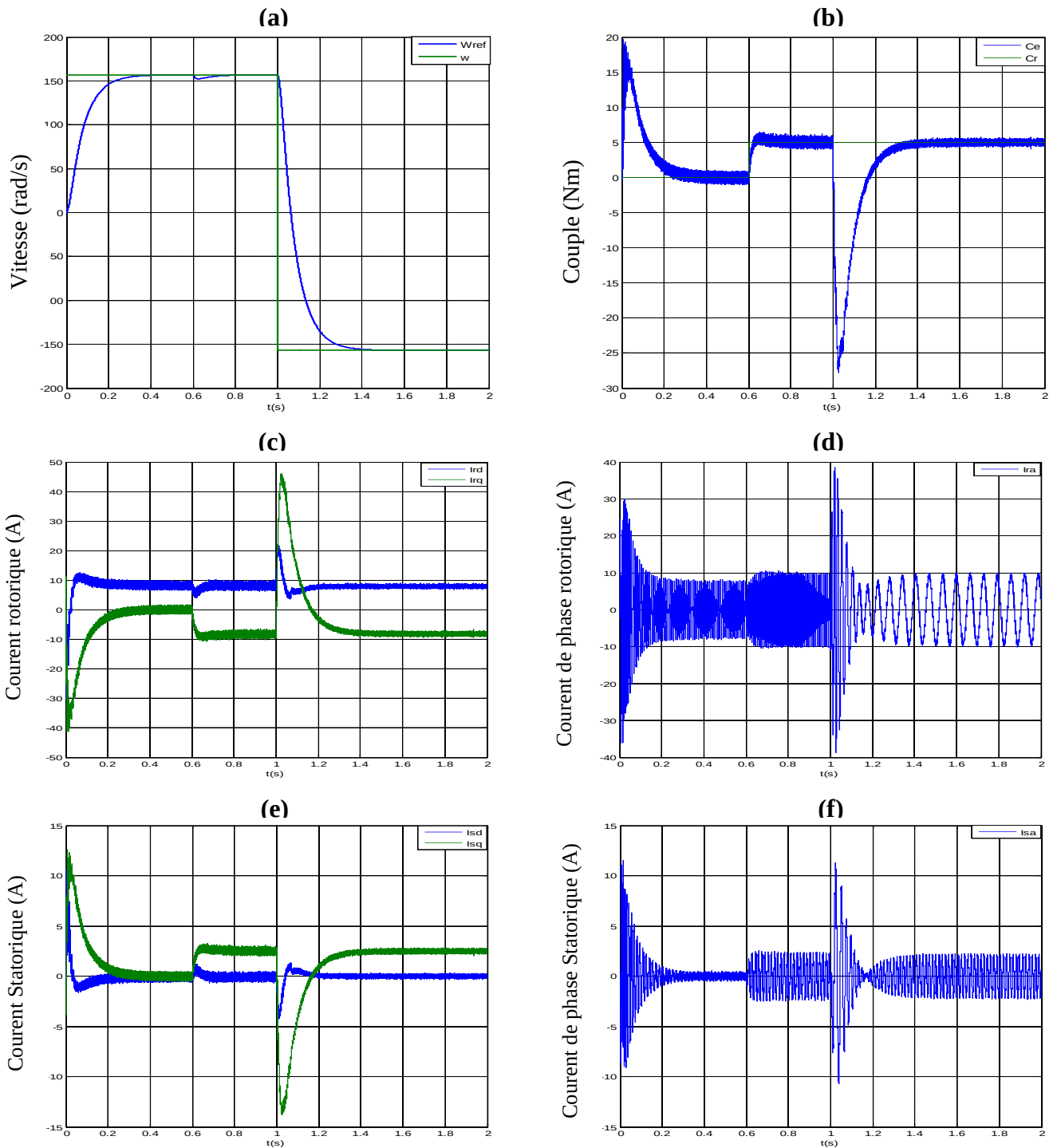


Fig II.27 Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation a $t=1s$.

Les résultats de simulation obtenus (figure II.27) montrent clairement que la réponse en vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 0.4 sec.

Cela engendre une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale, qui se stabilise aussi au bout de 0.2 sec, pour redonner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint -27 N.m pendant l'inversion de la vitesse, et qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative. Les allures des flux statoriques suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse.

II.14.2.2 Analyse de la robustesse de (CVD) lors la variation de la résistance rotorique

Le test de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres clés de la machine afin de montrer la robustesse de la commande vectorielle face à ces variations au démarrage à vide du MADA suivi de l'introduction d'un couple de charge de 5 N.m à $t = 0.6$ sec et éliminé à $t = 1.6$ sec, tout en imposant la vitesse de référence $\Omega = 157$ rad/sec.

Les performances du contrôle vectoriel direct de la machine asynchrone double alimentée contre les dérives paramétriques sont testées pour une variation de la résistance rotorique. Ce pendant une augmentation de 100% de la résistance rotorique R_r , fait engendrer des transitoires au niveau du flux, ce qui confirme la dépendance de la loi de commande de la FOC à la résistance rotorique, donc cette technique est non robuste vis à vis des variations paramétriques internes.

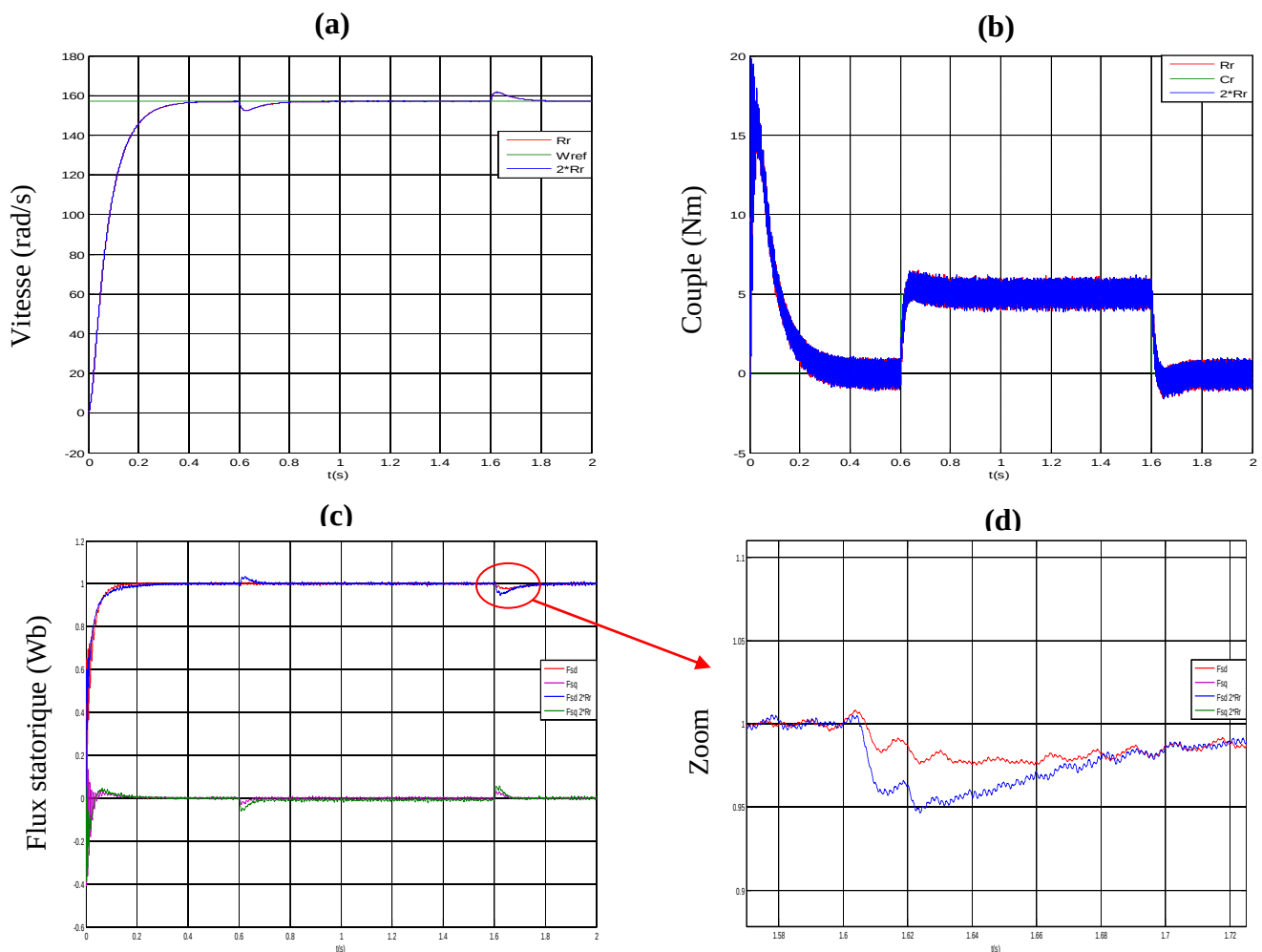


Fig II.28 Résultats de simulation de la CVD du MADA lors la variation de la résistance rotorique (+100%)

II.15. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu la modélisation de la MADA et leurs alimentation , en deuxième lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle , il existe trois types d'orientation du flux, à savoir le flux rotorique, le flux statorique et le flux magnétisant. Ainsi on a choisi l'orientation du flux statorique car cette dernière permet d'obtenir un découplage total entre le flux et le couple électromagnétique .

Aussi, on peut noter que la structure de la commande vectorielle directe du flux, qui consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure ou par estimation, pouvait s'exprimer comme une commande découplant.

La méthode du flux orienté appliquée depuis quelques années à la machine asynchrone reste la méthode la plus répondue. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux. Elle permet de rendre la forme du couple du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) similaire à celle de la machine à courant continu MCC .

Cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est dégradé lors la variation des paramètres liés à la température, à la fréquence et à la saturation. dans ce contexte et afin de palier ce problème, on propose dans le chapitre suivant une technique de commande occupant une importante place parmi les commandes robustes, connues par son adaptation aux changements paramétriques et par sa stabilité qui se traduit par les modes de glissement.

Chapitre III

Commande par mode de glissement de la MADA

III.1 Introduction

Les différents lois de commande classique du type PI donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Alors les systèmes non linéaires où ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes, on doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités [40].

Les lois de la commande dite à structure variable constituent une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique. La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale de ces systèmes est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue [41].

Le mode de glissement (*Sliding mode*), est un mode de fonctionnements particulier des systèmes de réglage à structure variable [34]. La théorie de ces systèmes à été étudiée et développée en union soviétique, tout d'abord par le professeur EMELYANOV, puis par d'autres collaborateurs comme UTKIN à partir des résultats des études du mathématicien FILIPOV sur les équations différentielles à second membre discontinu [33]. En suite, les travaux ont été repris aux ETATS-UNIS par SOLTINE, et au Japon par YOUNG, HARASHIMA et HASHIMOTO [21], [30], [31], [42], [43]. Ce n'est pas qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis [33].

Dans ce chapitre, nous montrons comment la commande par mode de glissement peut être appliquée au contrôle du moteur asynchrone à double alimentation (MADA). Pour cela, nous présentons tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, nous donnons après l'application de la commande sur le MADA et nous allons enfin illustrer et visualiser les résultats de simulation.

III.2 Généralité sur la théorie de contrôle par le mode de glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui même. On l'appelle, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Et finalement, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la “*commande équivalente*” [3].

III.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure III.1. Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée.

Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas à pas[3].

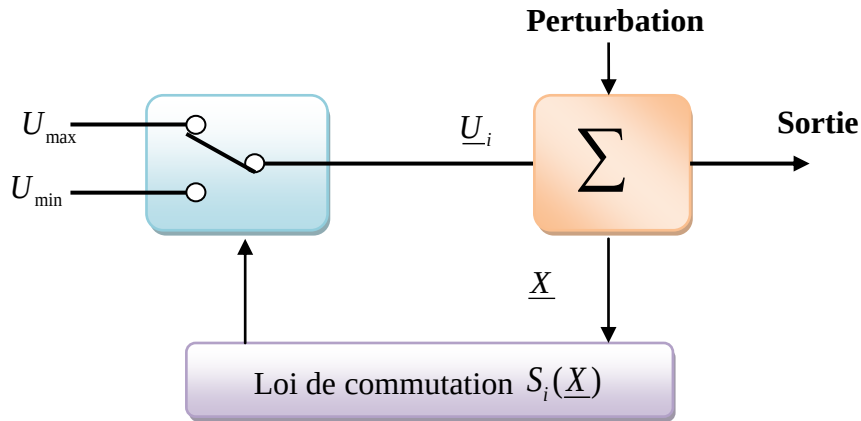


Fig.III.1 Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

III.2.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la figure III.2. D'après les études menées précédemment, c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système[17].

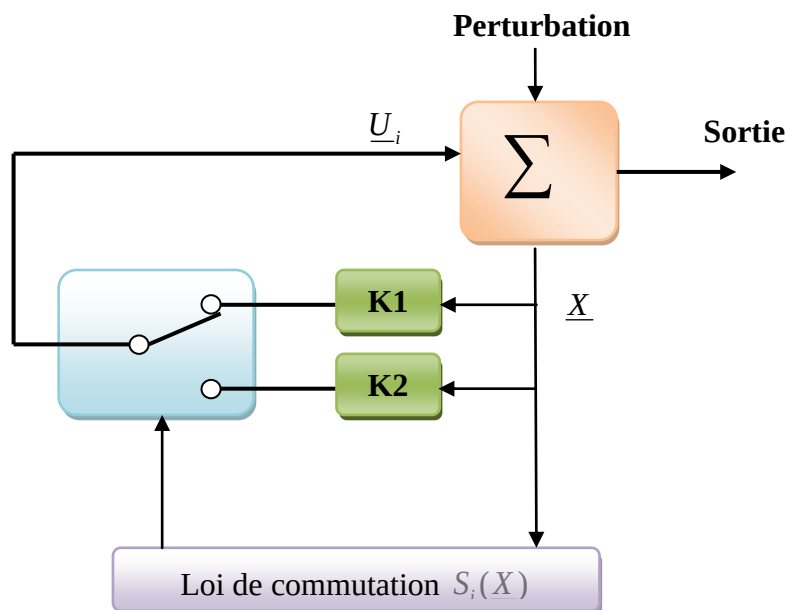


Fig.III.2 Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

III.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montrée sur la figure III.3, présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent.

L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente [29].

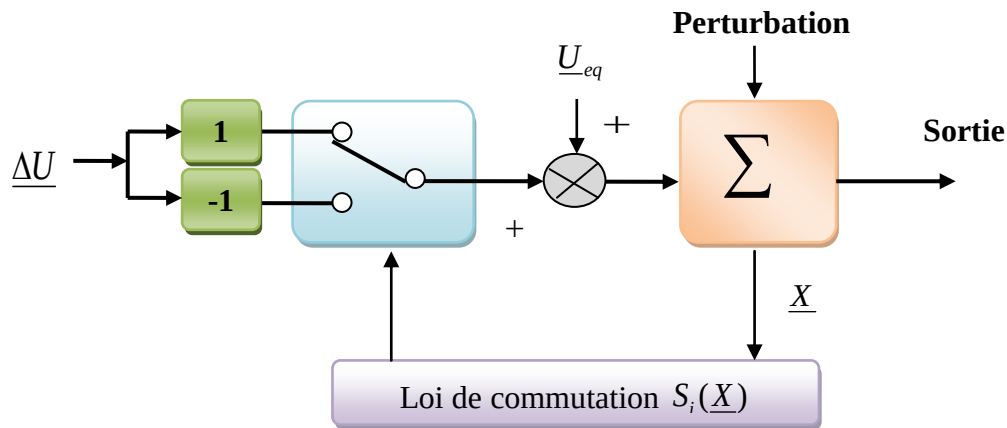


Fig.III.3 Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Avec :

$\underline{U}$: vecteur de commande.

$\underline{U}_{eq}$: vecteur de commande équivalente.

$\Delta \underline{U}$: vecteur de commande discontinue.

$\underline{X}$: vecteur des variables.

$\underline{S}_i$: vecteur surface de commutation.

III.3 Principe de la commande par mode de glissement

Le contrôle par mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

Parmi les propriétés des modes glissants [44] :

- Le processus de glissement est d'ordre réduit en comparaison au système original.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- La robustesse vis-à-vis de la variation de certains types de paramètres.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes, figure III.4 [45].

- **Le mode de convergence (MC)** : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $s(x,y) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence [41].

- **Le mode de glissement (MG)** : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phases. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $s(x,y) = 0$ [41].
- **Le mode du régime permanent (MRP)** : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [41].

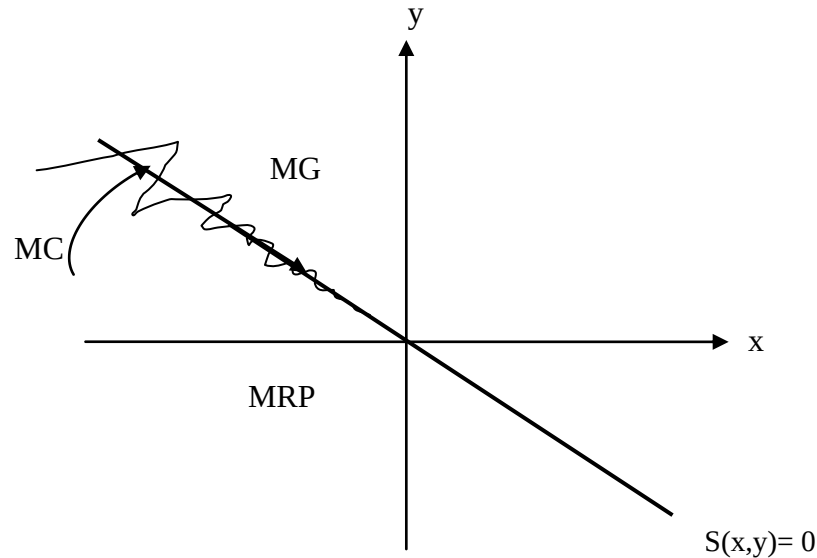


Fig. III.4 Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

III.4 Conception de l'algorithme de commande par le mode glissant

La conception de l'algorithme de commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [33], [39] :

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

III.4.1 Choix de la surface de glissement

La conception du système de commande sera démontrée pour un système non linéaire suivant [36]:

$$\dot{x} = f(x,t) + B(x,t).u(x,t) \quad (\text{III.1})$$

Où :

$x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $u \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur de commande, $f(x,t) \in \mathbb{R}^n$, $B(x,t) \in \mathbb{R}^{n \times m}$

J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement [46] qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [47], [48]:

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e \quad (\text{III.2})$$

Avec:

λ : coefficient positif,

$e = x_d - x$: écart de la variable à régler,

x_d : valeur désirée.

r : degré du système, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande [39].

$S(x)$ est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse “ e ” tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de la commande [39].

III.4.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [48], [33]. On présente deux types de conditions qui sont :

III.4.2.1 La fonction discrète de commutation

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Elle est donnée sous la forme [33] :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.3})$$

III.4.2.2 La fonction de LYAPUNOV

La fonction de LYAPUNOV, C'est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$, pour les variables d'état du système. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande pour l'étude de la robustesse, elle garantit la stabilité du système non linéaire et l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence; elle a la forme suivante [39], [33] :

En définissant la fonction de LYAPUNOV par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.4})$$

et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.5})$$

La loi de la commande doit faire décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$). L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et concevoir une commande “ U ” tel que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV.

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative.

D'où la condition de convergence exprimée par $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$.

III.4.3 Détermination de la loi de commande

La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties : La première concerne la linéarisation exacte (U_{eq}) et la deuxième est stabilisante (U_n) [39], [47]. Cette dernière est très importante dans le réglage par mode glissant. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures [41].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (III.6)$$

U_{eq} correspond à la commande proposée par FILIPOV. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)=0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x)=0$ [47], [49].

Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs U_{max} et U_{min} , comme présentée la figure III.5.

La commande discrète U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [33].

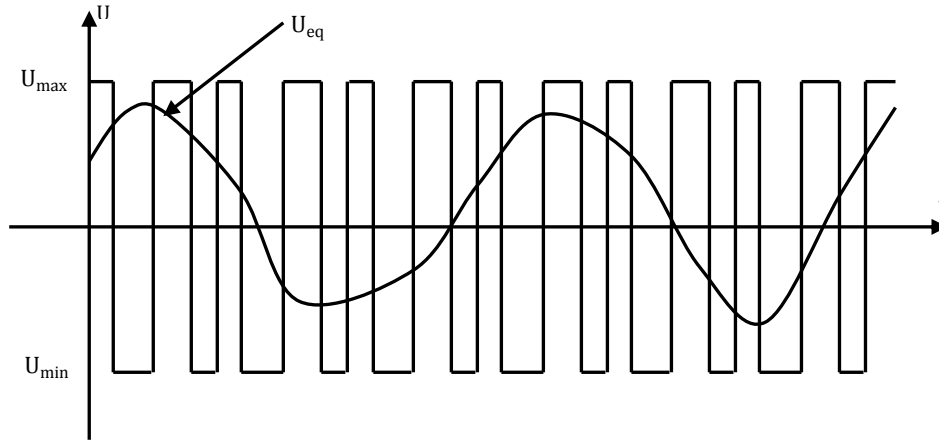


Fig.III.5 Interprétation de U_{eq} .

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (l'équation III.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U .

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (III.7)$$

En remplaçant les expressions (III.1) et (III.6) dans l'expression (III.7), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (f(x,t) + B(x,t)U_{eq}(x,t)) + \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)U_n \quad (III.8)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente [21] :

$$U_{eq} = -\frac{\partial S}{\partial x} \cdot f(x,t) \cdot \left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \right)^{-1} \quad (III.9)$$

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

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \neq 0 \quad (III.10)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression (III.9) dans l'expression (III.8), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface [9]:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) U_n \quad (\text{III.11})$$

et la condition d'attractivité $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ devient [48] :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) U_n < 0 \quad (\text{III.12})$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)$ [50].

Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante [7] :

$$U_n = k \cdot \text{sign}(S(x,t)) \quad (\text{III.13})$$

Où :

k : est un gain.

Le signe de k doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)$.

Pour une fonction définie φ [36]:

$$\text{sign}(\varphi) = \begin{cases} 1, & \text{si } \varphi > 0 \\ 0, & \text{si } \varphi = 0 \\ -1, & \text{si } \varphi < 0 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

La figure III.6 représente la fonction de la commande discrète de type relais :

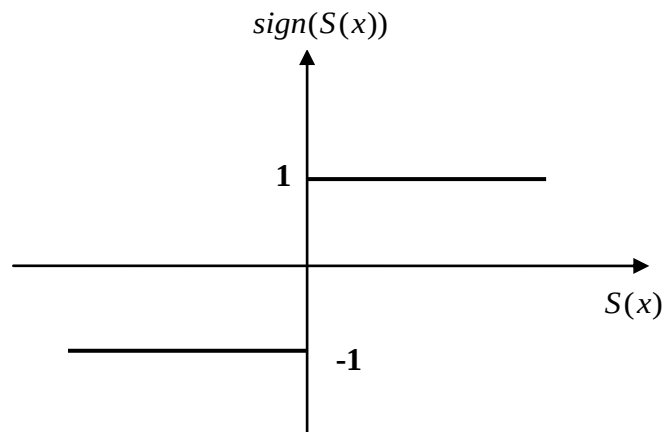


Fig III.6 fonction SIGN (Commande de type relais).

Le principal inconvénient de la commande de type relais réside dans le phénomène bien connu de "chattering". En régime permanent, ce dernier apparaît comme une oscillation de haute fréquence autour du point d'équilibre, à cause de la nature très discontinue de la fonction *signe* (*sign*). Ce phénomène de *chattering* ou broutement est un sérieux obstacle pour les applications de commande par mode de glissement, car les oscillations dues à ce phénomène peuvent nuire le fonctionnement du circuit de puissance. Ce phénomène est presque toujours problématique et des efforts de recherche significatifs ont été dirigés de sorte à éliminer ou du moins réduire ses effets.

L'une des solutions envisagées consiste à introduire une bande d'arrêt autour de la surface de commutation. Pour ce faire, il suffit de substituer une fonction de *saturation* (*SAT*), (voir figure III.7) à la fonction (*SIGN*) dont les discontinuités au voisinage de zéro sont moins brutales. Cette fonction de saturation peut être exprimée par [17] :

$$\text{Sat}(S(x)) = \begin{cases} 1, & \text{si } S(x) > \varepsilon \\ -1, & \text{si } S(x) < -\varepsilon \\ \frac{S(x)}{\varepsilon}, & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

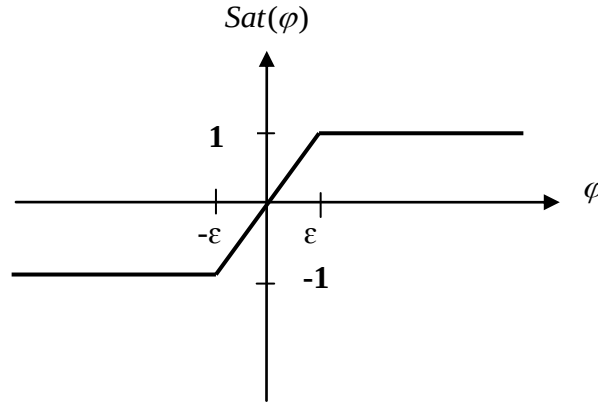


Fig.III.7 fonction de saturation SAT (Commande adoucie).

III.5 Application de la commande par le mode glissant à la MADA

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode de glissement avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode de glissement au moteur asynchrone à double alimentation afin de valider l'approche présentée par des résultats de simulation. Les lois de commande pour l'asservissement de vitesse ont pour objectifs :

- d'assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées .
- d'assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations et des variations des paramètres de la charge mécanique sur l'arbre du moteur.
- limiter les amplitudes des tensions et des courants lors des régimes transitoires.

Maintenant, à partir des équations (II.45) , (II.48) , (II.49) , (II.52) , (II.69) et (II.79) citée dans le chapitre II , on tire le système d'équations d'états de la MADA suivant :

$$I_{rd} = \frac{\phi_s^*}{M} \quad (\text{III.16})$$

$$\dot{I}_{rd} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) I_{rq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \quad (\text{III.17})$$

$$\dot{I}_{rq} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} + \frac{M}{\sigma L_r L_s} \omega \phi_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{rd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \quad (\text{III.18})$$

$$\phi_{sd} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \quad (\text{III.19})$$

$$\dot{\Omega} = -\frac{P.M}{J.L_s} (I_{rq} \cdot \phi_{sd}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega \quad (\text{III.20})$$

III.5.1 Surface de régulation de la vitesse

L'erreur de vitesse est définie par [47], [48]:

$$e = \Omega^* - \Omega \quad (\text{III.21})$$

Pour $n = 1$, l'équation diverse de commande de vitesse peut être obtenue à partir de l'équation (III.2) comme suivant :

$$S(\Omega) = e = \Omega^* - \Omega \quad (\text{III.22})$$

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \quad (\text{III.23})$$

En substituant l'expression de $\dot{\Omega}$ de l'équation (III.20) dans l'équation (III.23), on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \left(-\frac{P.M}{J.L_s} (I_{rq} \cdot \phi_{sd}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega \right) \quad (\text{III.24})$$

On prend :

$$I_{rq} = I_{rqeq} + I_{rqn} \quad (\text{III.25})$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :

$$S(\Omega) = 0, \quad \dot{S}(\Omega) = 0, \quad I_{rqn} = 0$$

Où la commande équivalente est donnée par :

$$I_{rqeq} = -\frac{J.L_s}{P.M \cdot \phi_{sd}} \left(\dot{\Omega}^* + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} \Omega \right) \quad (\text{III.26})$$

et

$$I_{rqn} = K_{I_{rq}} \text{sat}(S(\Omega)) \quad (\text{III.27})$$

Avec: $K_{I_{rq}}$ constante négative.

III.5.2 Surface de régulation du flux statorique

Les surfaces de régulation de flux statorique, donnée par les équations suivants ;

$$S(\phi_{sd}) = \phi_s^* - \phi_{sd} \quad (\text{III.28})$$

$$\dot{S}(\phi_{sd}) = \dot{\phi}_s^* - \dot{\phi}_{sd} \quad (\text{III.29})$$

En substituant l'expression de $\dot{\phi}_{sd}$ de l'équation (III.19) dans l'équation (III.29), on obtient :

$$\dot{S}(\phi_{sd}) = \dot{\phi}_s^* - \left(V_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \right) \quad (III.30)$$

Le courant de commande I_{rd} est défini par :

$$I_{rd} = I_{rd_{eq}} + I_{rd_n} \quad (III.31)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :

$$S(\phi_{sd}) = 0, \quad \dot{S}(\phi_{sd}) = 0, \quad I_{rdn} = 0$$

Alors la commande équivalente est donnée par :

$$I_{rd_{eq}} = \left(\dot{\phi}_s^* - V_{sd} + \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \right) \frac{T_s}{M} \quad (III.32)$$

et:

$$I_{rd_n} = K_{I_{rd}} \text{sat}(S(\phi_{sd})) \quad (III.33)$$

Avec; $K_{I_{rd}}$: constante positive.

III.5.3 Surface de régulation du courant rotorique directe avec limitation

Afin de limiter tout les dépassements possible du courant I_{rd} , nous ajoutons un limiteur du courant défini par :

$$I_{rd}^{\lim} = I_{rd}^{\max} \text{sat}(I_{rd}) \quad (III.34)$$

L'erreur du courant statorique directe est définie par :

$$e = I_{rd}^{\lim} - I_{rd} \quad (III.35)$$

Pour $n=1$, l'équation diverse de commande du courant statorique directe peut être obtenue par :

$$S(I_{rd}) = I_{rd}^{\lim} - I_{rd} \quad (III.36)$$

$$\dot{S}(I_{rd}) = \dot{I}_{rd}^{\lim} - \dot{I}_{rd} \quad (III.37)$$

En substituant l'expression $\dot{I}_{rd}$ de l'équation (III.17) dans l'équation (III.37), on obtient :

$$\dot{S}(I_{rd}) = \dot{I}_{rd}^{\lim} - \left(-\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) I_{rq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \right) \quad (III.38)$$

La tension de référence de commande V_{rd}^{ref} est définie par :

$$V_{rd}^{ref} = V_{rd}^{eq} + V_{rd}^n \quad (III.39)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :

$$S(I_{rd}) = 0, \quad \dot{S}(I_{rd}) = 0, \quad V_{rd}^n = 0$$

Donc la commande équivalente est donnée par :

$$V_{rd}^{eq} = \left(\dot{I}_{rd}^{\lim} + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} - \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \phi_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{rq} \right) \sigma L_r \quad (\text{III.40})$$

L'expression (III.16) dans (III.40) donne :

$$V_{rd}^{eq} = \left(\dot{I}_{rd}^{\lim} + \frac{1}{\sigma T_r} I_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{rq} \right) \sigma L_r \quad (\text{III.41})$$

et

$$V_{rd}^n = k_{V_{rd}} \text{sat}(S(I_{rd})) \quad (\text{III.42})$$

$k_{V_{rd}}$: constante positive.

III.5.4 Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec limitation

Afin de limiter tout les dépassements possible du courant i_{rq} , nous ajoutons aussi un limiteur du courant défini par :

$$I_{rq}^{\lim} = I_{rq}^{\max} \text{sat}(I_{rq}) \quad (\text{III.43})$$

Pour $n=1$, l'équation diverse de commande de courant statorique quadrature peut être obtenue par :

$$S(I_{rq}) = I_{rq}^{\lim} - I_{rq} \quad (\text{III.44})$$

$$\dot{S}(I_{rq}) = \dot{I}_{rq}^{\lim} - \dot{I}_{rq} \quad (\text{III.45})$$

En substituant l'expression $\dot{I}_{rq}$ de l'équation (III.18) dans l'équation (III.45), on obtient :

$$\dot{S}(I_{rq}) = \dot{I}_{rq}^{\lim} - \left(-\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} + \frac{M}{\sigma L_r L_s} \omega_s \phi_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{rd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \right) \quad (\text{III.46})$$

La tension de référence de commande V_{rq}^{ref} est définie par :

$$V_{rq}^{ref} = V_{rq}^{eq} + V_{rq}^n \quad (\text{III.47})$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :

$$S(I_{rq}) = 0, \quad \dot{S}(I_{rq}) = 0, \quad V_{rq}^n = 0$$

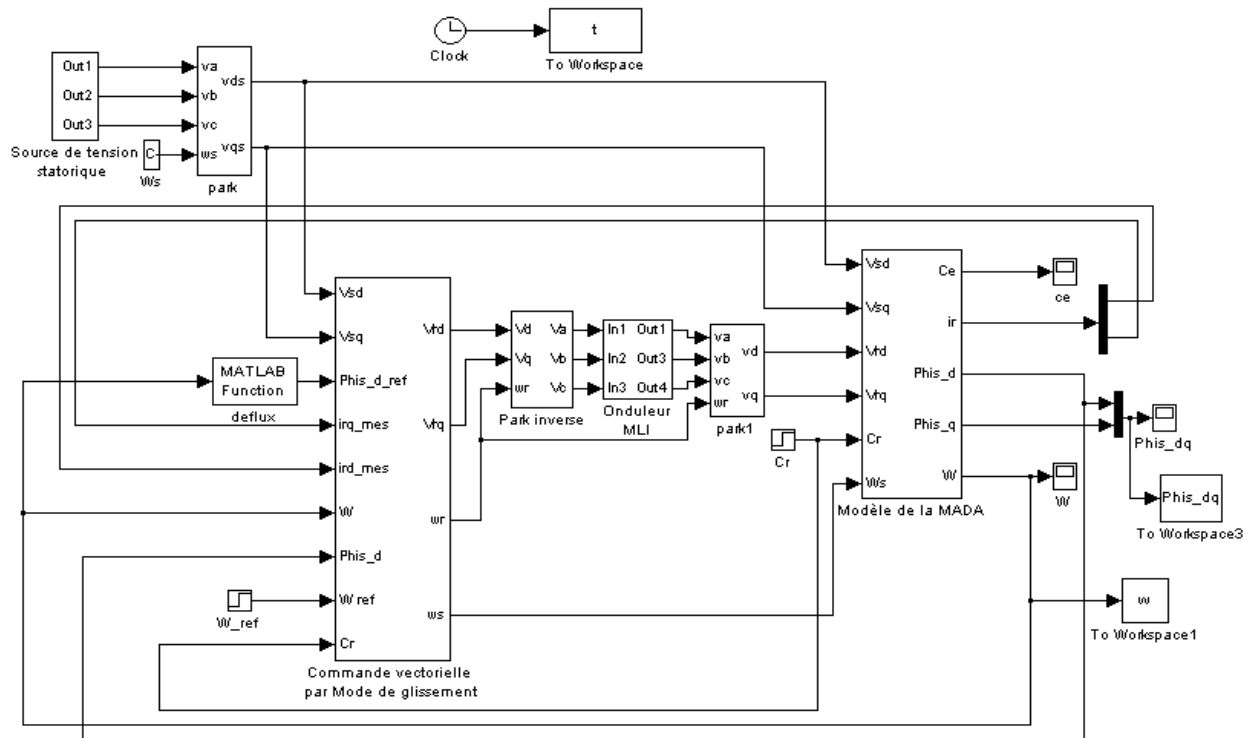


Fig.III.9 Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par mode de glissement de la MADA sous MATLAB/Simulink.

III.7 Résultats de simulation

III.7.1 Régulateurs par mode de glissement appliqués dans toutes les boucles de régulation de la MADA

On applique la commande par mode de glissement dans toutes les boucles de régulation (la boucle de la vitesse, de flux statorique et des courants rotoriques) de la MADA .

III.7.1.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge

La figure III.10 représente les résultats de simulation d'un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, puis un changement cyclique de différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suite :

Temps (Sec)	0	0.8	0.8	1.1	1.1	1.4	1.4	1.7	1.7
C_r (N.m)	0	0	5	5	3	3	-3	-3	0

D'après ces résultats, on constate que la commande par mode de glissement a une meilleure régulation (précision et stabilité) de la vitesse et même du flux statorique, car l'introduction des charges n'a aucune influence sur l'évolution (stabilité) de la vitesse et aussi du flux, ce qui montre bien la robustesse du régulateur par mode de glissement face à ces perturbations comparativement au régulateur PI classique.

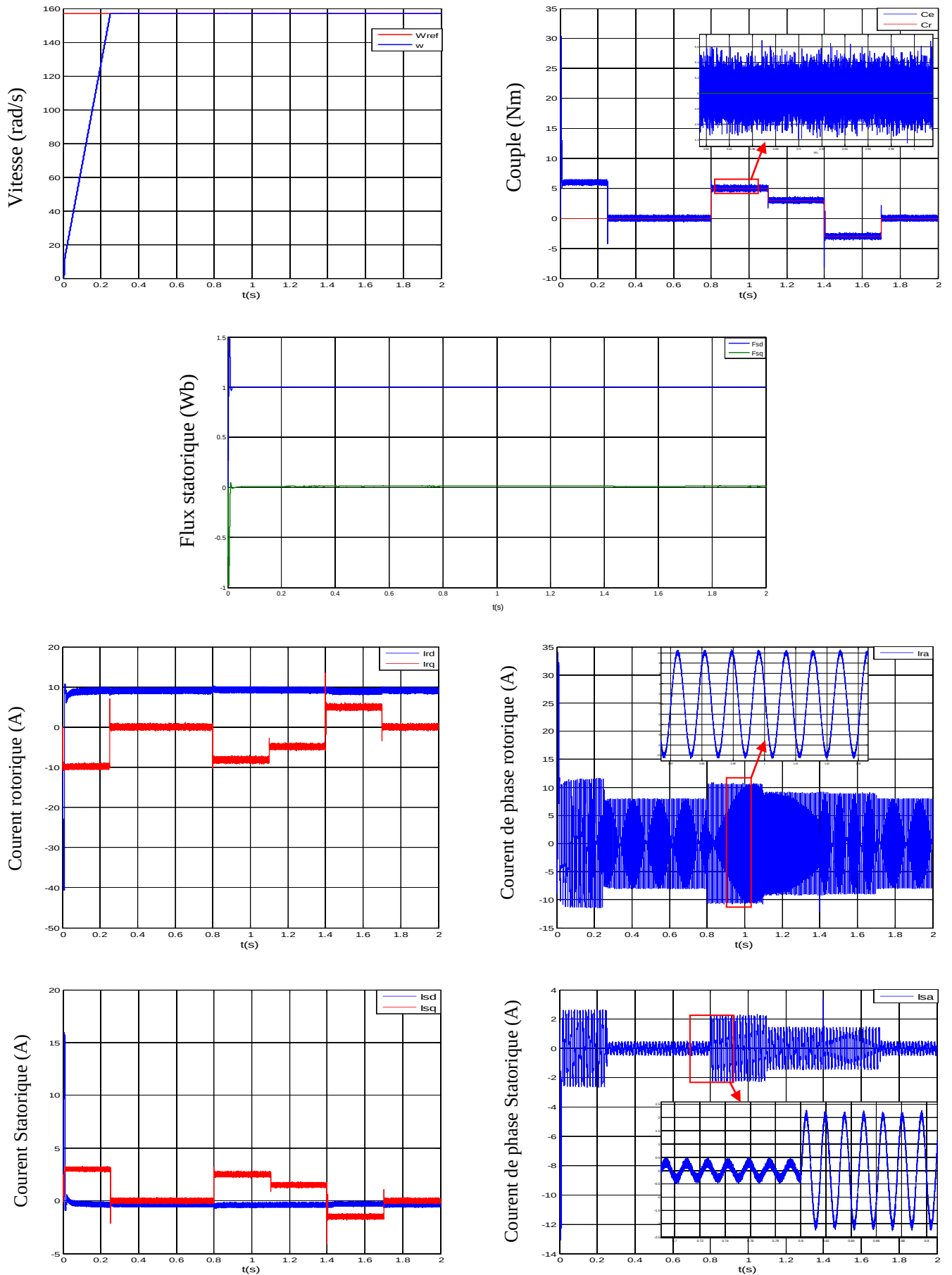


Fig.III.10 Réponses de la commande par mode de glissement(CMG) lors de démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.

III.7.1.2 Tests de robustesse

III.7.1.2.1 Inversion du sens de rotation

La figure III.11 représente l'évolution des caractéristiques du MADA avec des boucles de régulation en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par le mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de 157 à -157 rad/sec à partir de l'instant $t = 1$ s, avec un couple de charge de 5 N.m appliqué à l'instant $t = 0.6$ sec, Cette figure montre clairement que :

- Durant le régime transitoire et avant l'application de couple de charge (de $t = 0$ sec à 0.6 sec), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment (figure III.10).

Au delà de $t = 0.6$ sec, on applique un couple de charge de 5 N.m, on constate que n'a aucune influence sur l'évolution de la vitesse.

- A l'instant $t = 1$ sec la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative rapidement comparativement au régulateur IP classique au bout de $t = 0.18$ sec sans dépassement. Cela engendre, une augmentation au niveau du courant rotorique et statorique, qui se stabilise au bout de 0.18 sec,

- On peut constater l'amélioration des différentes réponses dynamiques de la machine et l'efficacité de la commande par mode de glissement.

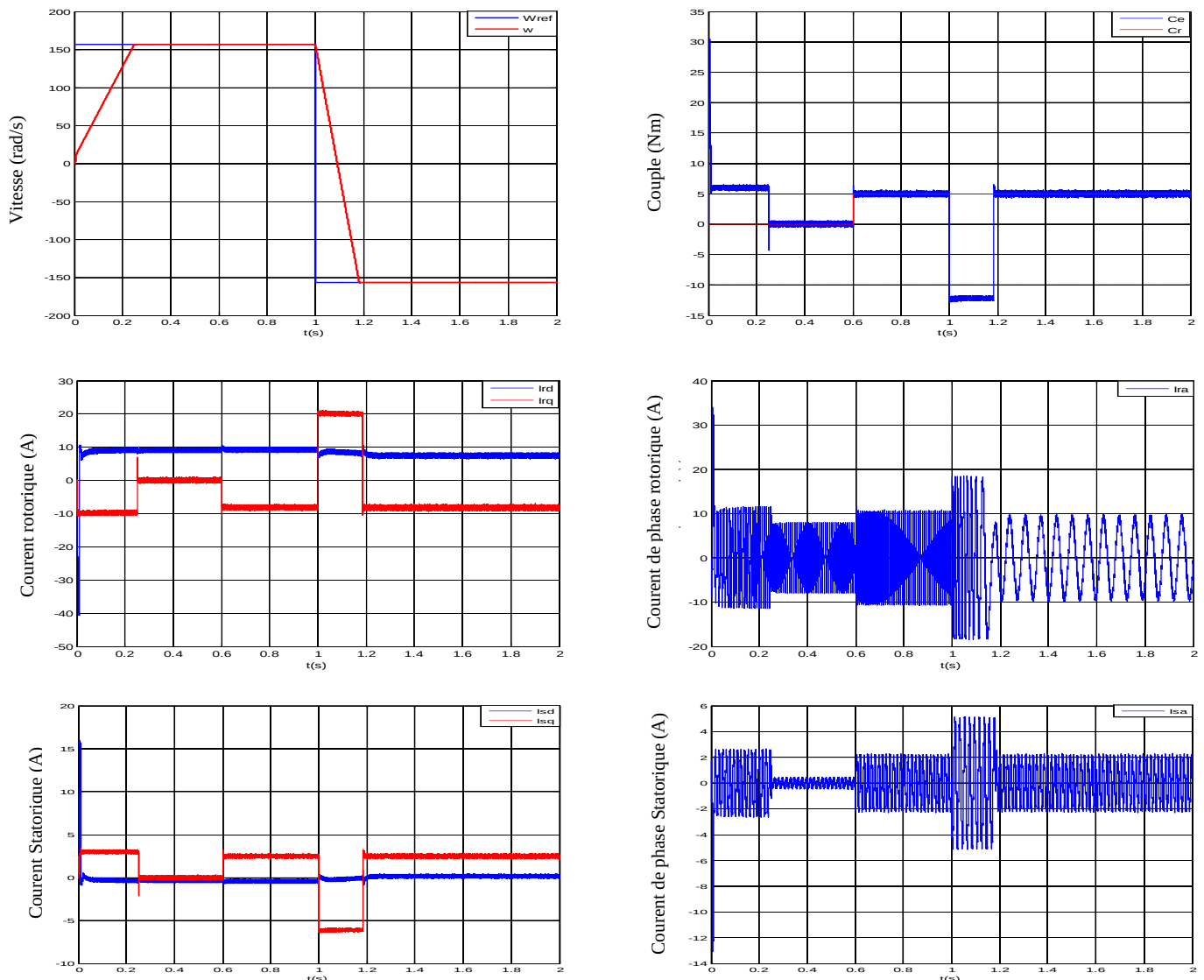


Fig.III.11 Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation.

III.7.1.2.2 Analyse de la robustesse de (CMG) lors la variation de la résistance rotorique

Dans le but de tester la robustesse de la commande par mode de glissement lors la variation paramétrique (la résistance rotorique R_r), on a refait le même travail de simulation qui a été achevé dans le cas du réglage de vitesse par le régulateur IP classique .

Ces tests sont effectués au démarrage à vide suivi de l'application d'un couple de charge de 5 N.m dans l'intervalle de $t = 0.6$ à 1.6 sec.

La figure III.12 illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statorique, pour deux valeurs de la résistance rotorique (R_r et $2 \cdot R_r$).

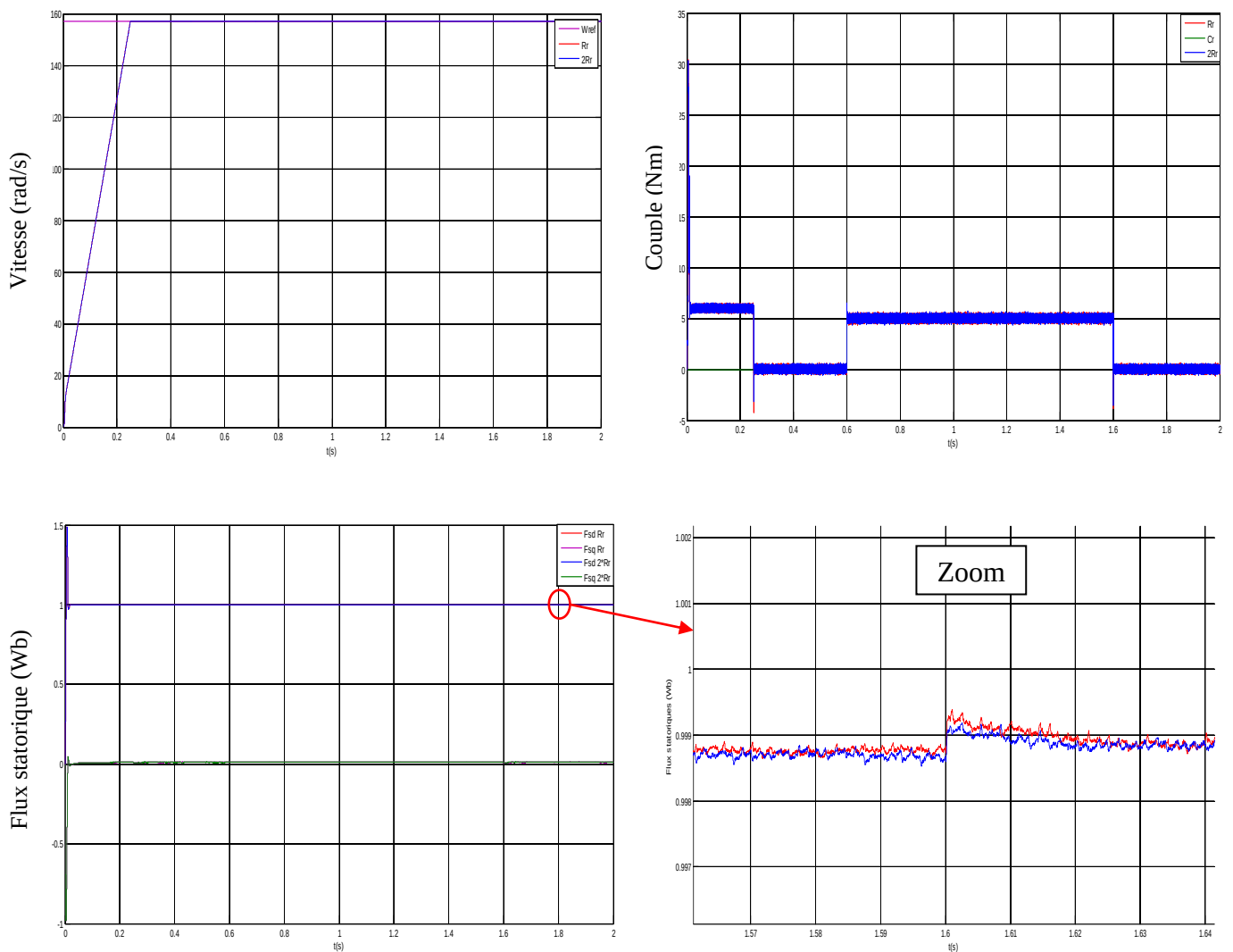


Fig. III.12 Résultats de simulation de la commande par mode de glissement(CMG) du MADA lors la variation de la résistance rotorique .

D'après les résultats obtenus, on peut constater que la variation de la résistance rotorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande par mode de glissement face à la variation de la résistance rotorique, De plus, le découplage de flux n'est pas affecté par cette variation.

III.8 Etude Comparative entre les deux types de Commande (CVD & CMG)

Dans cette partie, nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques et statiques entre les deux types de commande classique (PI dans les boucles des courants rotoriques et du flux statorique, IP dans la boucle de vitesse), et par mode de glissement utilisé dans la commande vectorielle directe à flux orienté pour la commande de vitesse du MADA. Ceci dans le but d'évaluer l'influence de la commande à choisir sur les performances dynamiques et statiques du système. Ce qui conduira a priori de prévoir les avantages et les inconvénients inhérents l'emploi de telle méthode de commande.

Donc, le but attendu est d'évaluer la méthode qui répond mieux aux exigences telle que :

- ☐ Meilleures performances statiques et dynamiques.
- ☐ Meilleures poursuites des consignes de contrôle (vitesse).
- ☐ Meilleures rejets de perturbations (couple de charge).
- ☐ Insensibilité aux variations paramétriques.
- ☐ Evolutions des courants dans les limites admissibles sans oscillations fortes sur le couple.

III.8.1 Comparaison des deux Types de Commande (CVD et CMG)

Les différents résultats des tests déjà réalisés aux chapitres II et III, sur chaque type de commande (CVD et CMG), leurs performances seront consignées dans des tableaux récapitulatifs indique par la suite, il s'agit donc :

- ☐ Du temps de réponse correspondant à la durée pendant laquelle la réponse arrive dans un intervalle de $\pm 5\%$ autour du signal de référence.
- ☐ Du dépassement correspondant à : $D\% = \frac{S_{\max} - S_f}{S_{ref}} \cdot 100$.

Avec :

$S_{\max}$: La valeur maximale de la réponse.

S_{ref} : La valeur de signal de référence.

S_f : La valeur finale de la réponse après l'établissement du régime permanent.

III.8.1.1 Notation

Les tableaux (III.1), (III.2) contiennent les notations suivantes :

t_{rv} : Temps de réponse de la vitesse.

$I_{r_max_d}$: Courant rotorique maximale (valeur absolue) correspondant au pic maximum au démarrage.

$I_{r_max_inv}$: Courant rotorique maximale (valeur absolue) correspondant au pic maximum à l'inversion de la vitesse.

$I_{s_max_d}$: Courant statorique maximale (valeur absolue) correspondant au pic maximum au démarrage.

$I_{s_max_inv}$: Courant statorique maximale (valeur absolue) correspondant au pic maximum à l'inversion de la vitesse.

$\phi_{s_max_d}$: Flux statorique maximale correspondant au pic maximum au démarrage.

$\phi_{s_max_inv}$: Flux statorique maximale correspondant au pic maximum à l'inversion de la vitesse.

Ce_{max_d} : Couple électromagnétique maximale (valeur absolue) correspondant au pic maximum au démarrage.

Ce_{max_inv} : Couple électromagnétique maximale (valeur absolue) correspondant au pic minimum à l'inversion de la vitesse.

P_{Ω} : La profondeur de la vitesse lors de l'application du couple de 5 N.m.

D_{Ω} : Le dépassement de la vitesse lors de l'application du couple de -3 N.m.

D_{Ce} : Le dépassement du couple lors de l'application du couple de 5 N.m.

ε_v : Erreur statique de la vitesse.

III.8.1.2 Comparaison au niveau de l'application du couple de charge

Les résultats de simulation de la régulation sont donnés aux chapitres II et III, les performances offertes par chaque type de commande sont regroupées dans le tableau III.1, la machine est faite démarrée à vide, suivi d'une application de différents niveaux de couple de charge qui est appliqué au MADA par les temps comme suit :

Temps (Sec)	0	0.8	0.8	1.1	1.1	1.4	1.4	1.7	1.7
C_r (N.m)	0	0	5	5	3	3	-3	-3	0

Type de commande Performance	Commande vectorielle Classique	Commande par mode de glissement
Performance du régime dynamique (transitoire) pendant le démarrage		
t_{rv} (s)	0.22	0.195
$I_{r_max_d}$ (A)	36.5	33.5
$I_{s_max_d}$ (A)	11.5	13
$\phi_{s_max_d}$ (Wb)	1	1
Ce_{max_d} (N.m)	19.64	30
Performance du régime statique (permanent)		
ε_v (%)	0.021	0.0005
Robustesse (rejet du couple de charge)		
P_{Ω} (%)	-2,86	-0.0025
D_{Ω} (%)	5,56	0.28
D_{Ce} (%)	8,92	27.2

Tab.III.1 Comparaison entre (CVD et CMG) au niveau de l'application du couple de charge.

III.8.1.3 Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse

Pour le test de l'inversion du vitesse sur la MADA, on introduit un changement de consigne de vitesse (157 rad/sec) à (-157 rad/sec), avec un couple de charge de 5N.m. Le tableau III.2 donne les performances correspondantes à chaque type de commande (CVD et CMG).

Type de commande Performance	Commande vectorielle Classique	Commande par mode de glissement
Performance du régime dynamique (transitoire) pendant l'inversion de la vitesse		
$t_{rv} (s)$	1.2714	1.1782
$I_{r_max_inv} (A)$	37.75	18.2
$I_{s_max_inv} (A)$	11	5
$\phi_{s_max_inv} (Wb)$	1.08	1.005
$Ce_{max_inv} (N.m)$	27	12.5

Tab.III.2 Comparaison entre (CVD et CMG) au niveau de l'inversion de la vitesse.

III.8. 1.4 Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique

L'insensibilité des deux techniques de commande contre les variations paramétriques est testée pour une augmentation sur la résistance rotorique, pour un fonctionnement en charge; après un démarrage à vide. Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la résistance rotorique de deux fois de la résistance nominale sont présentés dans les deux chapitres II et III.

Les réponses de la vitesse et le couple obtenues par les deux types de commandes suivent parfaitement leurs références. Le flux dans le premier type de commande dite vectorielle, présente quelque perturbation à l'instant de l'application de la charge ce qui montre que cette commande n'est pas robuste aux variations paramétriques, par contre dans la commande par le mode de glissement, on constate bien l'importance de cette commande sur le maintien de la constante du flux ce qui confirme la robustesse de cette dernière.

III.8.2 Conclusion de la comparaison des deux types de Commande

Le tableau III.3 , résume l'étude comparative des performances entre les deux types de commandes :

Type de commande Performance	Commande vectorielle (CVD)	Commande par mode de Glissement (CMG)
Rapidité	Rapide	Plus rapide
Rapidité de rejet du couple de charge	Lente	Rapide
Pour suite de vitesse	Erreur Négligeable	Erreur nulle
Régulation	Satisfaisante	Très satisfaisante
Découplage	Affecté	Réalisé
Phénomène de chattering	////	Petit
Variation de vis à-vis de Résistance rotorique (R_r)	Affectée	Robuste

Tab.III.3 Etude comparative des deux types de commande (CVD et CMG).

III.9 Conclusion

La théorie de la commande par mode glissant (CMG) et son application au moteur asynchrone à double alimentation (MADA) pour le contrôle robuste de la vitesse ont été présentée dans ce chapitre, où cette commande à une forme différente comparée à la commande vectorielle classique.

Le test effectué par l'application des différents niveaux de couple de charge sur la MADA, montrent clairement que, la robustesse de cette commande, par le test de l'inversion de la vitesse et par la variation de la résistance rotorique en pleine charge.

On peut noter que la commande par mode de glissement a montré son succès en apportant une nette amélioration des performances dynamiques de la vitesse, une insensibilité aux variations paramétriques, donc elle est plus robuste que la commande vectorielle classique, mais l'inconvénient majeur de cette commande est le problème de *chattering* causé par sa nature commutant non linéaire.

Ce problème a fait l'objet des recherches pour remédier ce phénomène de chattering de manière à réduire les fortes oscillations de l'organe fournisseur de commande.

Chapitre IV

Commande Directe du Couple optimisé par l'Algorithme Génétique (DTC-AG) de la MADA

IV.1 Introduction

Au cours des dernières décennies, la technique des entraînements électriques à vitesse variable s'est développée rapidement, en premier lieu grâce aux progrès accomplis dans l'électronique de puissance, et aux avantages techniques qu'offre une machine à courant alternatif par rapport à une machine à courant continu, tels que la robustesse de la machine et son faible coût d'achat et d'entretien. L'une des plus récentes démarches dans cette direction est la régulation directe du couple. Cette technique a été initiée durant les années quatre-vingt par TAKAHASHI et DEPENDBROCK comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsions (MLI) et sur un découplage du flux et par orientation du champ magnétique. Ces stratégies de commande directes appartiennent à la catégorie des lois de commandes en amplitude et ont été initialement conçues pour un onduleur à deux niveaux [51].

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

L'inconvénient de la régulation par les méthodes vectorielles directes et indirecte est la sensibilité du régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Dans le but d'améliorer ces performances, on appliquera une nouvelle stratégie de contrôle de la MADA, en utilisant le contrôle directe du couple DTC (Direct Torque Control) en utilise la régulateur PI simple et PI optimisé par L'algorithme Génétique AG (PI-AG) pour réduire au minimum les ondulations de couple et flux électromagnétique par conséquence la réduction le temps de réponse, qui sera l'objet du chapitre suivant.

IV.2 Principe de la commande directe du couple

La commande directe du couple "DTC" d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs du convertisseur statique d'alimentation en vue d'imposer les niveaux de couple et de flux désirés [52].

L'objectif d'une commande DTC est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur tension approprié est appliqué pour ramener la grandeur concernée à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Pour choisir le vecteur de tension, il est fondamental de connaître les règles d'évolution du couple et du module du flux statorique [53].

La suppression de l'étage MLI est la principale caractéristique dans une commande DTC. Ainsi la génération des commandes de l'onduleur se fait de façon directe sans l'intermédiaire de cet étage. Deux contrôleurs d'hystérésis pour le couple et le flux assurent la régulation séparée de ces deux grandeurs [54].

Dans une commande « DTC », il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [1] :

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

IV.3 Structure de réglage en DTC

Une des plus importantes caractéristiques du Contrôle Direct du Couple est la régulation non linéaire du flux statorique et du couple électromagnétique à structures variables ou par hystérésis. Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone le réglage du flux est impératif. En DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part car il est le plus simple à estimer, et d'autre part parce qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique. En réglant le flux statorique, on règle aussi le flux rotorique. Comme dans les autres méthodes de contrôle qui utilisent une régulation directe du flux, on impose à ce dernier une référence constante et de valeur nominale, pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale. Pour les vitesses supérieures, on impose une référence de flux qui décroît de manière inversement proportionnelle à la vitesse, ce qui correspond à un défluxage de la machine. D'autre part, la qualité du contrôle de la vitesse de rotation et/ou de la position des actionneurs modernes dépend directement de celui du couple [55].

IV.3.1 Fonctionnement et séquences de l'onduleur

Dans le plan complexe constitué des axes (α, β) , le vecteur tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_a + V_b \exp(j\frac{2\pi}{3}) + V_c \exp(j\frac{4\pi}{3}) \right] \quad (IV-1)$$

Où : V_a , V_b et V_c sont les tensions simples à la sortie de l'onduleur.

Par conséquent, en utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 [S_a + aS_b + a^2S_c] \quad (IV-2)$$

La figure (Fig.IV.1) montre la représentation dans le plan complexe des 8 positions du vecteur V_s dont deux correspondent au vecteur nul, générés par un onduleur de tension à deux niveaux.

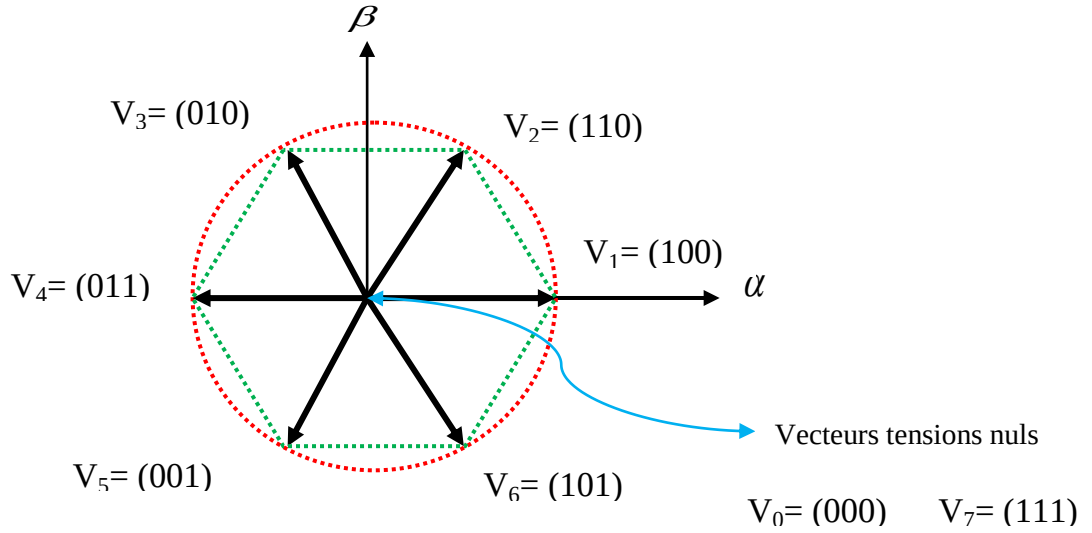


Fig.IV.1 Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.

IV.3.2 Réglage du flux statorique

L'expression de flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante [56] :

$$\overline{\phi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{IV-3})$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionné est toujours le même, d'où on peut écrire [47] :

$$\overline{\phi}_s(t) = \overline{\phi}_s(0) + \overline{V}_s t - \int_0^t R_s \overline{I}_s dt \quad (\text{IV-4})$$

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 $\overline{V}_s$ à la machine durant un temps court, $\Delta T = t_2 - t_1$, est donnée par [57] :

$$\overline{\phi}_s(t_2) \approx \overline{\phi}_s(t_1) + \overline{V}_s \Delta T \rightarrow \Delta \overline{\phi}_s = \overline{\phi}_s(t_2) - \overline{\phi}_s(t_1) \approx \overline{V}_s \Delta T \quad (\text{IV-5})$$

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 (Fig.IV.2) [58].

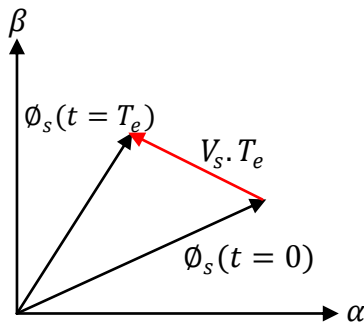


Fig.IV.2 Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.

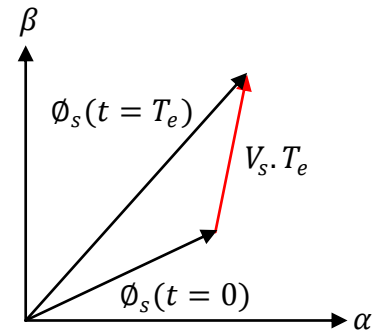


Fig.IV.3 Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.

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.2*) et (*Fig.IV.3*). 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.4*) 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 [59].

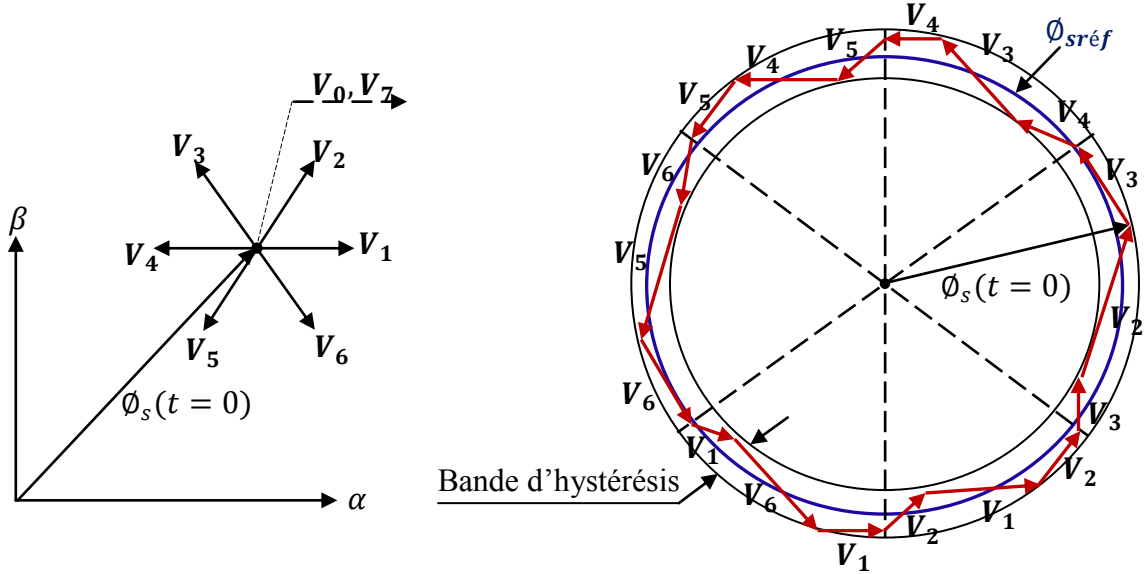


Fig.IV.4 Trajectoire du flux statorique.

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.5*) [60].

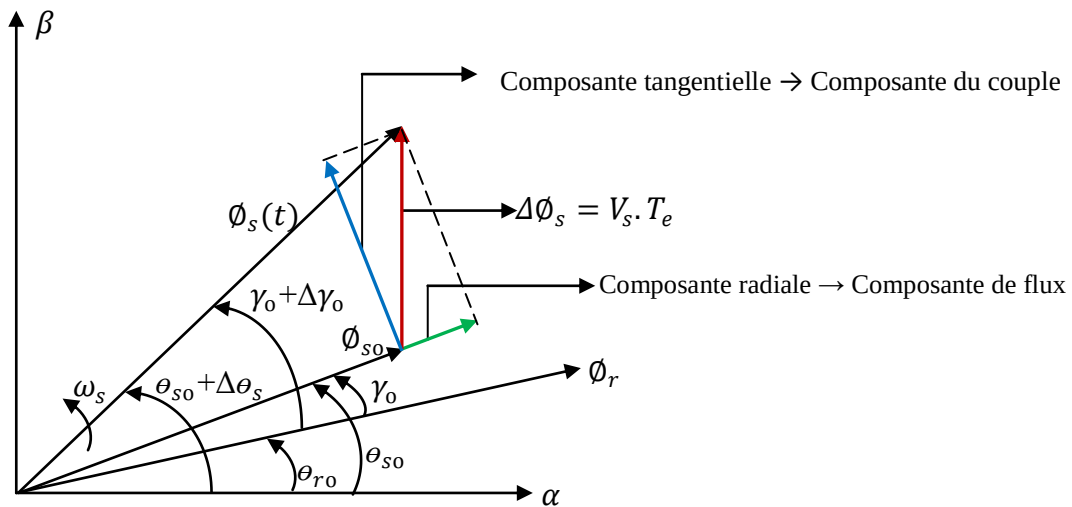


Fig.IV.5 Exemple d'évolution de l'extrémité de ϕ_s .

Effectivement, la composante tangentielle a pour effet d'accélérer (ou de ralentir) le vecteur $\overline{\phi_s}$ par rapport au vecteur flux rotorique $\overline{\phi_r}$, augmentant (ou diminuant) ainsi l'écart angulaire entre ces deux vecteurs. Ceci a pour conséquence de faire varier, dans un sens ou dans un autre, l'amplitude du couple électromagnétique à amplitude de flux statorique pratiquement constante. Il est clair que la composante radiale n'a d'effet que sur l'amplitude du flux statorique [60].

IV.3.3 Réglage du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [1], [53-61] :

$$C_{em} = K_c (\overline{\phi_s} \times \overline{\phi_r}) \quad (IV-6)$$

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

$$K_c = \frac{3 p M_{sr}}{2(\sigma \cdot L_s \cdot L_r)} \quad (IV-7)$$

$\overline{\phi_r}$: est le vecteur de flux rotorique.

$\overline{\phi_s}$: est le vecteur de flux statorique.

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

$$\begin{cases} \overline{\phi_s} = [\phi_s, \theta_s] = \phi_s \cdot e^{j\theta_s} \\ \overline{\phi_r} = [\phi_r, \theta_r] = \phi_r \cdot e^{j\theta_r} \end{cases} \quad (IV-8)$$

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

$$\begin{cases} \|\phi_s\| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\ \angle \theta_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (IV-9)$$

Le couple peut être exprimé de la manière suivante :

$$C_{em} = K_c \|\overline{\phi_s}\| \|\overline{\phi_r}\| \sin(\gamma_o) \quad (IV-10)$$

$$\text{Avec :} \quad \gamma_o = \theta_{so} - \theta_{ro} \quad (IV-11)$$

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-10) devient :

$$C_{em} = K_c \phi_{sref} \cdot \phi_r \sin(\gamma) \quad (IV-12)$$

Lorsque le flux est établi dans la machine on peut considérer, en négligeant les ondulations dues au découpage du convertisseur par rapport aux termes fondamentaux, que les modules des vecteurs flux statorique et rotorique sont approximativement constants [61]. L'équation (IV-12) 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.6).

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.6), 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 [61].

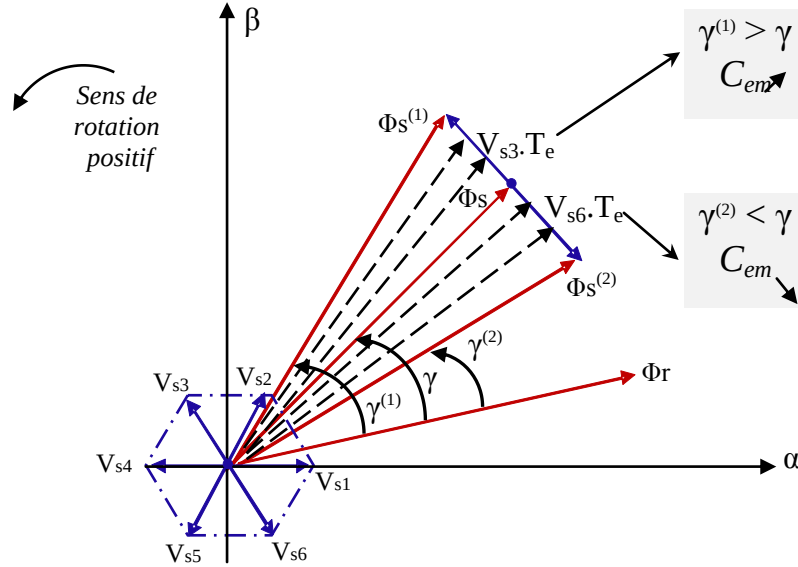


Fig.IV.6 Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension.

IV.3.4 Cas particulier : Application d'un vecteur tension nul

Quand le terme résistif peut être négligé, c'est-à-dire pour les fonctionnements à vitesse élevée, l'application du vecteur nul a pour effet de stopper la rotation du vecteur flux statorique. Toutefois, le flux rotorique poursuit son évolution soumise à la constante de temps rotorique et tend à rattraper le flux statorique. Ainsi l'angle γ qui existe entre le flux statorique et le flux rotorique va diminuer et le couple électromagnétique diminue lentement [59] (Fig.IV.7).

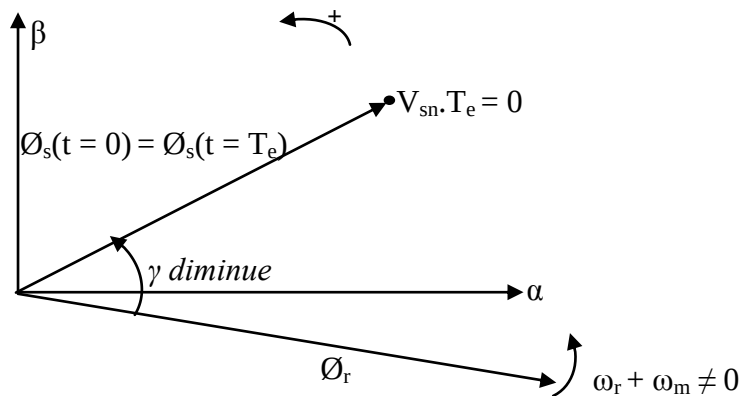


Fig.IV.7 Application d'un vecteur nul avec négligence du terme résistif.

IV.3.5 Choix du vecteur tension

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela le vecteur tension doit toujours être perpendiculaire au vecteur du flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée [51-53],[56],[60].

Le choix du vecteur tension $\bar{V}_s$ dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\bar{\phi}_s$, de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [53-56].

On décompose généralement le plan d'évolution du vecteur $\bar{\phi}_s$ en six secteurs (numérotés de 1 à 6) symétriques par rapport aux directions des six vecteurs tension non nuls de l'onduleur (Fig.IV.8). Lorsque $\bar{\phi}_s$ se trouve dans une zone d'indice i , les deux vecteurs tension $\bar{V}_i$ et $\bar{V}_{i+3}$ ont la composante de flux la plus importante (composante radiale). Cependant leurs composantes respectives de couple (composante transversale) ne sont pas très significatives [52-54],[57]. 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 [56-59]:

- Si $\bar{V}_{i+1}$ est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si $\bar{V}_{i+2}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si $\bar{V}_{i-1}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si $\bar{V}_{i-2}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- Si $\bar{V}_0$ ou $\bar{V}_7$ est sélectionné 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 .

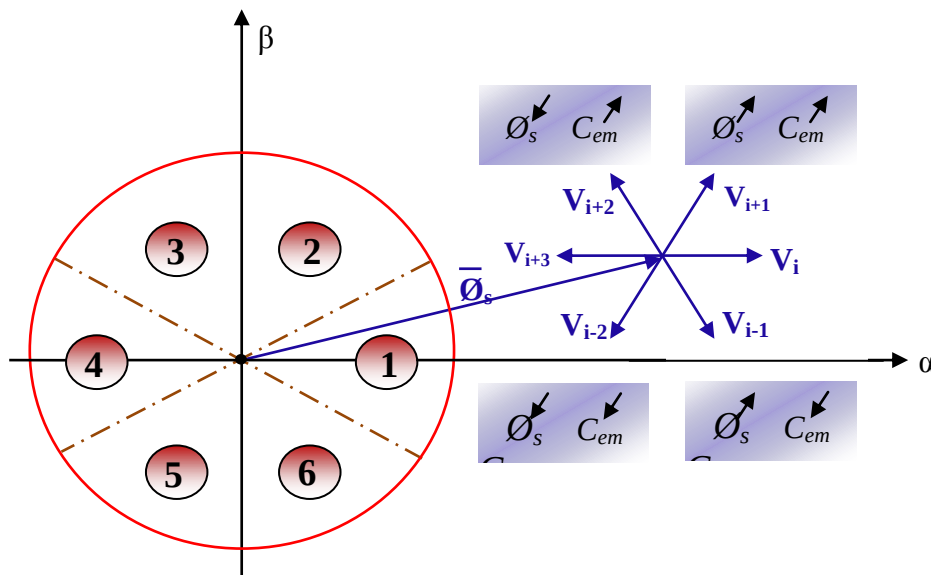


Fig.IV.8 Choix du vecteur tension.

En effet, au début de la zone i , les vecteurs $\bar{V}_{i+1}$ et $\bar{V}_{i-2}$ sont perpendiculaires à $\bar{\phi}_s$, d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\bar{\phi}_s$, alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse. Tandis qu'aux vecteurs $\bar{V}_{i-1}$ et $\bar{V}_{i+2}$, il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\phi}_s$ au début de la zone i , alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire [52-53].

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 génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de $\bar{\phi}_s$ dans la zone [55].

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et de flux, estimé par apport 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.

IV.3.6 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 [53-54]:

$$\bar{\phi}_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (IV-13)$$

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

$$\bar{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (IV-14)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (IV-15)$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (IV-16)$$

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.

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (IV-17)$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (IV-18)$$

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 :

$$\overline{V_s} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (IV-19)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (IV-20)$$

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

$$\alpha_s = \arctg \frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}} \quad (IV-21)$$

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 vitesses moyenne et haute où la chute de tension ohmique devient négligeable. Cependant, pour les basses vitesses, la résistance statorique devient un paramètre prépondérant, et des problèmes de dérive et d'instabilité de l'intégrale (IV.16) peuvent surgir [57],[60].

IV.3.7 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut se mettre sous la forme suivante [55-58],[60] :

$$C_{em} = p \cdot (\phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (IV-22)$$

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.4 Elaboration des contrôleurs de flux et du couple

IV.4.1 Elaboration du contrôleur 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 [58-59].

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 :

$$\varepsilon_f = \phi_{sref} - \hat{\phi}_s \quad (IV-23)$$

On place un contrôleur à hystérésis à deux états pour maintenir l'erreur dans une bande d'hystérésis de largeur $2\Delta\phi_s$ comme présentée la Figure IV.9.

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 [62].

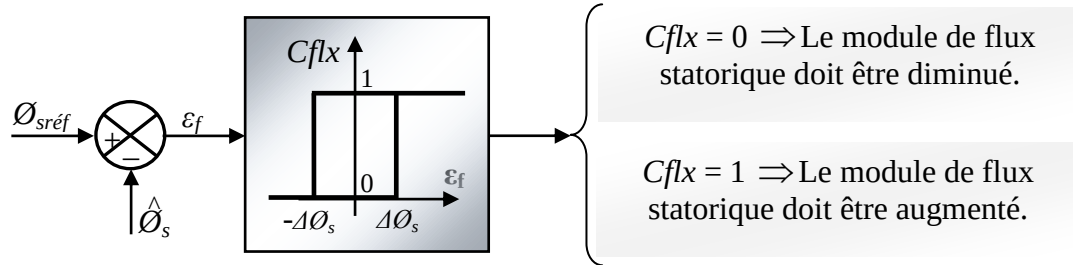


Fig.IV.9 Contrôle à hystérésis à deux niveaux.

IV.4.2 Elaboration du contrôleur 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 trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux statorique (Fig.IV.9), 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 de croiser deux phases de la machine. Cependant, le contrôleur à trois niveaux 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.10) montre ce type de correcteur [58],[60-63].

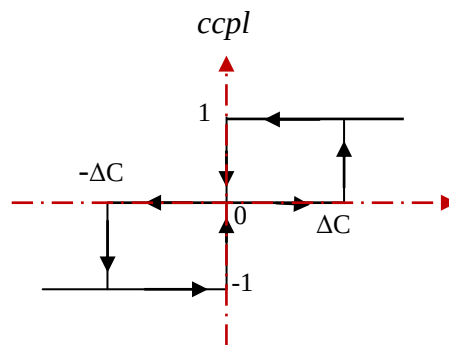


Fig.IV.10 Correcteur du couple à trois niveaux.

IV.5 Elaboration de la table de commutation

La table de commutation de la structure de contrôle permet de sélectionner le vecteur tension approprié à chaque instant d'échantillonnage en fonction de l'état des comparateurs de flux ($Cflx$)

et de couple (C_{cpl}) 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 $R_s \overline{I_s}$.

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

	Augmentation	Diminution
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}

Tab.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

Tab.IV.2 Table de commande 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

Tab.IV.3 Table de commande du couple.

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la

décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actifs et la deuxième avec vecteurs tension nuls :

IV.5. 1 Table de commutation avec les vecteurs tension actifs

Dans ce cas on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse, comme on vu précédemment.

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
	$C_{cpl}=0$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	Niveaux
	$C_{cpl}=-1$	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
	$C_{cpl}=0$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	Niveaux
	$C_{cpl}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

Tab.IV.4 Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tension non nuls.

IV.5. 2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension nuls

L'action de vecteur nul ou des vecteurs radiaux pour la variation du couple, est assez semblable. Mais leur influence sur la variation du flux est différente car l'application du vecteur nul affecte légèrement le module de flux alors que le vecteur radiale l'affecte fortement. Par conséquent, pour garder le flux $\overline{\phi}_s$ dans la bande de contrôleur à hystérésis un nombre de commutation est exigé. Pour limiter le nombre de commutation il devrait être opportun d'utiliser un vecteur nul. De l'autre coté, à basse vitesse le système de contrôle sélectionnant un vecteur nul durant un temps considérable implique une diminution indésirable du flux (l'influence de la chute de tension $R_s \cdot \overline{I}_s$)

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
	$C_{cpl}=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	Niveaux
	$C_{cpl}=-1$	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
	$C_{cpl}=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	Niveaux
	$C_{cpl}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

Tab.IV.5 Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tension nuls.

IV.6 Avantages de la commande directe du couple

Plusieurs avantages de la commande DTC, par rapport les commandes conventionnelles basées sur l'orientation de flux, on peut résumer aux points suivants [1],[54]:

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator .
- Utilise un modèle simplifié de la machine .
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI) .
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle .
- Elle exige deux comparateurs à hystérésis, tandis dans la commande vectorielle exige 4 régulateurs PI et un modulateur de PWM .
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux est nécessaire .
- La réponse dynamique du couple est très rapide .
- Robustesse lors les variations paramétriques .

IV.7 Inconvénients de la commande directe du couple

Malgré les avantages cités précédemment, la commande directe du couple possède plusieurs inconvénients on peut résumer aux points suivants [62-65] :

- Fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des comparateurs à hystérésis).
- L'existence des oscillations au niveau du couple.
- Distorsion du courant et de flux, à cause du changement de position de flux statorique dans le secteur.
- Fréquence de commutation basse à cause du temps de calcul réduit.

IV.8 Comparaison entre les deux commande (DTC et FOC)

Le tableau IV.6 résume les principales différences entre la commande directe du couple (DTC) et la commande par orientation de flux (FOC) [57-60] :

	<i>Type de commande</i>	
	<i>FOC</i>	<i>DTC</i>
Dynamique	Elevée	Elevée
Robustesse	Robuste	Robuste
Commande rapprochée	Nécessite un MLI	Pas de MLI
Découplage	Nécessite d'orientation	Naturelle
Comportement à basse vitesse	Bon	Médiocre
Réponse du couple	Bonne	Excellente
précision	Bonne	Moyenne
Fréquence de commutation	Constante	Variable
Fréquence d'échantillonnage	Basses	Elevées

Tab.IV.6 principales différences entre les deux commande (DTC et FOC).

IV.9 Application de la commande DTC sur la MADA

IV.9.1 Modèle de MADA en vue à la DTC

Le modèle mathématique pour la partie électrique est écrit comme un ensemble d'équations de l'état suivant:

* *Equations Electriques :*

$$\frac{dX}{dt} = \dot{X} = AX + BU \quad (IV-24)$$

Avec:

$$X = \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \\ \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad U = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{1-\delta}{\delta M} & 0 & \frac{1}{L_r \delta} & 0 \\ 0 & -\frac{1-\delta}{\delta M} & 0 & \frac{1}{L_r \delta} \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s' \delta} & \omega_r & \frac{1-\delta}{\delta M T_s} & \frac{1-\delta}{\delta M} \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{1}{T_s' \delta} & -\frac{1-\delta}{\delta M} \omega_r & \frac{1-\delta}{\delta M T_s} \\ \frac{M}{T_s} & 0 & -\frac{1}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_s} & 0 & -\frac{1}{T_s} \end{bmatrix}$$

* *Les équations représentant le mouvement mécanique sont données par :*

$$C_{em} = \frac{3pM}{2L_s} (\Phi_{s\alpha} I_{r\beta} - \Phi_{s\beta} I_{r\alpha}) \quad (IV-25)$$

$$C_{em} - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \quad (IV-26)$$

La structure du contrôle direct du couple pour une machine asynchrone à double alimentation est représentée sur la figure (Fig.IV.11).

Dans ce système, les valeurs instantanées du flux et du couple peuvent être estimées à partir des tensions et courants statoriques.

IV.9.2 Schéma de la commande directe du couple de la MADA

La structure détaillée de la commande directe du couple DTC de la MADA est présentée à la figure IV.11. La structure est nettement simplifiée comparativement à la commande vectorielle puisqu'une seule transformation de référentiel est nécessaire, les boucles de régulation proportionnelle et intégrale (PI) ont été remplacées par des régulateurs à hystérésis et aucun découplage par compensation n'est nécessaire.

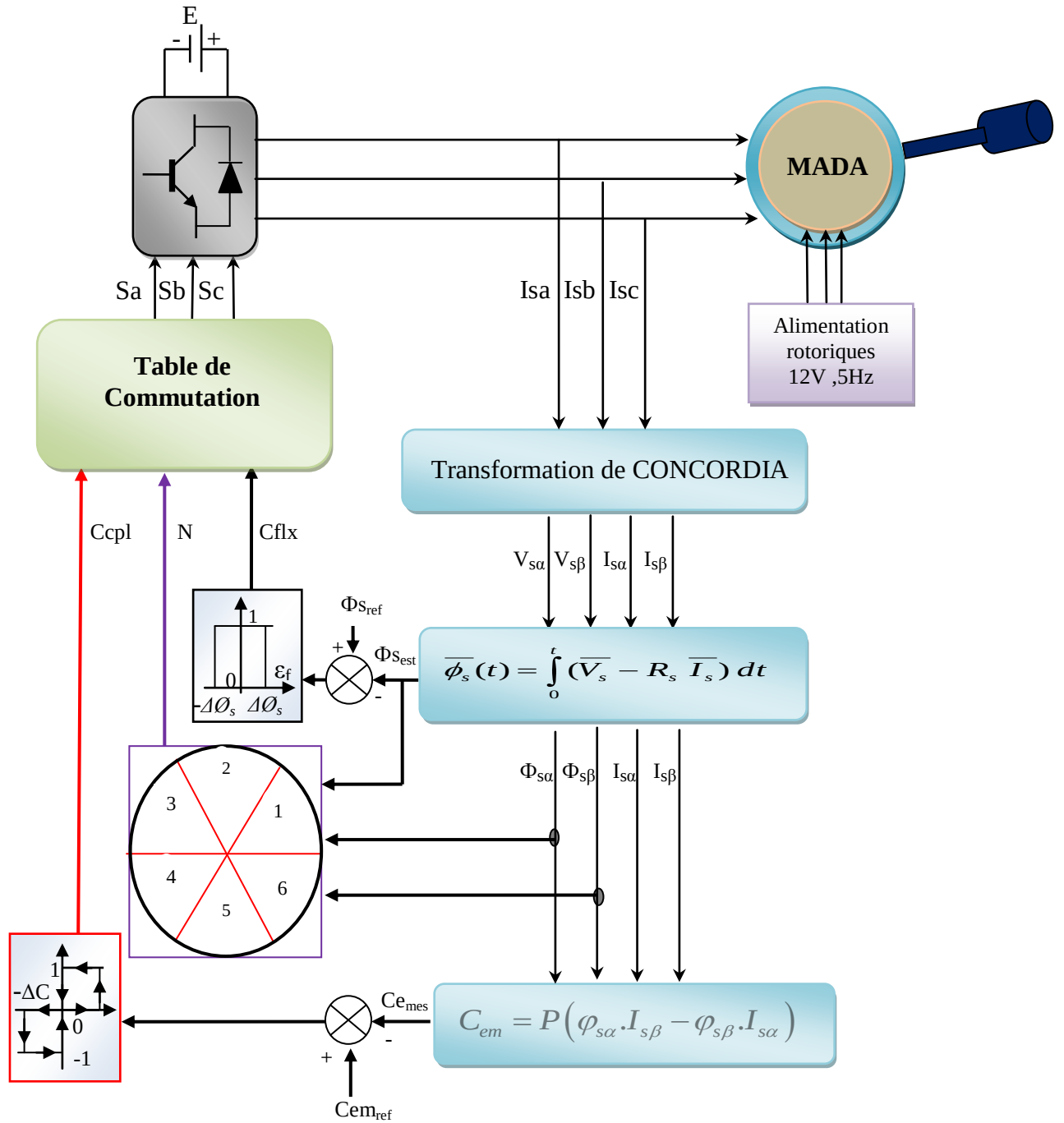


Fig.IV.11 Structure générale de la commande directe du couple 'DTC' d'une MADA.

Afin d'optimiser des gains, K_P et K_I , du régulateur PI qui est utilisé dans la commande DTC de la MADA pour but d'améliorer les performances de la commande par l'amélioration du temps de réponse, réduction des oscillations de flux et de couple électromagnétique, nous allons appliquer dans le prochain parti une Algorithme métaheuristique qui s'appelle **L'Algorithme Génétique**.

IV.10 Optimisation des gains de Régulateur PI par l'Algorithme Génétique

IV.10.1 Définition d'un algorithme génétique

Les Algorithmes Génétiques (AGs) sont des techniques de recherche robustes. Ils représentent une famille assez riche et très intéressante d'algorithmes stochastiques d'optimisation qui sont fondés sur les mécanismes de la sélection naturelle et de la génétique. Le principe de ces algorithmes est de procéder par une recherche stochastique sur un espace important et à travers une population de pseudo-solutions [66,67]. La robustesse est l'une des caractéristiques principales des algorithmes génétiques ; ils permettent de fournir une ou plusieurs solutions de «bonne» qualité (pas nécessairement optimales, mais suffisantes en pratique) à des problèmes très variés, en sollicitant un investissement (temps et puissance de calcul) assez faible [68]. Les algorithmes génétiques recherchent aléatoirement la solution globale (extrema d'une fonction) sous un espace de données (pool génétique) par l'optimisation d'une fonction appelée fonction de coût, d'adaptation ou d'adéquation, ou encore fonction objective (*fitness*). Ils sont donc formulés à maximiser ou à minimiser cette fonction [69].

En effet, une grande partie de fonctionnement de l'AG est basée sur le hasard. Bien qu'ils utilisent le hasard, les AGs ne sont pas purement aléatoires. Ils exploitent efficacement l'information obtenue précédemment pour spéculer sur la position de nouveaux points à explorer, avec l'espoir d'améliorer la performance [70].

Le choix des AGs parmi d'autres méthodes se justifie en fonction des propriétés suivantes [68-69],[71-72]:

- Les AGs utilisent un codage des paramètres et non les paramètres eux-mêmes ;
- Les AGs travaillent sur une population de points, au lieu d'un point unique ;
- Les AGs n'utilisent que les valeurs de la fonction étudiée, pas sa dérivée ou une autre connaissance auxiliaire ;
- Les AGs possèdent l'habilité de traiter des problèmes complexes et variés ;
- Les algorithmes génétiques ne sont pas déterministes, ils utilisent des règles de transition probabilistes.

IV.10.2 Bref historique de l'Algorithme Génétique

Les premiers travaux sur les algorithmes génétiques ont commencé dans les années cinquante lorsque plusieurs biologistes américains ont simulé des structures biologiques sur ordinateur [73]. Puis en 1960, le professeur Holland, ses collègues et ses étudiants sur la base des travaux précédents ont développé à l'université de Michigan ces algorithmes. Leurs recherches avaient deux objectifs principaux ; le premier est de mettre en évidence et expliquer rigoureusement les processus d'adaptation des systèmes naturels ; le deuxième est de concevoir des systèmes artificiels (en l'occurrence des logiciels) qui possèdent les propriétés importantes des systèmes naturels [71-75].

En 1966, la théorie de la programmation évolutionnaire a été introduite par Fogel. Ensuite, Holland continue ses recherches et introduit en 1975 le premier modèle formel des algorithmes génétiques (*the canonical genetic algorithm AGC*) dans son livre *Adaptation in Natural and Artificial Systems*. Ce modèle servira de base aux recherches ultérieures [76].

L'application des algorithmes génétiques aux problèmes d'optimisation a été formalisée par *Goldberg* en 1989. L'apparition de son ouvrage permet de décrire l'utilisation de ces algorithmes dans le cadre de résolution des problèmes d'optimisation [71],[77].

IV.10.3 Principes généraux

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation s'appuyant sur des techniques dérivées de la génétique et de l'évolution naturelle : sélection, croisements, mutations, ...etc. Un algorithme génétique recherche le ou les extrema d'une fonction définie sur un espace de données. Pour atteindre cet objectif, l'algorithme travaille en parallèle sur une population de points candidats appelés *Individus* ou *Chromosomes*. Chaque individu est constitué d'un ensemble d'éléments appelés *Gènes* qui sera représenté dans un cas simple par un bit (0 ou 1), donc un chromosome par une chaîne de bits. Chaque gène représente une partie élémentaire du problème, il peut être assimilé à une variable et peut prendre des valeurs différentes appelées *allèles*. La position du gène dans le chromosome se nomme *locus*. En général, pour un algorithme génétique, on doit disposer des éléments suivants [69],[73-79] :

- Un principe de codage de l'élément de population : Cette étape associe à chacun des points de l'espace d'état une structure de données. Elle se place généralement après une phase de modélisation mathématique du problème traité. La qualité du codage des données conditionne le succès des algorithmes génétiques. Le codage binaire a été très utilisé à l'origine. Le codage réel est désormais largement utilisé, notamment dans les domaines applicatifs pour l'optimisation de problèmes à variables réelles ;
- Un mécanisme de génération de la population initiale : Ce mécanisme doit être capable de produire une population d'individus non homogène qui servira de base pour les générations futures. Le choix de la population initiale est important car elle servira de base pour les générations futures. Dans le cas où l'on ne connaît rien du problème à résoudre, il est essentiel que la population initiale soit répartie sur tout le domaine de recherche ;
- Une fonction à optimiser pour mesurer la force de chaque chromosome ;
- Des opérateurs permettant de diversifier la population au cours des générations et d'explorer l'espace d'état : L'opérateur de croisement recompose les gènes d'individus existant dans la population, l'opérateur de mutation a pour but de garantir l'exploration de l'espace d'états ;
- Des paramètres de dimensionnement : taille de la population, nombre de générations, critères d'arrêt et probabilité d'application des opérateurs génétiques.

IV.10.4 Fonctionnement d'un Algorithme Génétique

Un algorithme génétique fonctionne typiquement à travers un cycle simple de quatre étapes [77] , [80-82] :

- Une représentation génétique ou chromatique d'une solution au problème ;
- Création d'une population de chromosomes ;
- Evaluation de chaque chromosome selon une fonction d'adaptation basée sur les performances souhaitables ;
- Sélection des meilleurs chromosomes ;

- Manipulation génétique, en utilisant des opérateurs génétiques pour créer une nouvelle population de chromosomes.

La figure IV.12 illustre le cycle génétique de fonctionnement d'un algorithme génétique :

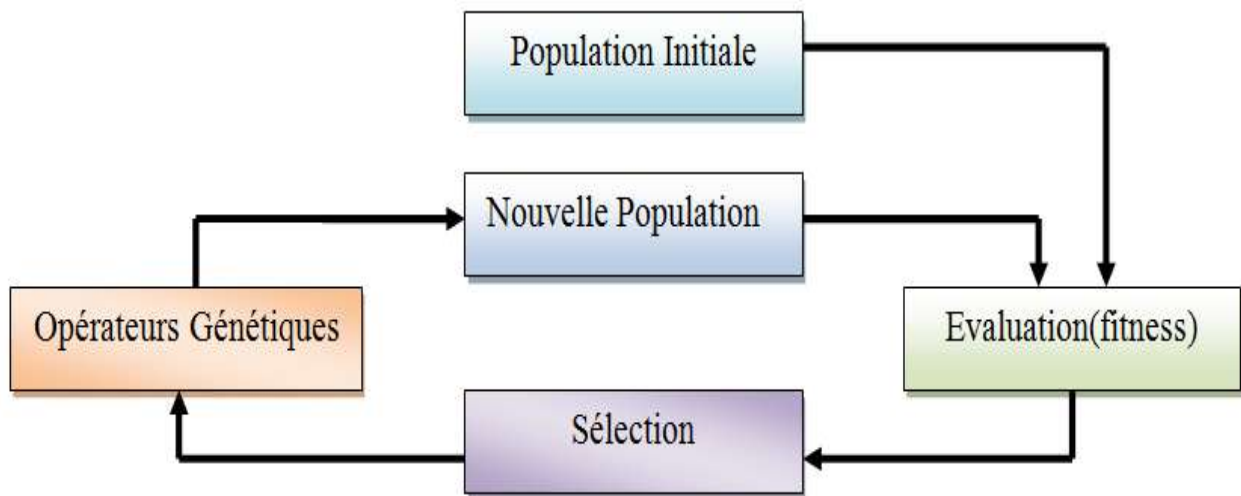


Fig. IV.12 Cycle génétique.

Le cycle décrit par la figure (IV.12) est inspiré de la terminologie génétique. Les AGs fonctionnent avec une population regroupant un ensemble d'individus. Cette population est créée aléatoirement ou à partir d'une connaissance précédente concernant le problème à étudier. Chaque chromosome est constitué d'un ensemble de *gènes*. Pour chaque individu, on attribue une valeur calculée par une fonction appelée fonction d'adaptation ou *fitness*, c'est l'étape de l'évaluation. Ceci permet de sélectionner les chromosomes les plus adaptés. Ces chromosomes appelés "*parents*" sont soumis à des opérations génétiques (croisement, mutation) pour la production d'autres chromosomes appelés "*enfants*" constituant la nouvelle génération. Les étapes de l'AG sont répétées durant t cycles, l'arrêt de l'algorithme est fixé d'après un *critère d'arrêt* [72],[77].

IV.10.5 Opérateurs et Paramètres de l'Algorithme Génétique

Dans cette section on va présenter avec plus de détails les différents opérateurs et paramètres d'un algorithme génétique à savoir, le codage, l'évaluation, la sélection, le croisement et la mutation.

IV.10.5.1 Codage des chromosomes

La première étape de la conception d'un algorithme génétique est de coder (représenter) les solutions sous forme de chromosomes. En adoptant la terminologie de la génétique naturelle, une solution potentielle du problème (ou individu) est codée sous forme d'un chromosome qui est une chaîne de gènes ou bits [83]. Le codage est une modélisation d'une solution d'un problème donné. Cette modélisation s'effectue par plusieurs méthodes.

Dans l'algorithme génétique de base fondé par Holland, un chromosome était représenté sous forme de chaînes de bits contenant toute l'information nécessaire à la description d'un point dans l'espace, ce qui permettait des opérateurs de mutation et de croisement simples. Les gènes sont formés de 1 et 0. Dans ce cas, chaque valeur réelle (paramètre à optimisé) est codé par son

équivalent en binaire. Ce type de codage est appelé le *Codage binaire*. Il est assez simple à implémenter et les opérateurs de mutation et de croisement sont facilement construits, mais son utilisation nécessite un mécanisme de décodage. Ceci est l'inconvénient majeur de ce type de codage [76],[84]. De nouvelles versions d'algorithme génétique apparues. Elles ne se basent plus sur le codage binaire mais elles travaillent directement sur les paramètres réels, on parle donc de *Codage réel*. Ce type de codage permet d'augmenter l'efficacité de l'algorithme génétique et d'accélérer la recherche d'une part et offre d'autre part l'avantage d'éviter des opérations de décodage supplémentaires et de rendre plus facile le couplage avec d'autres méthodes d'optimisation [77-79].

IV.10.5.2 Initialisation de la population

Une fois le codage choisi, une population initiale formée de solutions admissibles du problème doit être déterminée. Une population est un ensemble d'individus représentant chacun une solution possible du problème donné. Le choix de la population initiale d'individus peut conditionner fortement la rapidité de l'algorithme. Si la position de l'optimum dans l'espace d'états est totalement inconnue, il est naturel de générer aléatoirement des individus en faisant des tirages uniformes dans chacun des domaines associés aux composantes de l'espace d'états. Si par contre, des informations a priori sur le problème sont disponibles, il paraît naturel de générer les individus dans un sous-domaine particulier afin d'accélérer la convergence [68],[77-79],[84]. La représentation de la population notée *Pop* est la suivante [72] :

$$Pop = (C_1, C_2, C_3, \dots, C_i, \dots, C_T)$$

Où C_i représente le $i^{ème}$ chromosome dans la population, T est le nombre de chromosomes ou la taille de la population.

IV.10.5.3 Fonction d'adaptation

La fonction d'adaptation a pour but d'orienter l'ensemble de la recherche génétique vers la "meilleure" solution. Elle permet de mesurer et d'évaluer les performances et la capacité d'un individu à survivre. Le résultat fourni par la fonction d'évaluation va permettre de sélectionner ou de refuser un individu pour ne garder que les individus ayant le meilleur coût en fonction de la population courante [66],[76-77],[85].

IV.10.5.4 Evaluation

Une fois que la population initiale est créée, l'algorithme génétique évalue cette population d'individus qui forme la génération courante qu'on appelle (G_t). Les individus les plus forts, au sens des critères de la fonction d'adaptation, auront théoriquement plus de descendants, que les autres individus, dans la génération qui suit, donc (G_{t+1}). Dans la transposition mathématique du problème, l'AG évalue la fonction d'adéquation, pour chaque individu de la population courante $P(G_t)$. Suivant les critères de l'optimisation, un classement entre individus sera effectué et les meilleurs, qui répondent le mieux aux critères de la fonction d'adéquation, auront une probabilité de reproduction plus importante que les autres. C'est cette information qui guidera l'AG vers les meilleurs individus [79],[86].

IV.10.5.5 Sélection

Après l'étape d'évaluation, une nouvelle population est créée de la génération courante. L'opération de la sélection détermine quels parents participent à produire la progéniture pour la

prochaine génération [87]. La sélection permet d'identifier statistiquement les meilleurs individus d'une population et d'éliminer les mauvais. La sélection est un procédé par lequel chaque chaîne de la génération présente (population à l'instant t) est copiée avec une probabilité qui dépend des valeurs de la fonction à optimiser pour former une génération intermédiaire et s'y reproduire [83]. Copier des chaînes en fonction des valeurs de leurs fonctions d'adaptation revient à donner aux chaînes dont la valeur est plus grande une probabilité plus élevée de contribuer à la génération suivante [71]. Cet opérateur est peut-être le plus important puisqu'il permet aux individus d'une population de survivre, de se reproduire ou de mourir. En règle générale, la probabilité de survie d'un individu sera directement liée à son efficacité relative au sein de la population [68],[70], [88-89].

On trouve dans la littérature un nombre important de principes de sélection plus ou moins adaptés aux problèmes qu'ils traitent. Les trois principes de sélection suivants ont retenu notre attention :

IV.10.5.5.1 Sélection par la roulette

C'est la méthode la plus utilisée et la plus facile. Elle est appelée aussi sélection par *Roue de la fortune*. Pour chaque individu, la probabilité d'être sélectionné est proportionnelle à son adaptation au problème. Cette roue est une roue de la fortune classique sur laquelle chaque individu est représenté par une portion proportionnelle à son adaptation. On effectue ensuite un tirage au sort homogène sur cette roue.

Les parents sont sélectionnés en fonction de leur performance. Meilleur est le résultat donné par un individu, plus grandes sont ses chances d'être sélectionné. Il faut imaginer une sorte de roulette de casino sur laquelle sont placés tous les individus de la population, la place accordée à chacun des individus étant en relation avec sa valeur d'adaptation. Cette roulette est représentée par la figure suivante [76],[88],[90] :

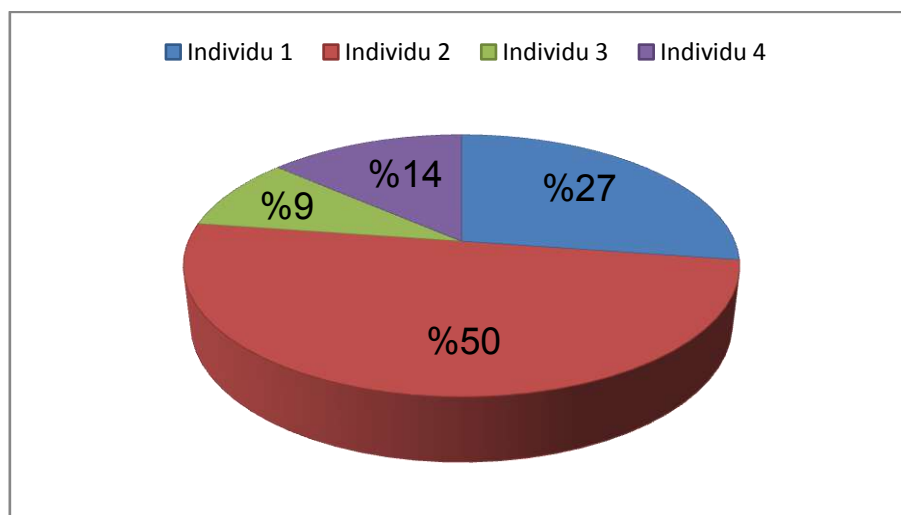


Fig. IV.13 Exemple de sélection par la roulette.

Selon cette figure, la population est constituée de quatre individus, l'individu 2 et 1 ont plus de chance pour être sélectionnés à cause de leurs performances. En effet, pour sélectionner à l'aide de la roulette, on fait tourner cette dernière N fois (taille de la population) de la façon suivante [79] : A chaque fois, on génère aléatoirement un nombre r dans l'intervalle $[0, 1]$. Ensuite, on compare ces nombres aux probabilités cumulatives q_j , tel que :

$$q_j = P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_j \quad (IV-27)$$

Où : $P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_j$ sont les probabilités de sélection de chaque individu. Cette probabilité est calculée d'après la relation suivante [77] :

$$P_i = \frac{F(x_i)}{\sum_{i=1}^N F(x_k)}$$

Avec : $F(x_i)$ c'est la valeur de la fonction d'adaptation correspondante au $i^{\text{ème}}$ individu ; $\sum_{i=1}^N F(x_k)$ représente la somme de toutes les valeurs des fonctions d'adaptation de chaque individu c_i de la population *Pop*.

Ensuite, si $r_1 < q_1$, l'individu c_1 est sélectionné, si non c_j est sélectionné, avec $2 \leq j \leq N$, tel que $q_{j-1} < r_1 < q_j$. On procède de la même manière pour le reste des r_i ($i=2 \dots N$).

IV.10.5.5.2 Sélection par ordonnancement

Ce type de sélection, appelée aussi sélection par classement est basé sur un principe de sélection le plus simple. Il consiste à attribuer à chaque individu son classement par ordre d'adaptation (croissant ou décroissant). Le meilleur (c'est à dire celui qui possède la meilleure fitness) sera numéro un, et ainsi de suite. On tire ensuite une nouvelle population dans cet ensemble d'individus ordonnés. Cette procédure semble toute fois assez simpliste et exagère le rôle du meilleur élément au détriment d'autres éléments potentiellement exploitables. Le second, par exemple, aura une probabilité d'être sélectionné nettement plus faible que celle du premier. L'inconvénient majeur de cette méthode est la convergence prématurée de l'algorithme génétique. Une autre difficulté consiste à fixer une limite à la sélection, ce qui empêche parfois de garder des bons candidats pour les futures générations [72],[88],[91].

IV.10.5.5.3 Sélection par tournoi

Le principe de la sélection par tournoi augmente les chances pour les individus de piètre qualité de participer à l'amélioration de la population. Le principe est très rapide à implémenter. Un tournoi consiste en une rencontre entre plusieurs individus pris au hasard dans la population. Le vainqueur du tournoi est l'individu de meilleure qualité. Cette technique utilise la sélection proportionnelle sur des paires d'individus, puis choisit pour ces paires l'individu qui a le meilleur score d'adaptation. Ce processus est répété plusieurs fois jusqu'à l'obtention de N individus. L'avantage d'une telle sélection est d'éviter qu'un individu très fort soit sélectionné plusieurs fois [90-92].

IV.10.5.5.4 Sélection uniforme

Dans ce cas, la sélection se fait aléatoirement, uniformément et sans intervention de la valeur d'adaptation. C'est une technique très simple qui consiste à sélectionner un individu C_i de la population. Chaque individu a donc une probabilité $1/N$ d'être sélectionné, où N est le nombre total d'individus dans la population [78],[90].

IV.10.5.6 Croisement

Une fois l'étape de la sélection est achevée, l'algorithme génétique poursuit sa recherche par l'application de l'opérateur de croisement. Le croisement (hybridation ou recombinaison) est un

phénomène essentiel qui permet d'explorer l'ensemble des solutions possibles qui génère de nouveaux individus appelés enfants (*offsprings*) à partir des individus appelés parents.

Le croisement a pour but d'enrichir la diversité des populations en manipulant les composantes des individus (chromosomes). Classiquement, les croisements sont envisagés avec deux parents et génèrent deux enfants. Ils consistent à échanger les gènes des parents afin de donner des enfants qui portent des propriétés combinées. Bien qu'il soit aléatoire, cet échange d'informations offre aux algorithmes génétiques une part de leur puissance : quelque fois, de bons gènes d'un parent viennent remplacer les mauvais gènes d'un autre et créent des fils mieux adaptés que les parents. Pour effectuer cette opération, un pourcentage de la population sélectionnée notée $p'(G_t)$ sera soumis au croisement. Ainsi, l'opérateur de croisement choisit au hasard, et avec une probabilité fixée notée P_c , deux individus (deux parents) parmi cette population. Il construit alors deux enfants en faisant l'échange de certains gènes choisis aléatoirement d'un parent avec ceux de l'autre. Les deux enfants issus de ce croisement sont injectés dans la population que l'on note $p''(G_t)$. Cette dernière sera alors constituée d'un pourcentage issu du croisement. Le reste est issu directement de la population $p'(G_t)$ sans aucune modification. Le nombre total d'individus dans $p''(G_t)$ est toujours égal au nombre d'individus de la population initiale. Il existe différentes techniques de croisement. Chacune des techniques s'applique sur des chromosomes dont la représentation est soit binaire ou réelle. Nous présenterons quelques techniques dans ce qui suit [68-69],[70-72],[83-89].

IV.10.5.6.1 Croisement à un point de coupure ou discret

C'est le croisement le plus simple et le plus connu dans la littérature. On choisit aléatoirement un point de croisement pour chaque couple d'individus sélectionné. Notons que le croisement s'effectue directement au niveau des gènes représentés soit en binaires ou en réels. Un chromosome ne peut pas être coupé au milieu d'un gène. La figure IV.14 illustre ce croisement d'un seul point de coupure dans le cas d'une représentation binaire ou réelle des gènes des chromosomes [78],[72].

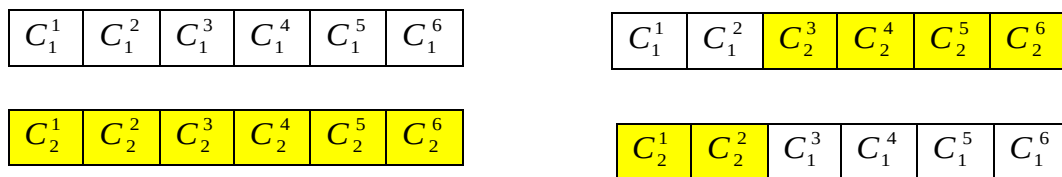


Fig. IV.14 Croisement à un point de coupure (exemple d'individus à six gènes).

Ce type de croisement s'applique en deux phases [69] :

- 1) Une sélection aléatoire de deux paires de chromosomes $C_1(i)$ et $C_2(i)$ d'indice i et de longueur L ;
- 2) Une détermination du site de croisement d'indice K . On obtient alors deux enfants $E_1(i)$ et $E_2(i)$, en donnant au premier enfant les K premiers gènes du premier parent et les $(L-K)$ derniers gènes du second parent et inversement pour le deuxième enfant.

IV.10.5.6.2 Croisement à deux points

Le croisement à deux points est basé sur le même principe que le croisement à un point. La différence réside dans le fait que deux points de coupure sont choisis aléatoirement. Les gènes se trouvant entre les deux sites de coupe sont échangés respectivement entre les deux individus (parents) pour former les deux enfants.

La figure suivante illustre ce type de croisement

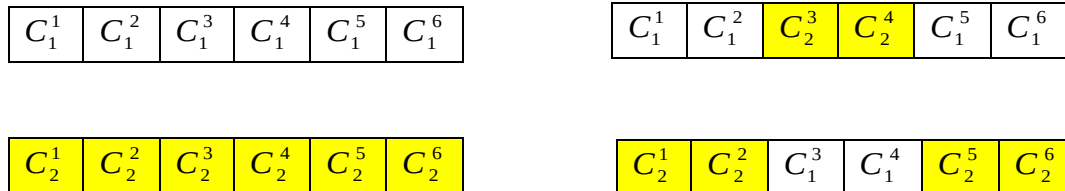


Fig. IV.15 Croisement à deux points (exemple d'individus à six gènes).

IV.10.5.6.3 Croisement multiple (multi-points)

Ce type de croisement s'énonce par un choix aléatoire de n points de coupure pour dissocier chaque parent en $n+1$ fragments. Plusieurs auteurs se sont penchés sur l'utilisation de plusieurs points de coupure concernant l'opérateur de croisement. Le nombre de points de coupure généré est en moyenne $L/2$ où L est la taille du chromosome. L'individu est représenté sous la forme d'un anneau et l'échange de gènes entre les deux parents s'effectue de la façon suivante (voir figure IV.16) [77],[72].



Fig. IV.16 Croisement multiple (cas de 4 points de coupure).

Cette technique s'applique autant pour une codification binaire que réelle des chromosomes. C'est une technique très utilisée dans différentes applications du fait que les résultats obtenus sont satisfaisants [72].

IV.10.5.6.4 Croisement continu (uniforme)

Cette technique est complètement différente des trois techniques précédentes. Un masque de croisement est généré aléatoirement pour chaque couple d'individus ou pour chaque génération. Les valeurs de ce masque sont binaires. Sa taille est identique à celle du chromosome. Son fonctionnement est illustré par la figure suivante [77] :

Masque de croisement

1	0	0	1	1	0
---	---	---	---	---	---

Parent 1

C_1^1	C_1^2	C_1^3	C_1^4	C_1^5	C_1^6
---------	---------	---------	---------	---------	---------

Parent 2

C_2^1	C_2^2	C_2^3	C_2^4	C_2^5	C_2^6
---------	---------	---------	---------	---------	---------



Enfant 1

C_1^1	C_2^2	C_2^3	C_1^4	C_1^5	C_1^6
---------	---------	---------	---------	---------	---------

Enfant 2

C_2^1	C_1^2	C_1^3	C_2^4	C_2^5	C_1^6
---------	---------	---------	---------	---------	---------

Fig. IV.17 Croisement uniforme.

Le principe du croisement uniforme est le suivant : si la valeur du bit du masque est égale à 1 alors la valeur du gène du parent 1 est copiée chez l'enfant 1 et si la valeur du bit du masque est égale à 0 alors la valeur du gène du parent 2 est transmise à l'enfant 1. Les valeurs des gènes de l'enfant 2 sont les suivantes : les valeurs des gènes du parent 1 lorsque la valeur du bit du masque est égale à 0 et les valeurs des gènes du parent 2 lorsque la valeur du bit du masque est égale à 1 [71]. Malgré que cette technique soit différente des deux autres au niveau conceptuel, on remarque qu'il existe une ressemblance entre ces techniques. Le croisement uniforme peut être un cas général des deux autres techniques.

IV.10.5.6.5 Croisement arithmétique (barycentrique)

Cette technique a été développée par MICHALEWICZ . Pour ce type de croisement, on choisit aléatoirement des positions d'échange, puis on effectue une moyenne arithmétique pondérée par un coefficient a . Lorsque cette opération est appliquée à deux parents $C_1(i)$ et $C_2(i)$, deux enfants (progénitures) $E1(i)$ et $E2(i)$ sont générés, tels que [72],[79],[86] :

$$\begin{cases} E_1(i) = aC_1(i) + (1-a)C_2(i) \\ E_2(i) = (1-a)C_1(i) + aC_2(i) \end{cases} \quad (\text{IV.28})$$

Dans le cas d'un croisement arithmétique uniforme, la valeur de a est une constante choisie par l'utilisateur, par contre si la valeur de a est générée aléatoirement dans l'intervalle $[-0.5 ; 1.5]$, alors nous sommes dans le cas d'un croisement arithmétique non uniforme [73],[68],[72]. La figure suivante illustre un exemple d'application de ce type de croisement.

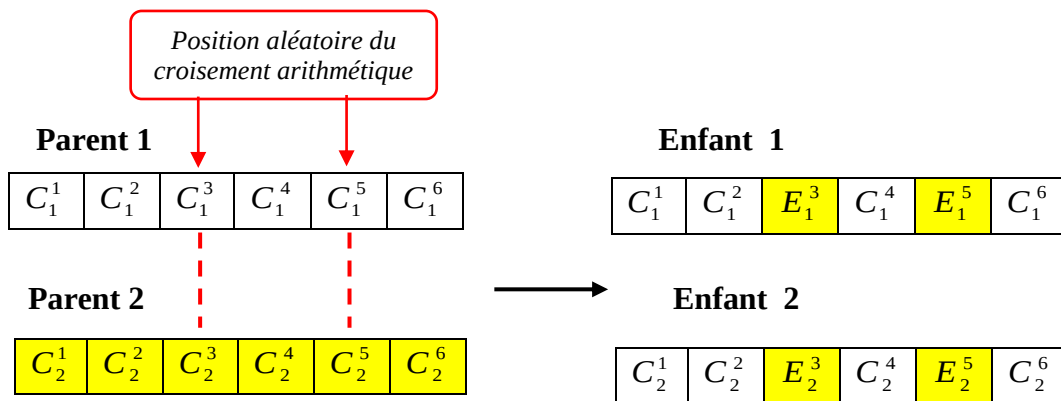


Fig. IV.18 Croisement arithmétique.

D'après cette figure, les deux nouveaux troisièmes gènes générés sont donnés par :

$$\begin{cases} E_1^3 = aC_1^3 + (1-a)C_2^3 \\ E_2^3 = (1-a)C_1^3 + aC_2^3 \end{cases} \quad (IV.29)$$

IV.10.5.7 Mutation

Cet opérateur est appliqué sur chaque chromosome issu de l'opération de croisement ou appartenant à une population. Cette opération est tout d'abord une sélection aléatoire de l'un des gènes du chromosome, suivie d'une modification de sa valeur avec une probabilité P_m . Cette probabilité de mutation est assez faible en pratique. L'opérateur de mutation apporte aux algorithmes génétiques l'aléa nécessaire à une exploration efficace de l'espace de recherche. Il nous garantit que l'algorithme génétique sera susceptible d'atteindre tous les points de l'espace d'état. L'utilité de cet opérateur est donc l'exploitation de l'espace de recherche des solutions. Donc c'est une police d'assurance protégeant de la perte prématurée de notions importantes. En effet, la mutation ne crée généralement pas de meilleures solutions au problème, mais, elle évite l'établissement de populations uniformes incapables d'évoluer. Ceci permet à l'AG de converger vers des solutions globales et éviter les extrema locaux. A partir d'une exploration de l'espace de recherche, la mutation permet de passer de l'exploration vers l'exploitation et de trouver un ensemble de solutions [68],[71-78],[85].

Plusieurs techniques de mutation ont été développées dans la littérature. Certaines d'entre elles s'appliquent sur des gènes dont la représentation est binaire et d'autres sur des gènes de type réel.

IV.10.5.7.1 Mutation uniforme

Pour chaque gène qui mute, on prend deux nombres τ et r . Le premier peut prendre les valeurs +1 pour un changement positif et -1 pour un changement négatif. Le second est un nombre généré aléatoirement dans l'intervalle [0 1]. Il détermine l'amplitude du changement. Dans ces conditions, le gène C_i' qui remplace le gène muté C_i est calculé à partir de l'une des deux relations suivantes [73],[93] :

$$\begin{cases} C_i' = C_i + (C_{\max} - C_i) \left(1 - r^{\left(1 - \frac{G_F}{G_T} \right)^5} \right) & \text{si } \tau = +1 \\ C_i' = C_i + (C_i - C_{\min}) \left(1 - r^{\left(1 - \frac{G_F}{G_T} \right)^5} \right) & \text{si } \tau = -1 \end{cases} \quad (IV.30)$$

Où $C_{\max}$, $C_{\min}$ désignent respectivement les limites inférieure et supérieure de la valeur du paramètre C_i et $G_F \leq G_T$ représente la génération pour laquelle l'amplitude de la mutation s'annule.

IV.10.5.7.2 Mutation non uniforme

Dans ce cas, on peut remplacer directement la valeur du gène qui mute, par exemple C_i , par une autre valeur prise aléatoirement dans l'intervalle $[C_{i\min} ; C_{i\max}]$. Il existe encore un autre type de mutation non uniforme pour laquelle la valeur du gène muté est donnée par :

$$C'_i = \begin{cases} C_i + \Delta(t, y) \\ \text{ou} \\ C_i - \Delta(t, y) \end{cases} \quad (\text{IV.31})$$

ou

$$\Delta(t, y) = y_r \left(1 - \frac{G_t}{G_F} \right)^b \lim_{x \rightarrow \infty}$$

Dans cette expression, y peut prendre les valeurs $(C_{\max} - C_i)$ ou $(C_i - C_{\min})$ à condition que le résultat de l'opération ne sorte pas de l'intervalle $[C_{i_{\min}} ; C_{i_{\max}}]$. Le paramètre r représente un nombre aléatoire qui varie entre 0 et 1. b est un paramètre qui définit le degré de non uniformité. La fonction $\Delta(t, y)$ renvoie, d'une façon aléatoire, un nombre dans l'intervalle $[0 ; y]$. Elle permet de réaliser une recherche uniforme dans les premières générations, et plus pointue au fur et à mesure que l'on avance [79],[86],[91].

La figure IV.19 montre l'organigramme général de l'Algorithme Génétique (AG) :

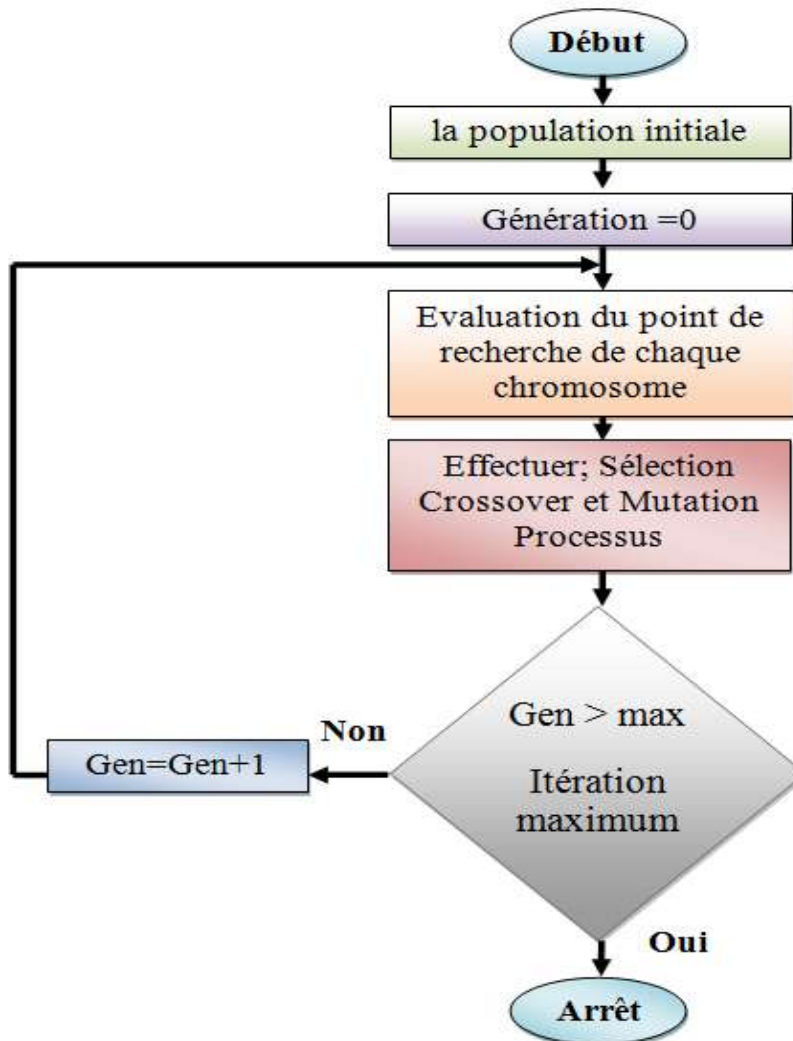


Fig.IV.19 Organigramme général de l'Algorithme Génétique .

IV.10.6 Choix des paramètres d'un Algorithme Génétique

Pour lancer l'AG, il faut définir certains paramètres tels que : la taille de la population, les probabilités de mutation et de croisement et le nombre de générations. Trouver des bonnes valeurs à ces paramètres est un problème parfois délicat. Le choix de ces paramètres dépend fortement de la problématique étudiée et les connaissances de l'utilisateur concernant cette problématique [72],[79],[91].

IV.10.6.1 Taille de la population

La taille de la population est l'un des paramètres les plus importants d'un algorithme génétique. Le problème qui se pose c'est comment fixer la taille de cette population. Une population trop petite évolue probablement vers un optimum local peu intéressant. Une population trop grande ralentit le processus d'optimisation et met plus de temps pour converger vers des solutions envisageables [72],[94]. Le choix de ce paramètre exige un bon compromis entre le temps de calcul et la qualité du résultat [69]. Certains chercheurs fixent la taille de la population entre 20 et 100 d'une manière empirique, et d'autres entre 20 et 30. On trouve, même ceux qui ont fixé ce nombre à 50. De plus, il y'a des chercheurs qui utilisent une taille de population de 5 à 10 fois le nombre des variables à optimiser [94].

IV.10.6.2 Probabilité des opérateurs génétiques

Comme la taille de la population, il existe quelques critères pour choisir les deux probabilités de mutation et de croisement. Ces critères sont proposés par des chercheurs à travers des expériences effectuées et des connaissances a priori. Certains chercheurs proposent une relation entre la taille de population et le choix de ces probabilités ; alors pour une population de taille grande $N=100$ ils prennent $p_m=0.001$ et $p_c=0.6$ et pour une population de taille petite $N=30$ ils prennent $p_m=0.01$ et $p_c=0.9$ [91]. D'une façon générale, pour trouver des valeurs optimales de ces deux paramètres, il faut que la probabilité de croisement soit choisie dans l'intervalle $[0.6 ; 0.99]$, et celle de mutation dans l'intervalle $[0.001 ; 0.01]$. [72],[79],[91]

IV.10.6.3 Nombre de générations

C'est un chiffre que l'expérimentateur doit fixer. Il est préférable qu'il soit assez grand afin de mieux visualiser la convergence de la solution. Certains auteurs utilisent un nombre de 1000 générations et d'autres 10000. L'essentiel est de trouver des solutions en un nombre réduit de générations [95].

IV.11 Optimisation du régulateur PID de vitesse de la DTC-MADA par l'Algorithme Génétique (AG)

Nous avons vu précédemment que la régulateur utilisés pour commander la vitesse de la MADA ont donné des performances satisfaisantes notamment au niveau du régime dynamique. Mais l'inconvénient majeur remarqué est le manque de techniques de conception. Afin de remédier ce problème et pour améliorer les performances obtenues, cette partie est consacrée à l'application des algorithmes génétiques AGs pour la conception et l'optimisation des gains de régulateurs PI classique.

IV.11.1 Procédure d'optimisation de régulateur PID

Les paramètres de régulateur PI sont déterminés difficilement et les résultats ne sont pas toujours optimale, Alors l'optimisation par l'Algorithme Génétique (AG) est utilisée pour résoudre ce problème. La figure IV.20 suivante illustre le schéma de l'algorithme développé dans notre thèse.

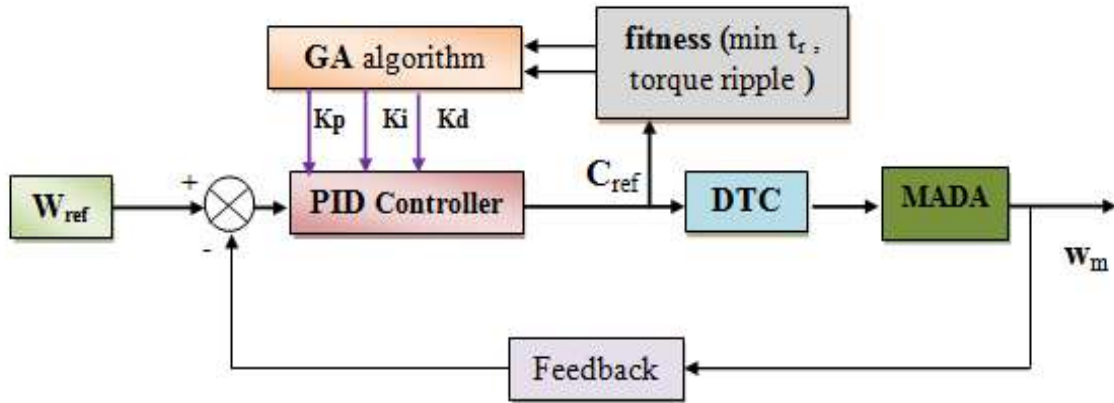


Fig. IV.20 Principe d'optimisation de la commande DTC par AG proposée .

Notre objectif est d'optimiser le temps de réponse et les ondulations du couple, c'est-à-dire de minimiser l'erreur entre le couple électromagnétique et sa référence.

La procédure d'optimisation des paramètres des régulateurs peut être résumée par les étapes suivantes:

- Générer aléatoirement une population initiale ;
- Evaluer cette population ;
- Appliquer les opérateurs génétiques (sélection, croisement, mutation) ;
- Evaluer la nouvelle population créée par les opérateurs génétiques ;
- Répéter la procédure pour un nombre de générations donné ;
- Choisir le meilleur individu de la dernière génération ;
- Dans ce qui suit, on appliquera cette procédure sur la régulateur PI classique de vitesse .

IV.11.2 Optimisation du régulateur PID classique

L'optimisation de ce régulateur se fait par une algorithme génétique développée sous MatLab. le tableau IV.7 présenté les paramètres de l'algorithme génétique utilisé :

Description	Paramètres
Taille de la population	20
Itération maximale	50
Probabilité Croisement	0.7
Probabilité Mutation	0.02
Le nombre de bits par chromosome	16

Tab.IV.7 paramètres de Algorithme Génétique utilisé .

IV.11.3 Schéma de la commande DTC optimisée par l'AG

Pour pouvoir montrer l'utilité d'optimisation des gains du PI classique par l'algorithme génétique (AG) proposé, la figure IV.21 présentée la structure du contrôle direct du couple optimisée par l'algorithme génétique Appliquée sur MADA alimentée par un onduleur de tension commandée par la DTC du coté statorique et par alimentation fixé du coté rotorique, en présence de la boucle de réglage de vitesse par un régulateur PI optimisée par AG.

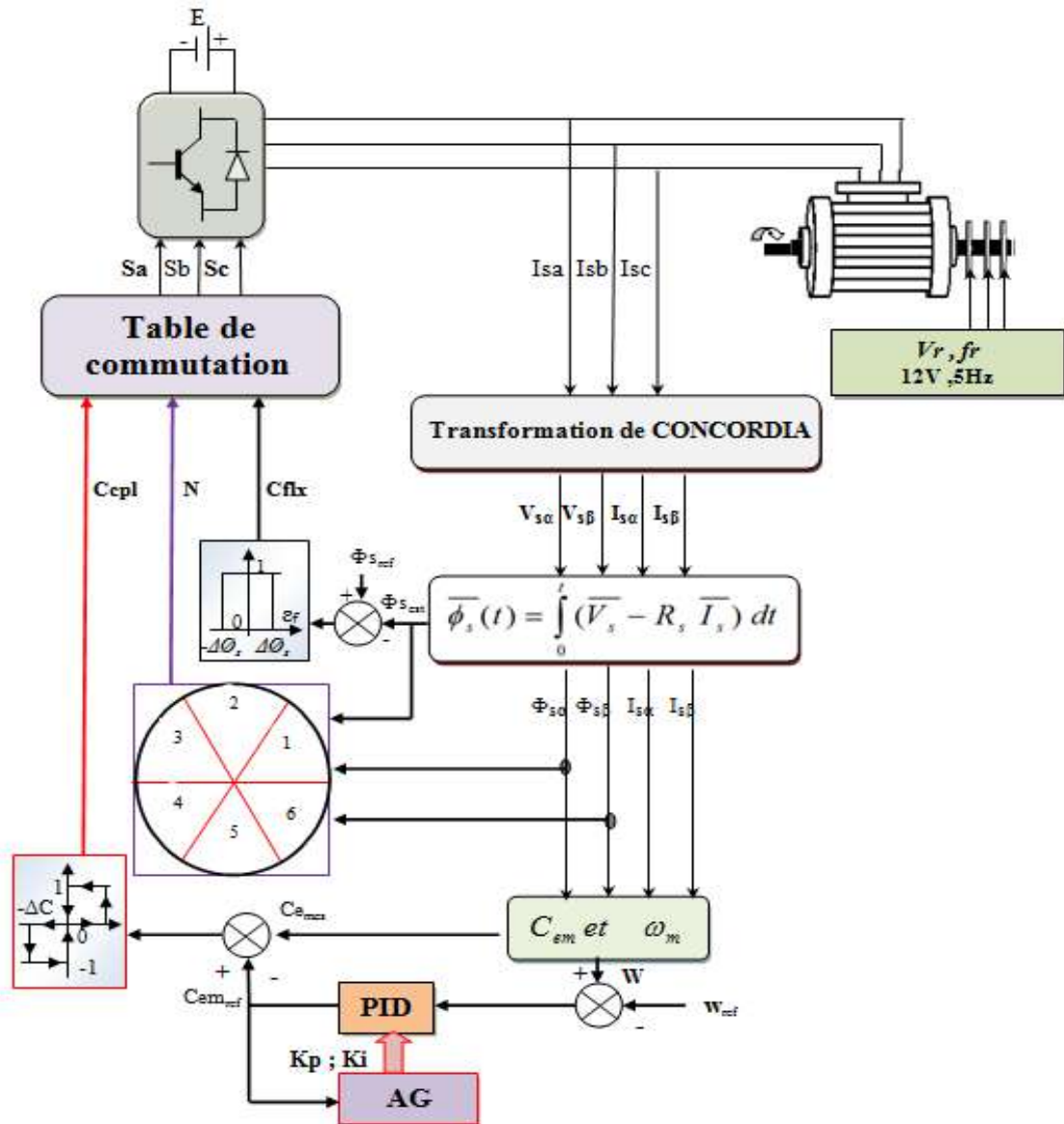


Fig. IV.21 Schéma bloc global d'implantation proposée de l'Algorithme Génétique (AG) pour l'ajustement des gains K_p et K_i du régulateur PID dans la commande DTC du MADA.

IV.12. Résultats de Simulation

Les résultats de la simulation pour les deux stratégies de contrôle (DTC Classique et proposé DTC-AG) ont été testées en utilisant la MADA de 0.8kW, l'ensemble des paramètres de la machine utilisés sont énumérés en Annexe(A).

La figure IV.22, la figure IV.23 et IV.24 correspondent l'évolution de la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et le flux statorique respectivement, obtenus sans charge pendant que démarrage et l'application de la charge nominale variable.

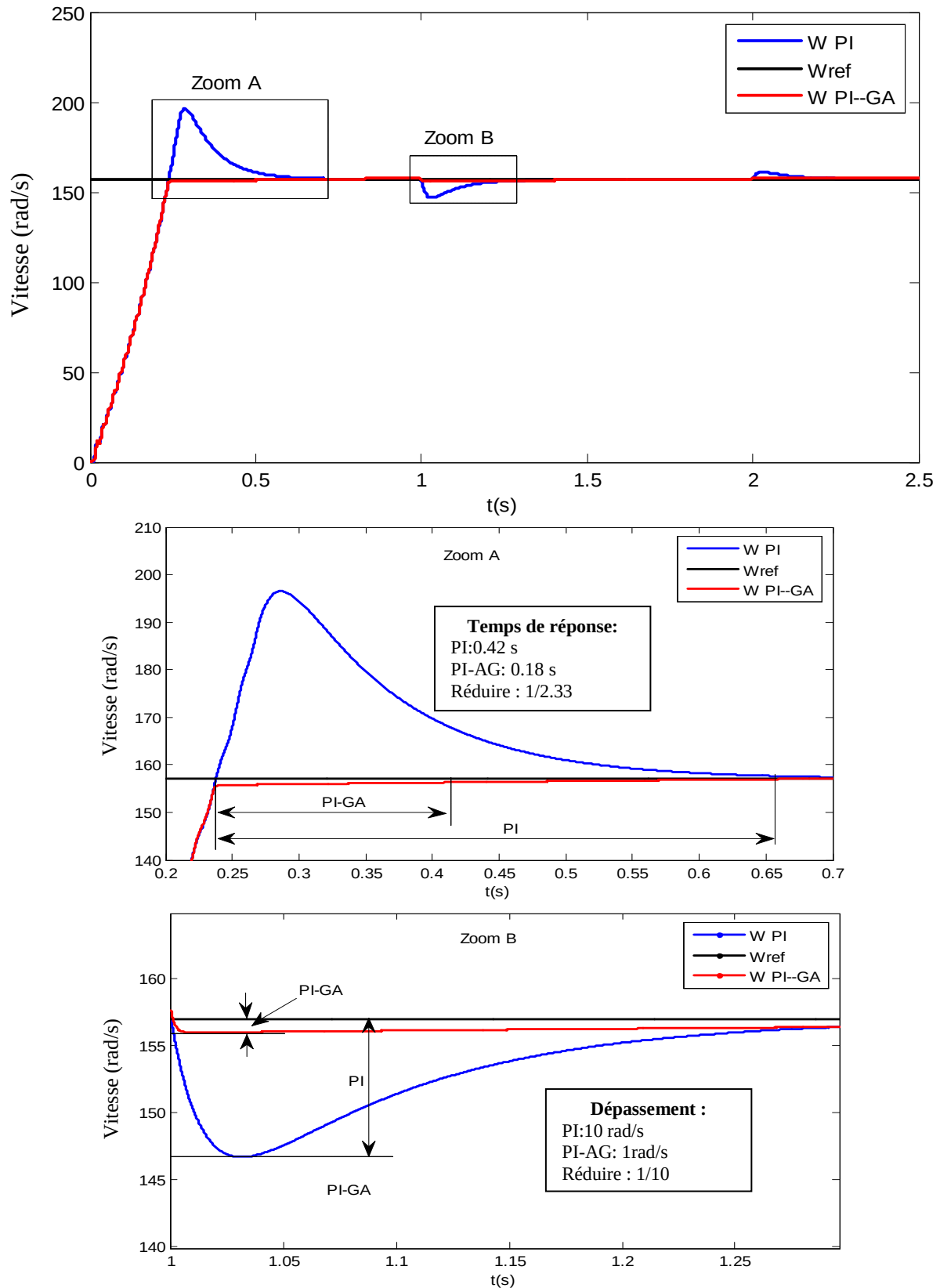


Fig. IV.22 Evolution de Vitesse du MADA obtenue par DTC et DTC-AG.

La Fig.IV.22, on peut voir qu'au démarrage sans charge ou en cas de charge nominale, le contrôleur DTC-AG atteint sa référence rapidement, sans dépassement de vitesse par rapport à la conséquence DTC classique. L'excellente performance dynamique, la réduction des oscillations de flux et du couple électromagnétique.

Le suivi du couple électromagnétique présenté sur la figure IV.23; La commande DTC-AG proposé montre une amélioration significative de l'intervalle de temps correspondant à la période de l'évolution rapide des conditions de charge en terme de temps de réponse et de dépassement.

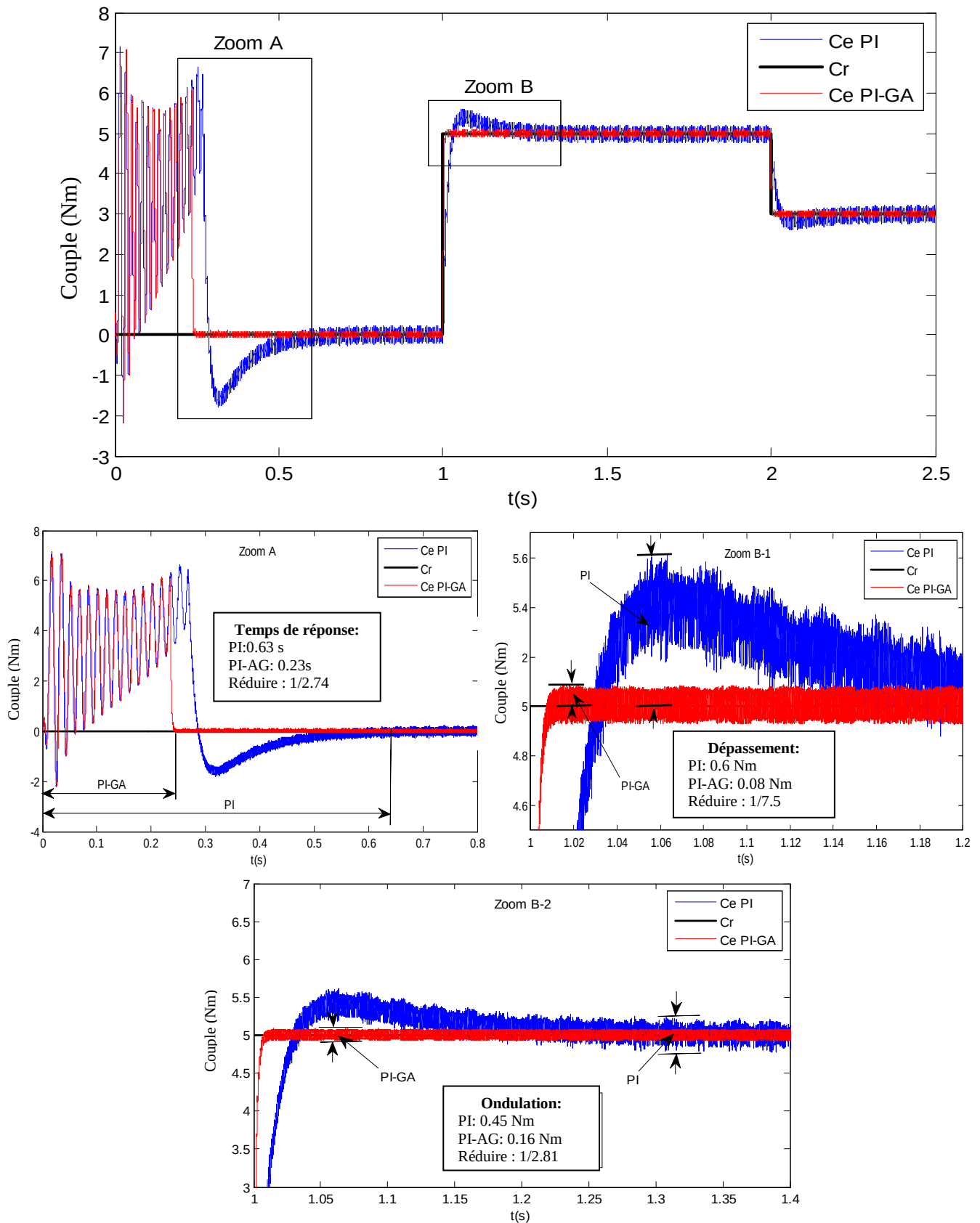


Fig.IV.23 Evolution de couple du MADA obtenue par DTC et DTC-AG.

Par la comparaison entre le régulateur conventionnel PI et le régulateur PI optimisé par l'Algorithme Génétique (AG) où ce dernier montre une minimisation d'ondulation au niveau de flux statorique par rapport au PI conventionnel comme montré dans les figures IV.24 .

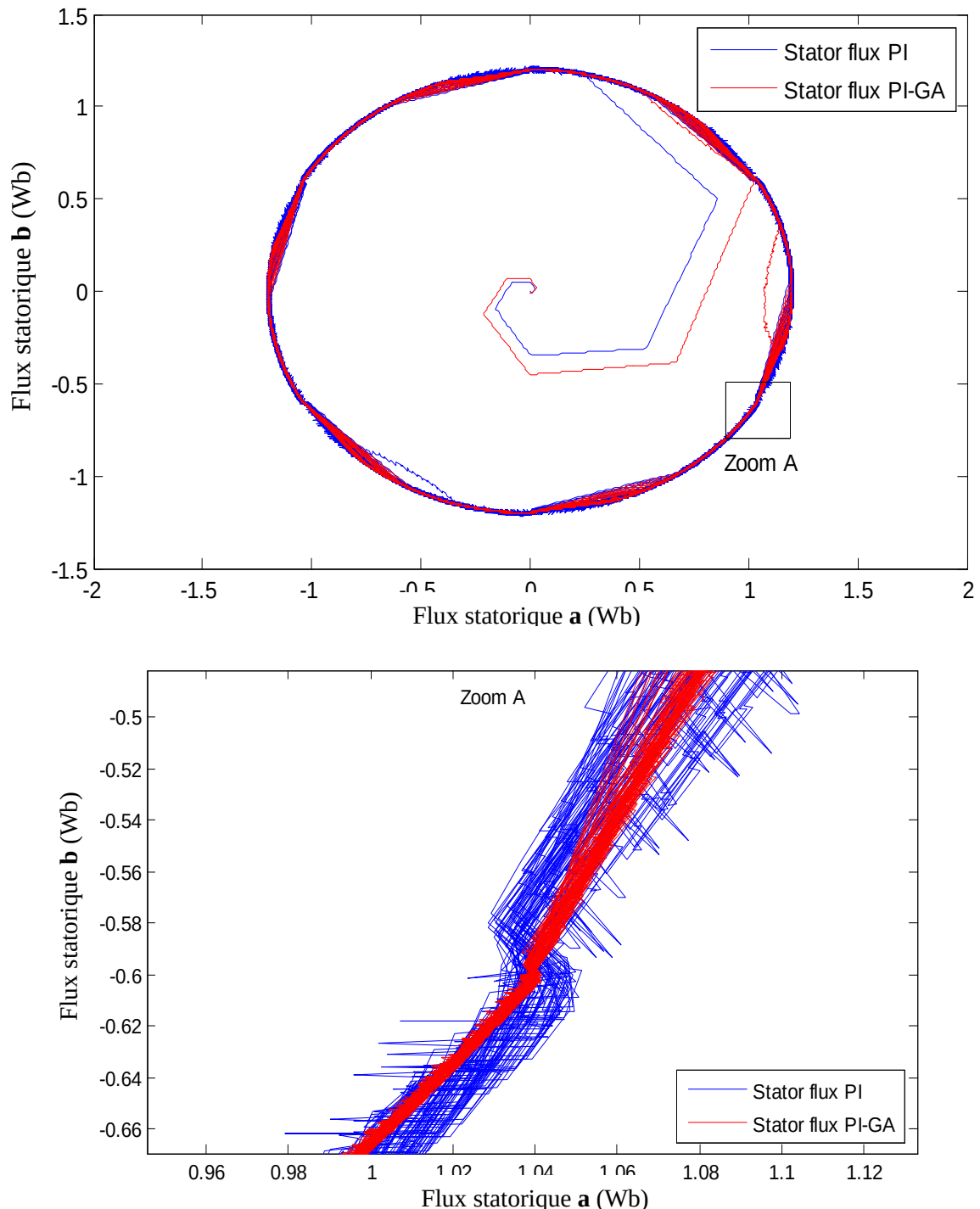


Fig. IV.24 Cercle de flux statorique du MADA obtenue par DTC et DTC-AG.

La Figure IV.25 montre l'amélioration des performances de module de flux statorique par l'utilisation de la commande proposée DTC-AG, plus de 50% (0.048Wb pour DTC classique au lieu de 0.029Wb pour DTC-GA).

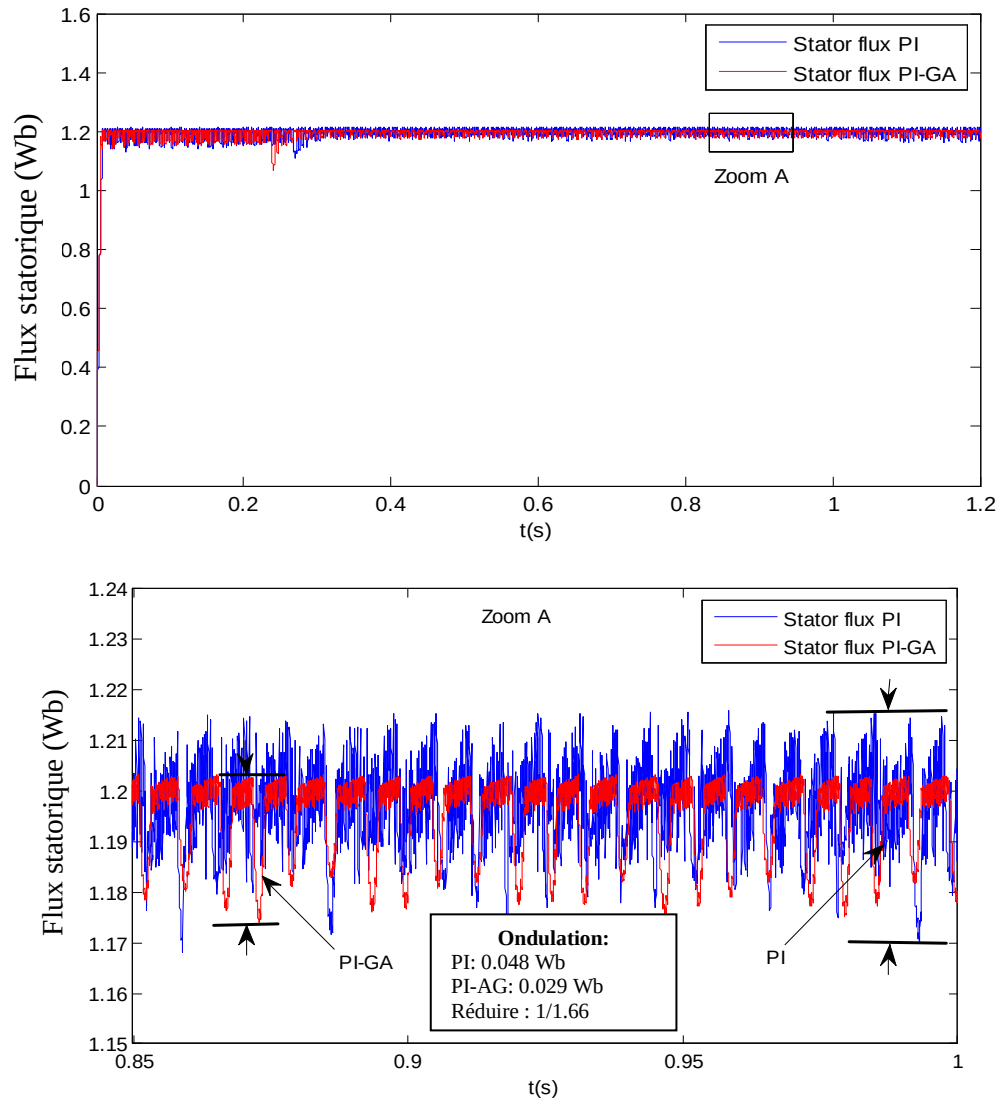


Fig. IV.25 Module de flux statorique du MADA obtenue par DTC et DTC-AG.

Le tableau IV.8 montre une étude comparative entre deux stratégies de commande DTC classique et DTC-AG proposée, dont les valeurs numériques des différents critères de vitesse et du couple électromagnétique aussi le flux statorique, de ces valeurs obtenues. Il est clair que la grandeur d'erreur obtenue dans différents critères pour la méthode classique soit supérieure que celle obtenue par la méthode proposée basée sur l'Algorithme Génétique (AG).

Performance		DTC Classique	DTC-AG proposée	Amélioration
				Réduire. Rapport (%)
Vitesse ω (rad/s)	Temps de réponse (s)	0.42	0.18	57.14
	Dépassement (rad/s)	10.00	1.00	90.00
Couple C_e (N.m)	Temps de réponse (s)	0.63	0.23	63.49
	Dépassement (N.m)	0.60	0.08	86.67
	Ondulation (N.m)	0.45	0.16	64.44
Flux ϕ_s (Wb)	Ondulation (Wb)	0.048	0.03	37.50
Courant statorique I_{sa} (A)	Courant max (A)	5.00	3.95	21.00

Tab.IV.8 Comparaison entre DTC et DTC-AG du MADA.

A travers les résultats de simulation présentée dans les figures IV.22 à IV.25 et le tableau IV.8, les principales contributions de notre travail sont:

- Réduction de l'ondulation de flux et du couple électromagnétique.
- Reduire le dépassement de vitesse et du couple .
- Amélioration du temps de réponse de la vitesse et couple .
- Robustesse de la stratégie DTC-GA pour suivre le couple et la vitesse du son référence .

IV.13. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les concepts généraux de la commande directe du couple DTC d'une machine asynchrone à double alimentation MADA, un nouveau contrôle DTC combiné par l'algorithme Génétique AG appliquée à la MADA a été proposé et validé. La modélisation du MADA et les détails de la stratégie combinée DTC-AG ont été présentés. La stratégie de contrôle est basé sur le contrôleur PI accordé par algorithme génétique, dans lequel l'optimisation de la valeur des paramètres PI est discuté en détail. Les résultats de simulation ont montré de nombreuses améliorations sur le temps de réponse au niveau de vitesse et du couple électromagnétique, ainsi que la performance à l'état stable, plus rapide en terme de convergence de vitesse de grande précision, et la réduction de l'ondulation du flux et de couple électromagnétique. Les principales améliorations de la DTC-AG proposé par rapport à DTC classique ont résumé dans tableau IV.8 Ainsi que, la DTC-AG est plus efficace et plus susceptible d'être utilisé dans les moteurs électriques par rapport au contrôleur DTC classique. L'algorithme proposé surperforme le DTC classique compte tenu de tous les indices de performance. Toute fois, il sera préférable de valider expérimentalement. Donc, nous prévoyons de développer un prototype expérimental dont les paramètres PI seront formés et déterminés sur le mode en ligne en utilisant l'algorithme Génétique (ou d'autres techniques),

Chapitre V

Amélioration des performances de la commande DTC du MADA par les Réseaux de Neurones Artificiels (DTC-RNA)

V.1 Introduction

Le cerveau humain a une fantastique puissance de traitement de l'information si l'on considère ses capacités à prendre en charge certaines tâches nécessaires pour obtenir un comportement intelligent. La nature de l'intelligence a longtemps été un sujet difficile et controversé. D'une manière, chacun a une idée assez vague de ce qu'est l'intelligence : la capacité à observer, à comprendre, à se souvenir, à résoudre des problèmes, à apprendre, à créer,...etc. Deux disciplines sont concernées par la définition et la modélisation du comportement intelligent : ce sont la psychologie cognitive et l'intelligence artificielle (IA en jargon informatique).

Actuellement, les techniques de l'intelligence artificielle telles que les systèmes experts, la logique floue, les algorithmes génétiques et les réseaux de neurones artificiels (RNA) sont largement utilisées dans de nombreux domaines tels que la régulation de processus industriels, le traitement d'image, le diagnostic, la médecine, la technologie spatiale et les systèmes de gestion de données informatiques. Parmi toutes les techniques intelligentes, les réseaux de neurones artificiels (RNA) semble avoir le maximum d'impact dans le domaine de l'électronique de puissance et dans la commande des machines électriques, ce qui est évident par le nombre important de publications réalisées dans la littérature [96-98].

Les RNA constituent une technique de traitement de données bien comprise et bien maîtrisée. Ces techniques s'intègrent parfaitement dans les stratégies de commande. En effet, elles réalisent des fonctionnalités d'identification, de contrôle ou de filtrage, et prolonge les techniques classiques de l'automatique non linéaire pour aboutir à des solutions plus efficaces et robustes [53],[96-99],[100-103].

Dans ce chapitre, nous présentons dans un premier temps un bref historique sur RNA et des généralités sur leurs concepts de base. Nous abordons ensuite le processus d'apprentissage. Dans la suite de ce chapitre, on va étudier la commande directe du couple basée sur les réseaux de neurones artificiels (RNA), afin d'obtenir une commande robuste augmentant alors la fiabilité, améliorant le rendement énergétique, et qui avec le peu de broutement qu'elle engendre, limite le stress mécanique sur l'arbre de transmission de la MADA. Pour atteindre ces objectifs, la table de sélection de la commande DTC classique est remplacé par un simple contrôleur neuronal, aussi le régulateur IP de la vitesse remplacé par contrôleur neuronal, des simulations sont réalisées pour évaluer les techniques proposées en termes de poursuite de trajectoire, de robustesse à les variations de charge mécanique.

V.2 Historique

L'histoire des réseaux de neurones est donc tissée à travers des découvertes conceptuelles et des développements technologiques survenus à diverses époques.

Brièvement, les premières recherches remontent à la fin du 19^{ème} et au début du 20^{ème} siècle. Ils consistent en de travaux multidisciplinaires en physique, en psychologie et en neurophysiologie par des scientifiques tels Hermann Von, Ernst Mach et Ivan Pavlov. A cette époque, il s'agissait de théories plutôt générales sans modèle mathématique précis d'un neurone[1].

On s'entend pour dire que la naissance du domaine des réseaux de neurones artificiels remonte aux années 1940, comme suit, en [1], [96]:

- **1943 :W. Mc Culloch et W. Pitts** : Premier modèle formel du neurone a vu le jour.
- **1949 : Donald Hebb** : Proposition d'une théorie fondamentale pour l'apprentissage.
- **1960 : B.Widrow** : Développe l'Adaline, ce réseau est la base des réseaux multicouches.
- **1958 :F. Rosenblat** : Développe le perceptron, c'est le premier système artificiel capable d'apprendre par expérience.
- **1969 : Minsky et papert** : Montre les limitations des réseaux à une seule couche.
- **1972 :T. Kohonen** : Présente ses travaux Sur les mémoires associatives, et propose des applications à la reconnaissance de formes, en 1982 : Présente une carte auto organisée.
- **1980 :Rumelaht, Hinton**: Réseaux multicouches et l'algorithme de rétro-propagation.
- **1982 :J. Hopfield** :Développe un Réseau bouclé.
- **1985** : La rétropropagation de gradient apparaît. C'est un algorithme d'apprentissage adapté aux réseaux de neurones multicouches (aussi appelés Perceptrons multicouches). Sa découverte réalisée par trois groupes de chercheurs indépendants indique que « la chose était dans l'air ».Dés cette découverte, nous avons la possibilité de réaliser une fonction non linéaire d'entrée/sortie sur un réseau en décomposant cette fonction en une suite d'étapes linéairement séparables. De nos jours, les réseaux multicouches et la rétro-propagation de gradient reste le modèle le plus productif au niveau des applications.

Depuis ce temps, le domaine des réseaux de neurones fourni constamment de nouvelles théories, de nouvelles structures et de nouveaux algorithmes. Dans ce chapitre, nous allons tenter d'exposer les plus importants.

V.3 Fonctionnement général d'un Réseau de Neurones

On considère généralement qu'un réseau de neurones est constitué d'un grand ensemble d'unités (ou neurones), ayant chacune une petite mémoire locale. Ces unités sont reliées par des canaux de communication, qui transportent des données numériques qui peuvent uniquement agir sur leurs données locales et sur les entrées qu'elles reçoivent par leurs connexions. L'inspiration pour les réseaux de neurones provient cependant de la volonté de créer des systèmes artificiels sophistiqués, voir "intelligents", capable d'effectuer des opérations semblable à celle que le cerveau humain effectue de manière routinière, et d'essayer par la d'améliorer la compréhension du cerveau [104].

V.3.1. Anatomie du neurone

Les cellules nerveuses, appelées neurones, sont les éléments de base du système nerveux central. Celui-ci en posséderait environ cent milliards. Les neurones possèdent de nombreux points commun dans leur organisation générale et leur système biochimique avec les autres cellules. Ils présentent cependant les caractéristiques qui leur sont propres et se retrouvent au niveau des cinq fonctions spécialisées qu'ils assurent [104]:

- Recevoir des signaux en provenance de neurones voisins,
- Intégrer ces signaux,
- Engendrer un influx nerveux,
- Le conduire,
- Le transmettre à un autre neurone capable de le recevoir.

Avant de rentrer plus en avant dans les détails, examinons un neurone.

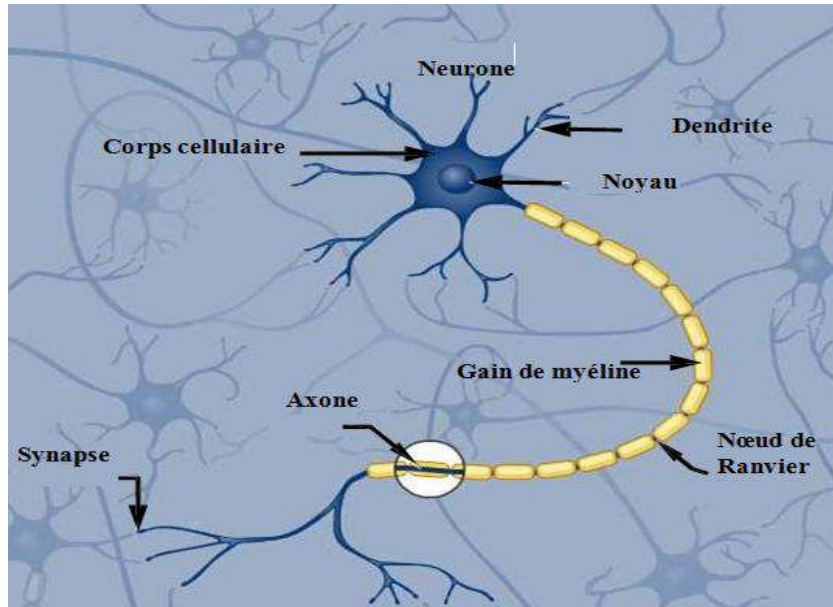


Fig. V.1 Modèle d'un neurone biologique .

V.3.1.1. Le corps cellulaire

Il contient le noyau du neurone ainsi que la machine biochimique nécessaire à la synthèse des enzymes. Ce corps cellulaire de forme sphérique ou pyramidale contient aussi les autres molécules essentielles à la vie de la cellule. Sa taille est de quelques microns de diamètre [105].

V.3.1.2. Les dendrites

Ce sont de fines extensions tubulaires qui se ramifient autour du neurone et forment une sorte de vaste arborescence. Les signaux envoyés au neurone sont captés par les dendrites. Leur taille est de quelques dizaines de microns de longueur [106].

V.3.1.3. L'axone

C'est le long de l'axone que les signaux partent du neurone. Contrairement aux dendrites qui se ramifient autour du neurone, l'axone est plus long et se ramifie à son extrémité ou il se connecte aux dendrites des autres neurones. Sa taille peut varier entre quelques millimètres à plusieurs mètres. La jonction entre l'axone d'un neurone et une dendrite d'un autre neurone, s'appelle Synapse [104-106].

V.3.2. Fonctionnement d'un Neurone Biologique

Au point de vue fonctionnel, il faut considérer le neurone comme une entité polarisée, c-a-d que l'information ne se transmet que dans un seul sens : des dendrites vers l'axone.

Le neurone recevoir des informations, venant d'autres neurones, grâce à ses dendrites. Il va ensuite y avoir sommation, au niveau du corps cellulaire, de toutes ces informations et via un potentiel d'action (un signal électrique) le résultat de l'analyse va transiter le long de l'axone

jusqu'aux terminaisons synaptiques. A cet endroit, lors de l'arrivée du signal, des vésicules synaptiques vont venir fusionner avec la membrane cellulaire, ce qui va permettre la libération des neurotransmetteurs dans la fente synaptique. Le signal électrique ne pouvant pas passer la synapse (dans le cas d'une synapse chimique), les neurotransmetteurs permettent donc le passage des informations, d'un neurone à un autre.

En effet, au niveau post-synaptique, sur la membrane dendritique, se trouvent des récepteurs pour les neurotransmetteurs. Suivant le type de neurotransmetteur et le type des récepteurs, l'excitabilité du neurone suivant va augmenter ou diminuer, ce qui fera propager ou non l'information. Les synapses possèdent une sorte de «mémoire» qui leur permet d'ajuster leur fonctionnement. En fonction de leur «histoire», c'est-à-dire de leur activation répétée ou non entre deux neurones, les connexions synaptiques vont donc se modifier.

Ainsi, la synapse va faciliter ou non le passage des influx nerveux. Cette plasticité est à l'origine des mécanismes d'apprentissage [107].

V.3.3. Le neurone formel

La structure du neurone formel est représenté dans la figure V.2 :

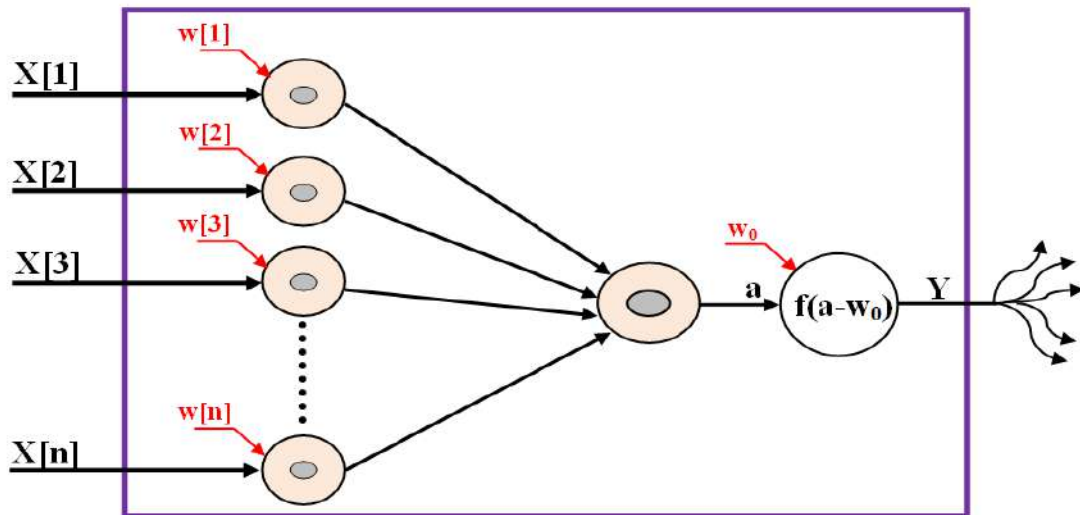


Fig. V.2 Neurone formel.

- Un neurone reçoit les signaux d'entrée $x_1, \dots, x_n$
- Ces signaux sont pondérés par des poids $w_1, \dots, w_n$
- L'activation du neurone (a) est transmise à une fonction de transition f (non linéaire) paramétrée par un seuil w_0 , avec $a = \sum_n \omega_n x_n$
- Le signal de sortie $y = f(a - w_0)$ est propagé aux cellules suivantes.

Les paramètres de la fonction f sont attachés aux entrées du neurone : la sortie du neurone est une fonction non linéaire d'une combinaison des entrées $\{x_i\}$ pondérées par les paramètres $\{\omega_i\}$, qui sont alors souvent désignés sous le nom « poids synaptiques ». Cette combinaison linéaire sera appelée « potentiel » celui-ci est la somme pondérée, à laquelle s'ajoute un terme constant ou « biais » [104],[108]:

$$V = \omega_0 + \sum_{i=1}^{n-1} \omega_i x_i \quad (V.1)$$

La valeur de la sortie d'un neurone est donc :

$$y = f(v) = f \left[\omega_0 + \sum_{i=1}^n \omega_i x_i \right] \quad (V.2)$$

V.3.4. Fonctions d'activation

Différentes fonctions de transfert pouvant être utilisées comme fonction d'activation du neurone sont énumérées au tableau V.1; [1],[108].

Nom de la fonction	Relation entrée/sortie	Icône	Nom MATALB
Seuil	$y=0$ si $x < 0$ $y=1$ si $x \geq 0$		hardlim
Seuil symétrique	$y=-1$ si $x < 0$ $y=1$ si $x \geq 0$		hardlims
Linéaire	$y=x$		purelin
Linéaire saturée	$y=0$ si $x \leq 0$ $y=x$ si $0 \leq x \leq 1$ $y=1$ si $x \geq 1$		satlin
Linéaire saturée symétrique	$y=-1$ si $x < -1$ $y=x$ si $-1 \leq x \leq 1$ $y=1$ si $x > 1$		satlins
Linéaire positive	$y=0$ si $x \leq 0$ $y=x$ si $x \geq 0$		poslin
Sigmoïde	$y = \frac{1}{1 + \exp^{-x}}$		logsig
Tangente hyperbolique	$y = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$		tansig
Compétitive	$y=1$ si x maximum $y=0$ autrement		compet

Tab.V.1 Différentes fonctions d'activations utilisées dans les RNA.

Les trois fonctions les plus utilisées sont les fonctions seuil, linéaire et sigmoïde. Comme son nom l'indique, la fonction seuil applique un seuil sur son entrée. Plus précisément, une entrée négative ne passe pas le seuil, la fonction retourne alors la valeur 0 (on peut interpréter ce 0

comme signifiant faux), alors qu'une entrée positive ou nulle dépasse le seuil, et la fonction retourne 1 (vrai) [53];[104-108], ce qui n'est pas le cas pour la fonction sigmoïde, celle-ci est en forme S symétrique par rapport à l'origine, telle que tangente hyperbolique ou la fonction arc tangente.

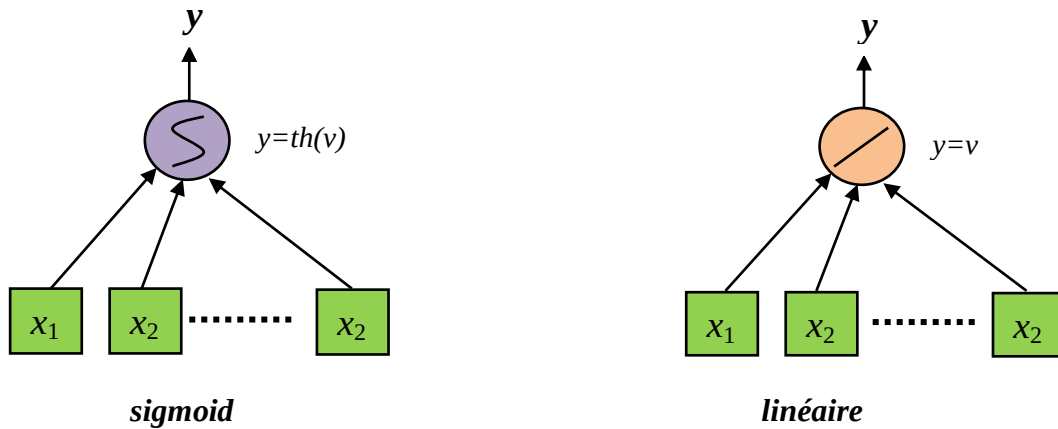


Fig.V.3 Symboles des neurones à fonction d'activation sigmoïde et linéaire .

V.3.5. Modélisation d'un réseau de neurones

Soit le réseau de neurone présentée dans la figureV.4 ;

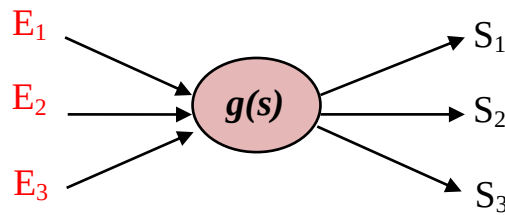


Fig.V.4 Schéma général d'un réseau de neurones

Un réseau de neurones présente la même structure que chacun de ses neurones si on le regarde dans sa globalité. Il doit pouvoir calculer des valeurs de sorties (S_1, S_2, S_3) en fonction de variables d'entrées (E_1, E_2, E_3). Une première série de neurones applique aux entrées E_1, E_2, E_3 leurs propre fonction d'activation, ce qui fournit un certain nombre de résultats. Une seconde série de neurones prend ces résultats en entrées et calculent de nouveau, avec leur propre fonction d'activation, des résultats qu'ils transmettent à la série de neurones suivante,...etc, jusqu'à atteindre la dernière série de neurones, les sorties de ces derniers neurones sont alors les sorties du réseau S_1, S_2, S_3 .

Contrairement à chacune des fonctions d'activation f , la fonction g qui transforme les valeurs d'entrées en valeurs de sortie à l'échelle du réseau ne peut pas être explicitée facilement. Elle est en effet beaucoup plus compliquée puisqu'elle est en quelque sorte constituée de la "superposition" de toutes les fonctions f de chaque neurone[108].

Un réseau de neurones peut donc être représenté par les poids w des différents neurones. Ces poids peuvent varier au cours du temps, en fonction des entrées présentées E . Le grand problème est alors de savoir comment modifier ces poids (c'est-à-dire en d'autres termes de trouver une loi équivalents à $dw/dt = g(E, w)$ [104],[109].

V.4. Architectures des réseaux de neurones

Il existe plusieurs types d'architectures des réseaux de neurones artificielle sont :

V.4.1. Les réseaux "FEED-FORWARD"

Appelés aussi "réseaux de type Perceptron", ce sont des réseaux dans lesquels l'information se propage de couche en couche sans retour en arrière.

V.4.1.1. Les perceptrons

V.4.1.1.1. Les *Perceptrons monocouche*

C'est historiquement le premier RNA, c'est le Perceptron de Rosenblatt. C'est un réseau simple, puisque il ne se compose que d'une couche d'entrée et d'une couche de sortie. Il est calqué, à la base, sur le système visuel et de ce fait a été conçu dans un but premier de reconnaissance des formes. Cependant, il peut aussi être utilisé pour faire de la classification et pour résoudre des opérations logiques simples (telle "ET" ou "OU"). Sa principale limite est qu'il ne peut résoudre que des problèmes linéairement séparables. Il suit généralement un apprentissage supervisé selon la règle de correction de l'erreur.

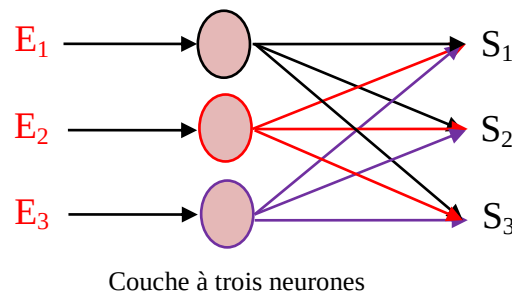


Fig.V.5 Perceptron – modèle de ROSENBLATT.

Seuls les poids des liaisons entre la couche d'association et la couche finale peuvent être modifiés. La règle de modification des poids utilisée est la règle de Widrow Hoff : si la sortie de réseau (donc celle d'une cellule de décision) est égale à la sortie désirée, les poids de la connexion entre ce neurone et le neurone d'association qui lui est connecté n'est pas modifié. Dans le cas contraire le poids est modifié "proportionnellement" à la différence entre la sortie obtenue et la sortie désirée [99],[110] :

$$\omega \leq \omega + k (d - s) \quad (\text{V.3})$$

Où; s : est la sortie obtenue, d : la sortie désirée et k : une constante positive.

En 1969, Papert et Minsky ont démontré les limites du perceptron classique, incapable par exemple de simuler la fonction ou exclusif (XOR) [109].

V.4.1.1.2. Les *perceptrons multicouches (PMC)*

C'est une extension du précédent, avec une ou plusieurs couches cachées entre l'entrée et la sortie. Chaque neurone dans une couche est connecté à tous les neurones de la couche précédente et de la couche suivante (excepté pour les couches d'entrée et de sortie) et il n'y a pas de connexions entre les cellules d'une même couche. Les fonctions d'activation utilisées dans ce type de réseaux sont principalement les fonctions à seuil ou sigmoïdes. Il peut résoudre des problèmes nonlinéairement séparables et des problèmes logiques plus compliqués, et notamment le fameux

problème du XOR. Il suit aussi un apprentissage supervisé selon la règle de correction de l'erreur, ils utilisent l'algorithme de rétro-propagation pour modifier les poids synaptiques des neurones.

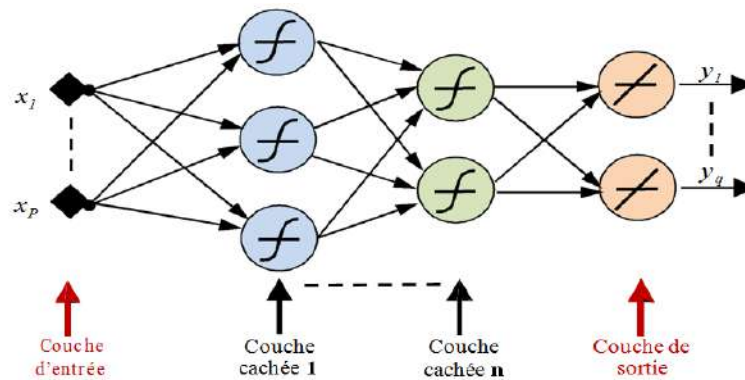


Fig.V.6 Structure d'un perceptron multicouche à p entrées, n couche cachée, q sorties.

Le perceptron multicouche est un des réseaux de neurones les plus utilisés pour des problèmes d'approximation, de classification et de prédiction. Il est habituellement constitué de deux ou trois couches de neurones totalement connectés. Avec une couche cachée, il constitue un approximateur universel. De récentes recherches montrent qu'il peut être entraîné de manière à approximer n'importe quelle fonction entrées-sorties sous réserve de mettre suffisamment de neurone dans la couche cachée [99],[104-105].

V.4.1.2. Les réseaux à fonction radiale

Ce sont les réseaux que l'on nomme aussi RBF ("Radial Basic Functions"). L'architecture est la même que pour les PMC cependant, les fonctions de base utilisées ici sont des fonctions Gaussiennes. Les RBF seront donc employés dans les mêmes types de problèmes que les PMC à savoir, en classification et en approximation de fonctions, particulièrement. L'apprentissage le plus utilisé pour les RBF est le mode hybride et les règles sont soit, la règle de correction de l'erreur soit, la règle d'apprentissage par compétition [106-107].

V.4.2. Les réseaux «FEED-BACK »

Appelés aussi "réseaux récurrents", ce sont des réseaux dans lesquels il y a retour en arrière de l'information.

V.4.2.1. Réseau auto-associatif (réseau de Hopfield)

Les réseaux de Hopfield sont des réseaux récurrents et entièrement connectés, la figureV.7.

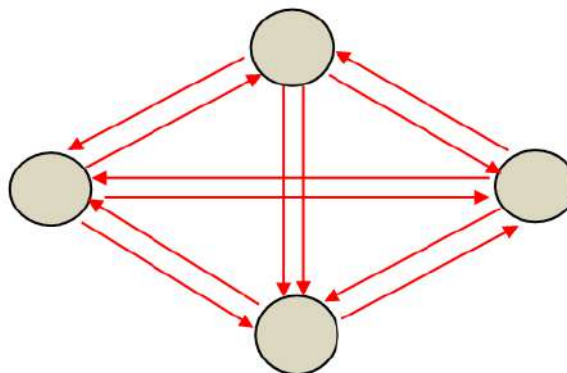


Fig .V.7 Un réseau auto-associatif à 4 neurones-la sortie de chaque neurone est connectée avec tous les autres neurones.

Donc il s'agit d'un réseau constitué de neurones à deux états (-1 et 1 ou 0 et 1), dont la loi d'apprentissage est la règle de Hebb, qui veut qu'une synapse améliore son activité si et seulement si l'activité de ses deux neurones est corrélée (c'est-à-dire que le poids d'une connexion entre deux neurones augmente quand les deux neurones sont activés au même temps) [109],[111].

Pour utiliser un tel réseau on initialise l'activation de chaque neurone selon la valeur du vecteur à l'entrée (θ_i dans l'équation V.4), puis on laisse converger itérativement vers le point d'équilibre du système. L'évolution de l'activation pour le neurone i est donnée par :

$$a_i(t+1) = F \left[\sum_{j=1} a_j(t) w_{ij} + \theta_i \right] \quad (V.4)$$

A l'origine, Hopfield avait choisi comme fonction d'activation seuil ($F=\text{sgn}(x)$) parce qu'il travaillait avec les neurones binaires. On peut cependant adapter le réseau pour des valeurs réelles si on utilise une fonction d'activation sigmoïde. Dans les deux cas, on peut prouver que le réseau va converger vers un état stable si les connexions entre les neurones sont symétriques ($w_{ij} = w_{ji}$).

V.4.2.2. Les cartes auto-organisatrices de Kohonen

Ce sont des réseaux à apprentissage non-supervisé qui établissent une carte discrète, ordonnée topologiquement, en fonction de patterns d'entrée. Le réseau forme ainsi une sorte de treillis dont chaque noeud est un neurone associé à un vecteur de poids. La correspondance entre chaque vecteur de poids est calculée pour chaque entrée. Par la suite, le vecteur de poids ayant la meilleure corrélation, ainsi que certains de ses voisins, vont être modifiés afin d'augmenter encore cette corrélation [111].

V.5. Processus d'apprentissage

Dans le contexte des réseaux de neurones artificiels, nous adopterons un point de vue pragmatique en proposant la définition suivante :

« L'apprentissage est un processus dynamique et itératif permettant de modifier les Paramètres d'un réseau en réaction avec les stimuli qu'il reçoit de son environnement. Le type d'apprentissage est déterminé par la manière dont les changements de Paramètre surviennent ».

Pour un RNA, l'apprentissage peut être considéré comme le problème de la mise à jour des poids des connexions au sein du réseau, afin de réussir la tâche qui lui est demandée.

L'apprentissage est la caractéristique principale des RNA et il peut se faire de différentes manières et selon différentes règles [104],[109].

V.5.1. Type d'apprentissage

plusieurs modes d'apprentissage utilisés sont ;

V.5.1.1. Le mode supervisé

Dans ce type d'apprentissage, le réseau s'adapte par comparaison entre le résultat qu'il a calculé, en fonction des entrées fournies, et la réponse attendue en sortie. Ainsi, le réseau va se modifier jusqu'à ce qu'il trouve la bonne sortie, c'est-à-dire celle attendue, correspondant à une entrée donnée [109].

V.5.1.2. Le mode non-supervisé (ou auto-organisationnel)

Dans ce cas, l'apprentissage est basé sur des probabilités. Le réseau va se modifier en fonction des régularités statistiques de l'entrée et établir des catégories, en attribuant et en optimisant une valeur de qualité, aux catégories reconnues [104],[109].

V.5.1.3. Le mode hybride

Le mode hybride reprend en fait les deux autres approches, puisque une partie des poids va être déterminée par apprentissage supervisé et l'autre partie par apprentissage non-supervisé .

V.5.1.4. Le mode semi-supervisé (renforcement)

Le renforcement est en fait une sorte d'apprentissage supervisé et certains auteurs le classe d'ailleurs, dans la catégorie des modes supervisés. Dans cette approche le réseau doit apprendre la corrélation entrée/sortie via une estimation de son erreur, c'est-à-dire du rapport échec/succès. Le réseau va donc tendre à maximiser un index de performance qui lui est fourni, appelé signal de renforcement. Le système étant capable ici, de savoir si la réponse qu'il fournit est correcte ou non, mais il ne connaît pas la bonne réponse [112].

V.5.2 Apprentissage en ligne et l'apprentissage hors ligne

Deux types différents d'apprentissage sont utilisés, à savoir l'apprentissage hors ligne ou en paquet et l'apprentissage en ligne.

- La procédure d'apprentissage en paquet utilise tous les exemples d'entraînement de façon répétée de sorte que sa performance est comparable à celle d'une procédure d'estimation statistique.
- L'apprentissage en ligne est plus dynamique, en mettant à jour l'estimation courante par l'observation des nouvelles données une par une. C'est une procédure itérative.
- L'apprentissage en ligne est en général lent mais est recommandé dans des environnements changeants.

Il est possible de combiner les deux, dans l'ordre :

- 1) On récupère une série d'observation à partir du processus à modéliser (en quantité et pertinence suffisante).
- 2) On effectue un "préapprentissage" : les données récoltées servent à faire converger les poids vers des valeurs proches de la solution finale.
- 3) On utilise le réseau de neurones tout en utilisant un apprentissage en ligne pour affiner la valeur des poids et pourvoir tenir compte de toutes variations éventuelles (dérives, perturbations, changements de mode de fonctionnement, etc.)

On peut faire une comparaison entre les deux types d'apprentissages, les résultats obtenus sont classés dans le tableau V.2; [1].

Apprentissage hors ligne	Apprentissage en ligne
* requiert souvent de charger en mémoire l'ensemble des poids et des données d'apprentissage (entrées et éventuellement sorties désirées correspondantes) ; * ne peut satisfaire une contrainte de temps réel ; * autorise de réinitialiser sans risque l'apprentissage.	* prend en compte les observations itérativement, au fur et à mesure et demande de ce fait moins de mémoire, moins de calculs ; * est compatible au temps réel ; * "subit" l'ordre dans lequel les observations sont accessibles.

Tab.V.2. Comparaison entre l'apprentissage hors ligne et l'apprentissage en ligne.

V.6. Algorithmes d'apprentissage

V.6.1. Algorithme de rétro-propagation

Minisky et Papert [114] ont prouvé que pour pouvoir effectuer une transformation générale, il faut utiliser des neurones cachés. Cette conclusion arrêta les recherches sur les réseaux de neurones pendant plusieurs années, car on ne connaissait pas de méthode pour calculer la valeur de poids à donner à la couche cachée.

Il fallut les années 80 pour que des chercheurs (RUMELAHT, HINTON et WILLIAMS) introduisent la technique de rétro-propagation des erreurs « back-propagation » qui se résume comme suit [104][115].

- **Algorithme**

Cette méthode se résume donc à ces étapes suivantes :

- 1) Initialiser les données d'entraînement.
- 2) Normalisation ces données d'entraînement.
- 3) Les permuter aléatoirement.
- 4) pour chaque donnée d'entraînement n :
 - * Calculer les sorties du réseau observées en propageant les entrées vers l'avant.
 - * Ajuster les poids en rétro propageant l'erreur observée.

$$w_{ji}(n) = w_{ji}(n-1) + \eta \delta_j(n) y_i(n) \quad (V.17)$$

Où le gradient local est défini par :

$$\delta_j(n) = \begin{cases} e_j(n) y_j(n) [1 - y_j(n)] & \text{si } j \text{ appartient-a-la-couch-de-sortie} \\ y_j(n) [1 - y_j(n)] \sum \delta_k(n) w_{kj}(n) & \text{si } j \text{ appartient - a - la - couch - cachée} \end{cases} \quad (V.18)$$

Avec : $0 \leq \eta \leq 1$ est le taux d'apprentissage, et $y_j(n)$ représentent soit la sortie du neurone i sur la couche précédente si celui-ci existe, soit l'entrée i autrement.

- 5) répéter les étapes 3 et 4 jusqu'à un nombre maximum d'itérations ou jusqu'à ce que la racine de l'erreur quadratique soit inférieure à un seuil.

Cet algorithme est le plus utilisé. Il consiste en fait à suivre la ligne de plus grande pente de la surface d'erreur, qui doit logiquement conduire à un minimum (*local ou global*).

Sa capacité de convergence peut varier selon les problèmes posés, l'architecture du réseau, les fonctions d'activation retenues, et bien entendu, selon la base d'apprentissage et des variables sélectionnées en entrée du réseau.

- La relation donnée dans l'équation (V.17) est appelée règle Delta pour l'algorithme de rétro propagation des erreurs, il existe une autre variante qui est la règle Delta généralisée qui est définit comme suit :

$$w_{ji}(n) = w_{ji}(n-1) + \eta \delta_j(n) y_i(n) + \alpha \Delta w_{ji}(n-1) \quad (V.19)$$

V.6.2. La phase d'apprentissage

L'algorithme consiste, dans sa première étape, à propager vers l'avant des entrées jusqu'à obtenir une sortie calculée par le réseau. La seconde étape compare la sortie calculée à la sortie réelle connue. On modifie alors, les paramètres (poids) de telle sorte qu'à la prochaine itération, l'erreur commise entre la sortie calculée et la sortie réelle soit minimisée [104-105].

V.6.3. Estimation de la performance

Ainsi, pour la structure classique du réseau à une couche de neurones cachés, il faut déterminer le nombre optimal de ces derniers par une procédure de sélection. Il en est de même pour le nombre de couches, toutefois l'expérience montre qu'une seule couche cachée est également suffisante [107]. Pour cela, on effectue une série d'apprentissage tout en augmentant progressivement le nombre de neurones, on sélectionne alors le réseau fournissant l'erreur quadratique moyenne sur l'ensemble d'apprentissage (EQMA) la plus faible. Pour sélectionner le nombre optimal de neurones dans la couche cachée, il faut donc observer l'évolution de l'EQMA. Pour chaque réseau, il est nécessaire d'effectuer plusieurs apprentissages avec des initialisations différentes des paramètres afin d'augmenter la probabilité de trouver un minimum absolu de l'EQMA [105],[115].

V.7. Commande Directe du Couple par RNA du MADA (DTC-RNA)

Dans cette application la structure de la commande neuronale directe du couple (DTC-RNA), de la machine asynchrone à double alimentations est représentée par la figure V.8. Dont la régulateur de la vitesse et la table de commutation sont remplacés par des contrôleurs neuronal, pour la contrôleur de vitesse l'entrée est l'erreur la vitesse et la sortie est la couple électromagnétique de référence C_{em_ref} . Les entrées du sélecteur neuronale sont les états du flux C_{flx} , les états du couple C_{cpl} , et la position (zone) du flux Statorique N ; et les sorties de ce sélecteur sont les impulsions S_a, S_b, S_c permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur [8].

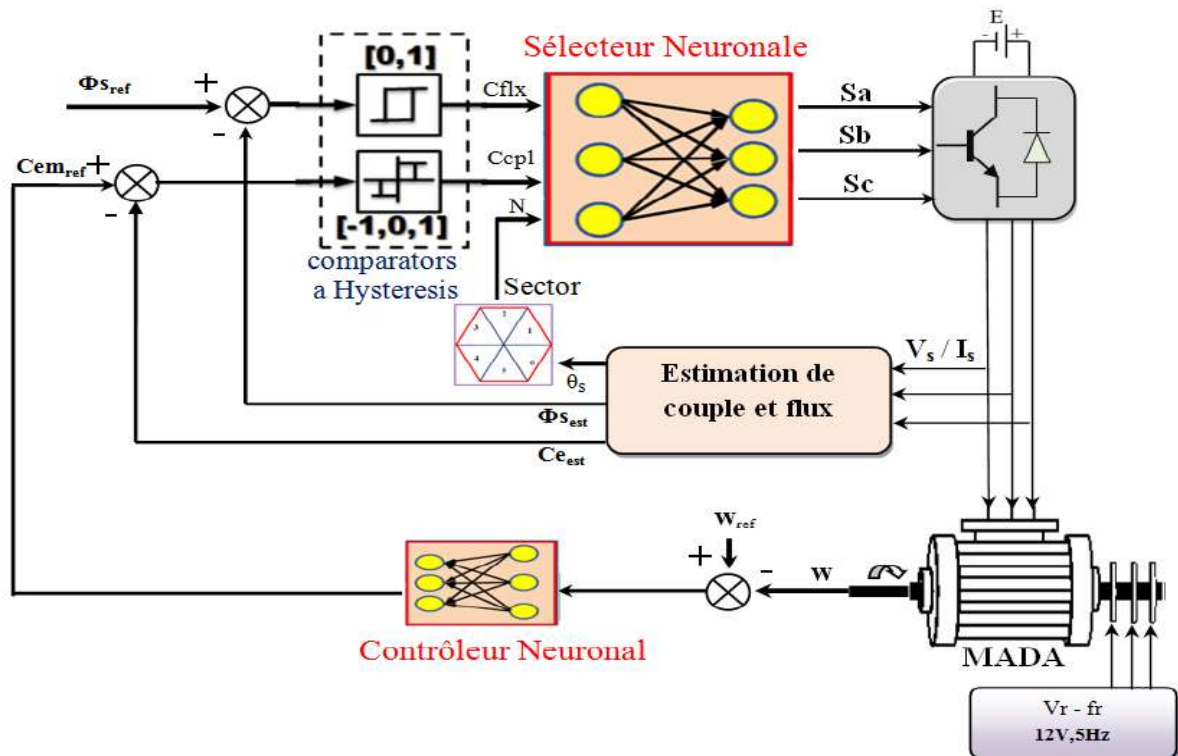


Fig .V.8 Commande directe du couple de la MADA basée sur les RNA.

D'après les essais effectués sur les différentes structures, nous avons constaté que le choix le plus judicieux était de prendre une architecture de réseau des neurones multicouches basée sur une alimentation -forward avec quatre couches cachées ayant 4,14,16 et 3 neurones dans chaque couche, et une couche de sortie contenant 3 neurones fournissant vecteur de tension , utilisant respectivement les fonctions d'activations : 'logsig', 'tansig' , La sélecteur neuronale est représenté sur la figure V.9.

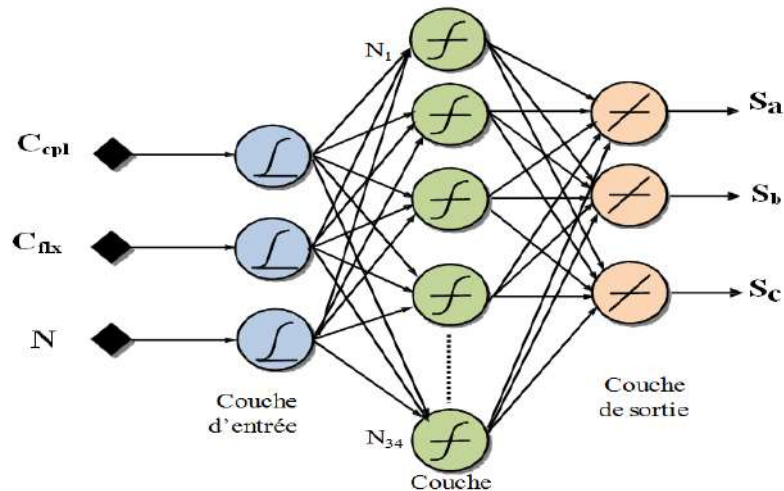


Fig.V.9 Architecture du RNA multicouches.

Le second contrôleur RNA remplace la régulateur IP classique de la vitesse , basée sur un réseau des neurones multicouches avec trois couches cachées ayant 10,14 et 1 neurones dans chaque couche, utilisant respectivement les fonctions d'activations : 'logsig' pour la première et la deuxième couche et la fonction 'purelin' pour la troisième couche. L'entrée du contrôleur RNA de est la différence entre la vitesse mesurée W_m et la vitesse de référence W_{ref} , la sortie est le couple de référence C_{em_ref} .

La figure V.10 présent le schéma bloc de sélecteur et contrôleur Neuronal développés sous l'environnement MATLAB Simulink [8] .

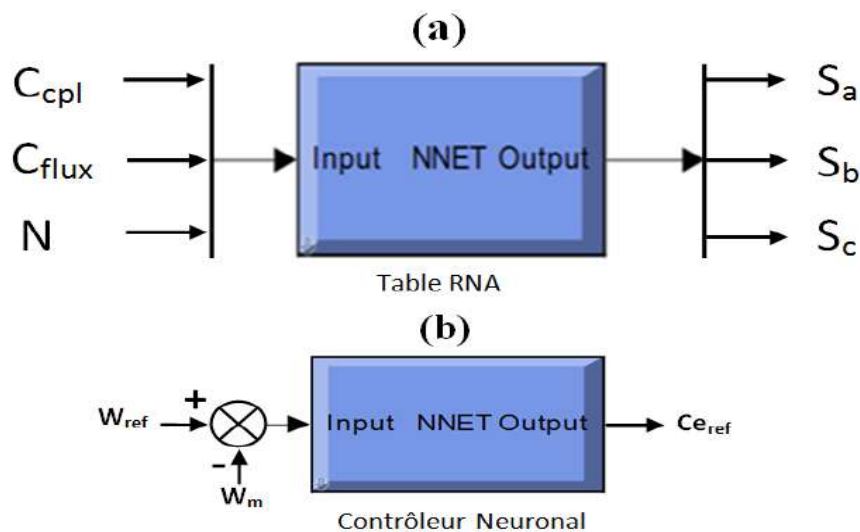


Fig.V.10 Schéma Bloc sous Simulink MATLAB;
(a) La sélecteur neuronal (b) contrôleur de vitesse .

V.8. Résultats de la simulation DTC-RNA appliquée à la MADA

Pour démontrer l'efficacité de la stratégie DTC-RNA proposée, une étude comparative entre la Commande DTC classique et la commande DTC-RNA , en utilisant une machine MADA de 0.8kW (voir Annexe A), plusieurs paramètres de performance ont été étudiés.

Les figures V.11 ; V.12 et V.13 respectivement correspondent les résultats de simulation de la vitesse de rotation , le couple électromagnétique et le flux statorique , obtenus sans charge que le démarrage et lors de l'application d'un échelon variable de 3Nm à 5Nm ,de fonctionnement normal.

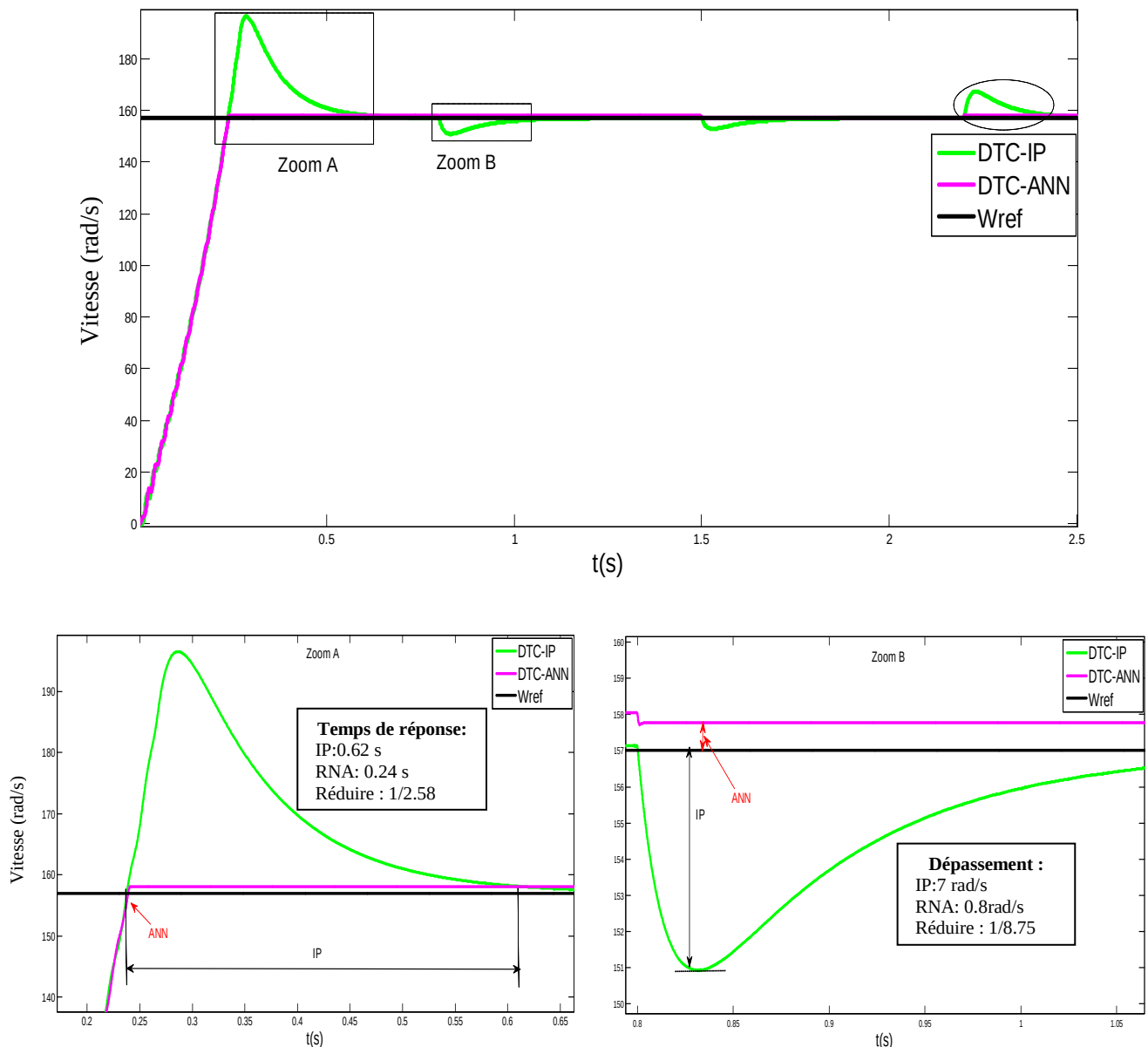


Fig. V.11 Réponse de Vitesse de rotation pour une consigne de couple variable .

Les résultats de simulation représentés dans la figure V.11, montrent clairement la haute dynamique de vitesse dans le cas DTC-RNA suite à une application de charge mécanique, la DTC-RNA atteint sa référence rapidement, sans dépassement de vitesse par rapport à la conséquence DTC classique .

La figure V.12 montre la réponse du couple électromagnétique de la MADA avec une réduction importante des ondulations. Au régime transitoire la réponse du couple est très rapide et au régime permanent se stabilise vers sa valeur de référence avec une erreur statique faible (*dans le cas de la commande DTC-RNA*).

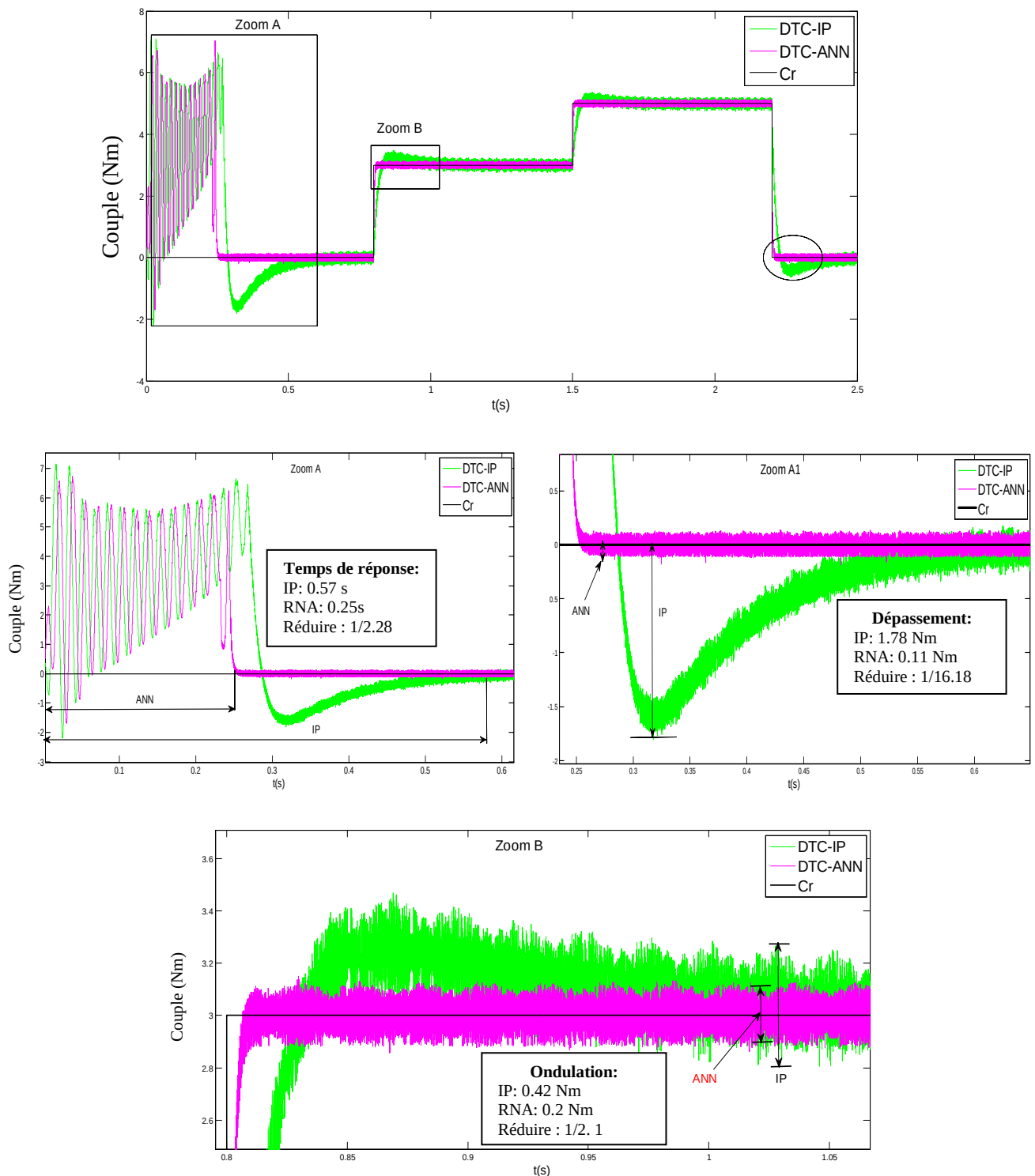


Fig. V.12 Réponse du couple pour une charge variable entre 3N.m et 5Nm .

Dans la DTC-RNA La trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique est maintenue à l'intérieur d'une couronne circulaire, ce qui confirme que le fonctionnement est à flux constant et faible ondulations comme montre à la figure V.13.

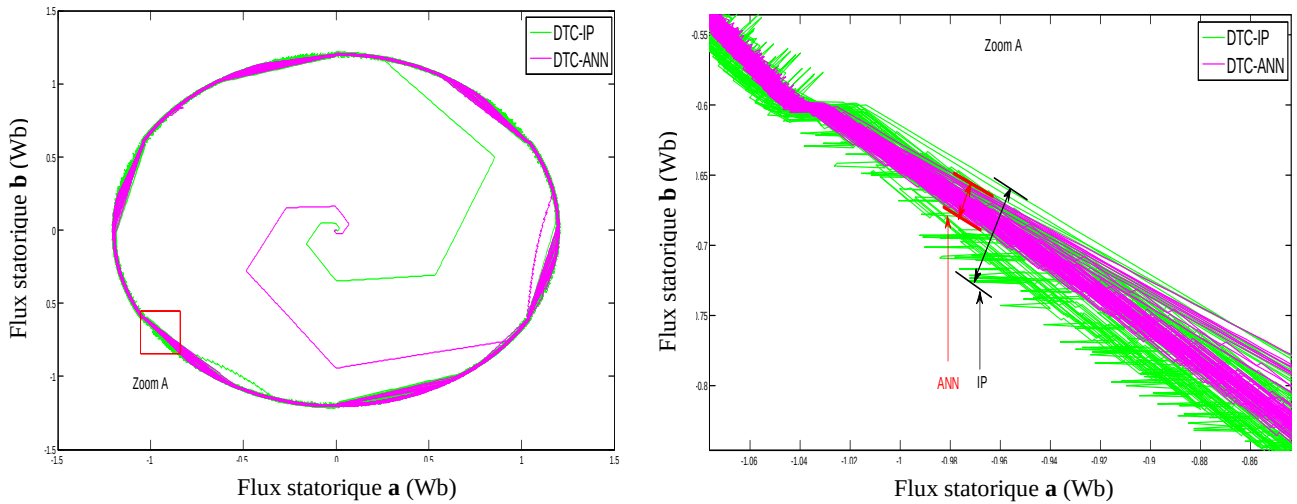


Fig. V.13 Trajectoire du vecteur de flux statorique.

La Figure V.14 montre que le flux statorique suit parfaitement sa référence avec réduction importante de ses ondulations (0.055Wb pour DTC-C et 0.029Wb pour DTC-RNA) .

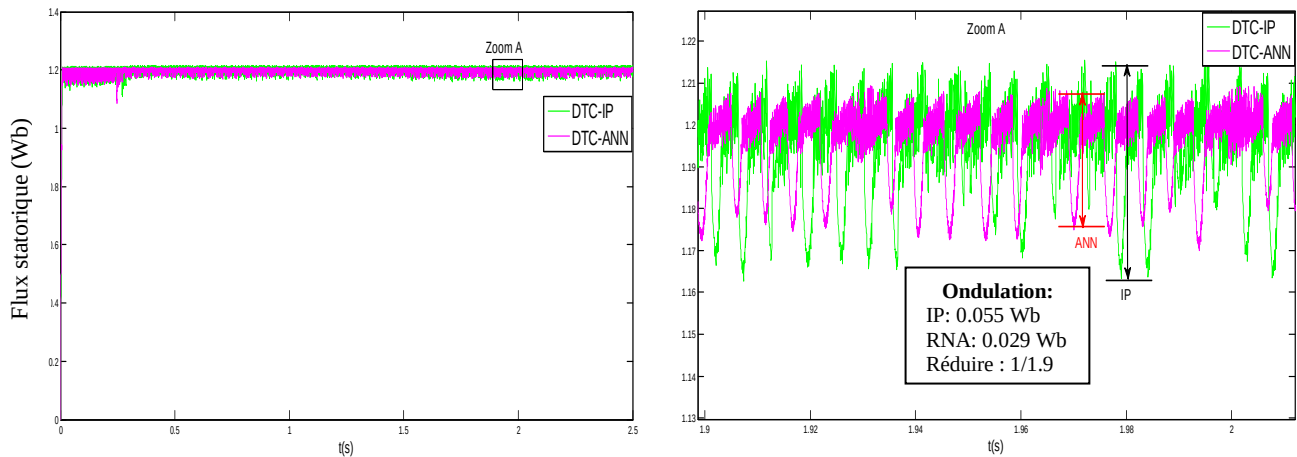


Fig. V.14 Module de flux statorique du MADA .

Les résultats de simulation obtenus sont montrées dans le tableau V.3 donne comparaison entre les valeurs numériques des différents critères de vitesse et couple électromagnétique ; le flux statorique pour les deux stratégies de contrôle DTC et DTC-RNA, qui montre clairement l'efficacité de la stratégie DTC-RNA pour Améliorer les performance de la commande DTC du MADA .

Performance		Fig (zoom)	DTC_IP	DTC_RNA	Amélioration	
					Rapport	%
Vitesse (rad/s)	Temps de reponse (s)	Fig.11(A)	0.62	0.24	2.58	61
	Dépassement (rad/s)	Fig.11(B)	7	0.8	8.75	88
Couple (N.m)	Temps de reponse (s)	Fig.12(A)	0.57	0.25	2.28	56
	Dépassement (N.m)	Fig.12(A1)	1.78	0.11	16.18	93.8
	Ondulation (N.m)	Fig.12(B)	0.42	0.2	2.1	52.3
Flux (Wb)	Ondulation (Wb)	Fig.14(A)	0.055	0.029	1.9	47.2
$Amélioration(\%) = \frac{(V_{IP} - V_{ANN})}{V_{IP}} \times 100$						

Tab. V.3 Comparaison entre les deux commandes DTC et DTC-RNA du MADA .

A partir des résultats de simulation obtenus par les deux stratégies de commande DTC et DTC-RNA de la MADA, les principales contributions dans ce chapitre sont:

- Amélioration des réponses de la vitesse ; couple et flux électromagnétique .
- Réduction des oscillations du couple et de flux;
- Minimisation de la fréquence de commutation de l'onduleur;
- La Robustesse DTC-RNA pour suivre le couple et son référence.

V.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentée une nouvelle amélioration de la stratégie de commande directe de couple DTC de la MADA en utilisant les réseaux de neurones artificiels RNA, nous avons présenté quelques éléments essentiels et les avantages de mettre en oeuvre des réseaux de neurones artificiels, le développement de contrôleurs RNA a été expliqué (structure, la formation, des couches, des règles... ect), une étude comparative a été présentée entre les deux méthodes DTC classique et DTC-RNA proposé.

Les résultats de simulations ont montré que l'application des réseaux de neurones donne une bonne réponse du couple et de flux concernant la technique DTC-RNA. Les ondulations au niveau du Couple et Flux sont moindres par rapport aux techniques classiques, ce qui est reflété sur l'amélioration des performances de la commande DTC de la MADA par RNA .

Conclusion Générale

Les travaux présentés dans cette thèse concernent, d'une façon générale, l'étude et la modélisation d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), pour cela de nombreuses techniques de commande ont été présentées et validées par simulation sur la MADA, tel que la commande vectorielle classiques FOC, la commande par mode de glissement SMC et la commande directe de couple DTC. Malgré cette variété des techniques de commande, plusieurs limitations et inconvénients sont toujours existants, pour cela nous avons développé dans le cadre de cette thèse deux nouvelles techniques intelligentes proposées et validées, la première combine la commande directe du couple optimisée par l'algorithme génétique DTC-AG, la deuxième technique est la commande DTC améliorée par les réseaux de neurones artificiels.

Afin de réaliser les objectifs de thèse, nous avons réparti notre manuscrit en cinq chapitres:

Le premier chapitre de ce travail (état de l'art), a été consacré à la présentation d'une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine et les différentes techniques de commande .

Afin de mieux maîtriser la machine, la première partie du deuxième chapitre a été consacrée à la modélisation de la MADA et de son alimentation, en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices, Ce modèle a été validé en simulation. Dans le but de réglage de la vitesse, la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique qui permet de rendre le système de la MADA similaire à celui de la machine à courant continu a été appliquée à la MADA dans la deuxième partie en utilisant un régulateur de vitesse classique (IP), mais devant l'insuffisance des performances de ce régulateur , où le test de robustesse montre bien la sensibilité de ces régulateurs aux variations paramétriques de la machine comme la résistance rotorique, où le découplage a été affecté.

Dans le troisième chapitre , commande par mode de glissement de la MADA ; nous avons fait appel à un régulateur par mode de glissement, où les résultats de simulation obtenus par l'utilisation de ce dernier ont montré que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables par rapport au régulateur classique IP .Car, le régulateur par mode de glissement offre de bonnes performances statiques et dynamiques, un rejet immédiat et quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite, ainsi qu'une robustesse contre les variations paramétrique de la machine, mais il provoque un phénomène appelé broutement (chattering).L'étude comparative des deux types de commande (FOC et SMC) a montré l'efficacité de la commande par le mode de glissement.

Dans le quatrième chapitre, et dans le but d'améliorer le réglage de la vitesse, nous avons opté pour une autre technique de commande dite commande directe du couple (DTC), la première partie de ce chapitre, nous avons intéressés à la commande DTC classique. qui possède plusieurs avantages par rapport à la commande par orientation de flux (un découplage naturel, l'absence du bloc MLI, réponse excellente du couple, ...etc). Les résultats de simulations obtenus ont permis de juger la qualité de la commande qui est caractérisée par l'absence de dépassement et des courts

temps de réponse, elle présente également une bonne robustesse contre les variations paramétriques de la machine. Ces performances sont réalisées avec une structure simple. Cette technique ne cherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire aux exigences de l'utilisateur. Cependant, deux inconvénients majeurs sont présents. premièrement, la détermination des états de commutation est déterminée par les informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis. deuxièmement, la durée des commutations est variable, ce qui conduit à des oscillations du couple et de flux. Les résultats de simulation de la DTC ont confirmé ces inconvénients (oscillations du couple et de flux). Dans la deuxième partie du chapitre, nous avons proposé l'utilisation de L'Algorithme Génétique(AG), Pour améliorer la commande DTC classique, afin d'optimiser les gains du régulateur PI pour but de minimiser l'erreur entre la valeur de référence et la valeur mesurée où les résultats de simulation présentent de bonnes améliorations au niveau du contrôle du couple et de flux du MADA et par conséquent montrent de bonnes performances traduites par une réduction des ondulations du couple et de flux, par une amélioration du temps de réponse et dépassement .

Pour améliorer les performances de la commande DTC classique, nous avons proposé la commande DTC basée sur les réseaux de neurones artificiels (RNA). Dans cette approche, la table de commutation des vecteurs des tensions et le régulateur de vitesse ont été remplacés par des contrôleurs basés sur les réseaux de neurones artificiels. Les résultats de simulation ont montré que la combinaison entre la méthode classique et réseaux de neurones artificiels a permis d'aboutir à plusieurs avantages: des performances remarquables comparativement à la DTC classique et une réduction sensible des fluctuations des grandeurs de sortie de la MADA.

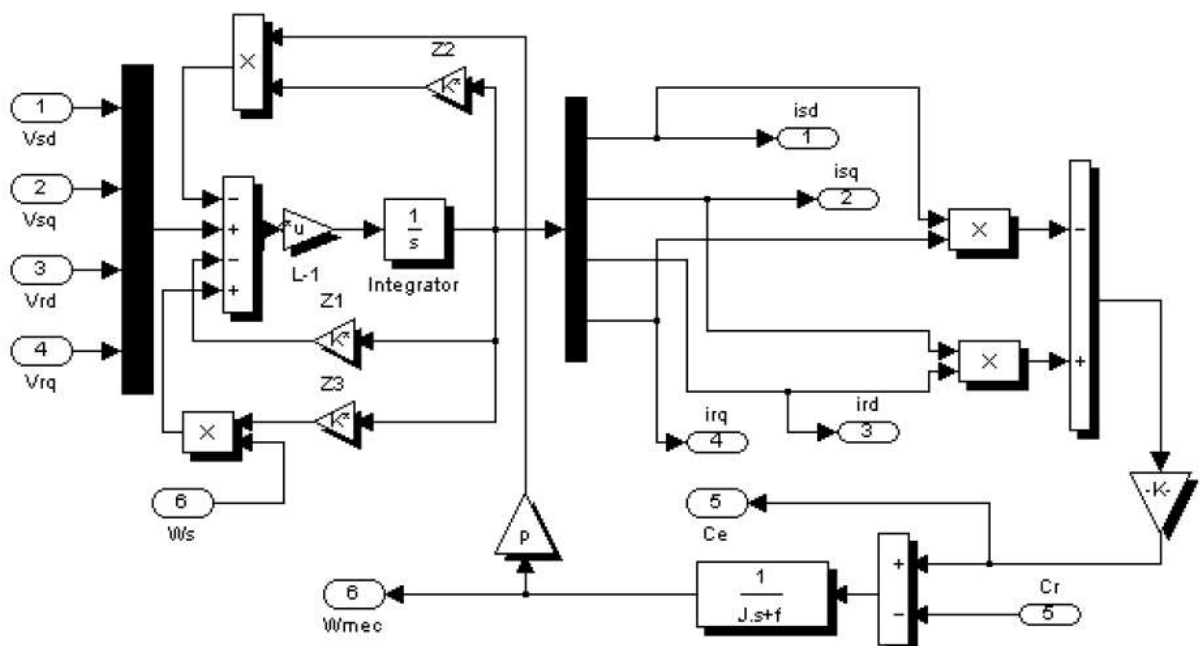
Les travaux présentés dans notre thèse ont montré de nombreux avantages, des perspectives intéressantes pouvant contribuer à l'amélioration des performances des commandes du MADA , tel que:

- La combinaison entre les différentes techniques associées à la commande vectorielle, et la commande par mode de glissement, à titre d'exemples : PI flou, le mode de glissement flou et le flou adaptatif glissant.
- Test et validation des stratégies de commande proposées expérimentalement .
- Utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.
- Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la commande adaptative, les réseaux de neurones-flou , backstepping.
- La combinaison entre les différentes techniques associées à la commande DTC (PI flou, par glissement flou, SVM-DTC, DTC prédictive).
- Commande et diagnostic des défauts de la MADA (convertisseur, statoriques, rotoriques).

Annexe (A)

A.1) Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation [06] :

Nom et symbole des paramètres	Valeur
Puissance nominale P_n	0.8kW
Courant nominal I_n	3.8/2.2 A
Tension nominale statorique V_s	220/380 V
Fréquence nominale statorique f_s	50Hz
Tension nominale rotorique V_r	3×120 V
Résistance statorique R_s	11.98 Ω
Résistance rotorique R_r	0.904 Ω
Inductance statorique L_s	0.414 H
Inductance rotorique L_r	0.0556 H
Inductance mutuelle M	0.126 H
Inertie totale J	0.01 kg.m ²
Nombre de paires de pôles p	2
Coefficient de frottement f	0 S.I
Vitesse mécanique nominale Ω	1420tr/minn

A.2) Le modèle de la MADA sous Simulink/MATLAB.

Annexe (B)

B.1) La transformation de CONCORDIA et de CLARKE

Transformation directe de Concordia	Transformation directe de Clarke
Passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé α, β	
$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \text{ c-à-d } [x_{\alpha\beta}] = T_{23} [x_{abc}]$ avec $T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \text{ c-à-d } [x_{\alpha\beta}] = C_{23} [x_{abc}]$ avec $C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$
Passer d'un système diphasé α, β vers un système triphasé abc	
$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \text{ c-à-d } [x_{abc}] = T_{32} [x_{\alpha\beta}]$ avec $T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \text{ c-à-d } [x_{abc}] = C_{32} [x_{\alpha\beta}]$ avec $C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

Bibliographie

- [1] **D. Youcef**, « 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 en Electrotechnique, université djillali liabes de SIDI-BEL-ABBES ,Algérie, 2015.
- [2] **Z. Boudjema**, « Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Ecole Normale Supérieure De L'enseignement Technologique D'Oran , Algérie, 2009.
- [3] **P-E. Vidal**, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double Alimentation » Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse , France, 2004.
- [4] **G. Salloum**, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [5] **M. S. Vicatos et A. J. Tegopoulos**, « A doubly-fed induction machine differential drive model for automobiles », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, No. 2, pp. 225- 230, 2003.
- [6] **S. Drid**, Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation théorie et expérimentation », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [7] **F. Poitiers**, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'energie eolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [8] **ZEMMIT, Abderrahim, Sabir MESSALTI, et Abdelghani HARRAG** ,«Innovative improved Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine (DFIM) using Artificial Neural Network (ANN-DTC) », International Journal of Applied Engineering Research; Volume 11, Number 16 ; pp 9099-9105, 2016.
- [9] **A. Boyette**, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone a double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », Thèse de doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 11, France, 2006.
- [10] **B. Robyns, B. François, Ph. Degobert et J-P. Hautier**, « Commande vectoriel de la Machine asynchrone », Edition TECHNIP, Paris, 2007.
- [11] **H. A. Toliyat et G. B. Kliman**, « *Handbook Of Electric Motors* », second edition, Taylor & Francis Group, USA 2004.
- [12] **B. Hopfenspeger et D.J. Atkinson**, « Doubly-fed a.c. machines: classification and comparison », *European Conference on Power. Electronics And Applications (EPE)*, Gras,2001.
- [13] **R. Abdessemed**, « Modélisation et simulation des Machines Electriques »,Livre, Edition TECHNOSUP, Univ Batna , 2012.
- [14] **A. ZEMMIT, S. MESSALTI** , «Modeling and Simulation of Doubly Fed Induction Motor (DFIM) Control using DTC and DFOC: A comparative study », International Journal of Applied Engineering Research ; Volume 11, Number 8 ; pp 5623-5628 , 2016.

- [15] **A. Dendouga**, « Contrôle des puissances actives et réactive de la machine asynchrone a double alimentation (DFIM) »; Thèse de doctorat en electrotechnique, Université de Batna, Algérie, Février 2010.
- [16] **T. Wildi et G. Sybille** : « *Électrotechnique* », 4^{ème} édition, Canada 2005.
- [17] **B. Youcef**, « Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation » , Thèse de doctorat en Electrotechnique, Université Mohamed Khider de Biskra,Algérie, 2014.
- [18] **M. Machmoum, R. L. Doeuff, F. M. Sargos, M. Cherkaoui**, «Steady-state analysis of a doubly fed asynchronous machine supplied by a current-controlled cycloconverter in the rotor,» IEE Proc-B., Vol. 139, No. 2, pp. 114-122, Mar. 1992.
- [19] **C. Batlle, A. D. Cerezo et R. Ortega**, «A stator voltage oriented PI controller for the doubly-fed induction machine, » Proc. of American Control Conference, pp. 5438- 5443, New York, USA, Jul 2007.
- [20] **A. K. Dalal, P. Syam, A. K. Chattopadhyay**, «Use of matrix converter as slip power regulator in doubly-fed induction motor drive for improvement of power quality,» IEEE Proc. Power India Conference, New Delhi, 2006.
- [21] **I. Shapoval, S. Peresada, J. Clare**, «Torque and reactive power control of doubly fed induction machine with matrix converter,» IEEE, pp. 2469-2474, 2008.
- [22] **D. Lecocq, P. H. Lataire**, «The indirect controlled double fed asynchronous motor for variable speed drives,» EPE Conference, Vol. 3, pp. 405-410, Sevilla, 19-21 ; 1995.
- [23] **A. Masmoudi, A. Toumi, M. Kamoun**, «Power on analysis and efficiency optimization of a doubly fed synchronous machine, »Proceedings of Electric Machines and Power Systems, Vol. 21, pp. 473-491, 1993.
- [24] **S. Drid, M.S. Nait-Said, M. Tadjine**, « Double flux oriented control for the doubly fed induction motor electric power components and systems,» Taylor & Francis Inc, Vol. 33, pp. 1081-1095, 2005.
- [25] **D. Ramuz**, «Machine généralisée alimentée par deux convertisseurs,» Thèse de Doctorat, Institut de Génie Energétique de Belfort, UFR des Sciences Techniques et Gestion de l'Industrie de l'Université de France, Mai 2000.
- [26] **M. Marty, D. Dixneuf et D. G. Gilbert**, « *Principe De L'électrotechnique* », DUNOD, Paris, 2005.
- [27] **Ph. Le Brun**, « Variation De Vitesse Des Machines Asynchrones »,Cours En Electrotechnique , Lycée Louis Armand, Strasbourg, France.
- [28] **A. Miloudi** «Etude Et Conception De Régulateurs Robustes Dans Différentes Stratégies De Commandes D'un Moteur Asynchrone» thèse Doctorat Science ,Université Oran JUIN 2006.
- [29] **Kheldoun Aissa**, «Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté » , Thèse de Doctorat , université Boumerdès 2007
- [30] **G. Segulier**, « *Convertisseurs De l'Electronique De Puissance: La Conversion Alternative-Continue* », vol.1, 3^{ème} éditions, Technique et Documentation Lavoisier, Paris,2006.
- [31] **A. Meroufel**, « Contrôle De La Machine Asynchrone »,Polycopie De Cours, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [32] **DJ. Khodja**, « commande des convertisseurs électromécaniques »,Polycopie De Cours, Master1 ,ISE ,Université de M'sila , Algérie, 2012.

- [33] **A.L.Nemmour**, «Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation», Thèse de magister, Université de Batna ,2002.
- [34] **N. Akkari**,« Commande adaptative de la machine asynchrone à double alimentation par des sources de tension», Thèse de magister de l'université de Batna, 2005.
- [35] **E. Merabet**,« Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Thèse de magister de l'université de Batna, 2008.
- [36] **H. Tamrabet**,« Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone», Thèse de magister de l'université de Batna, 2006.
- [37] **A. Kheldoun**,« Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté», Thèse de doctorat de l'université de Boumerdès, 2007.
- [38] **D. forchetti, G. garcia et M. I. valla**, «Vector control strategy for a doubly-fed standalone induction generator vector », IEEE Trans .Energy conversion, pp: 991-995, 2002.
- [39] **H. Amimeur**,« Contribution au Controle de la Machine Asynchrone Double Etoile»,Thèse de doctorat de l'université de Batna, juin 2012.
- [40] **M. Bouharkat**, « Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique», Thèse de doctorat de l'université de Batna, 2006.
- [41] **H. Bühler**,« Réglage par mode de glissement»,Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.
- [42] **H. Hashimoto, K. Mayurama**,« Practical realization of VSS controller for robotic arm»,IEEE, IECONF, pp. 34-40, 1986.
- [43] **H. Hashimoto,H. Yamamoto, S. Yanagisawa, F. Harashima**,« Brushless servo motor control using variable structure approach», IEEE, Trans. Idust. Applic Vol.24, N°.1, pp. 160-170, 1988.
- [44] **Ph. Cristian lascu**,« Direct Control of Sensorless Induction (Motor Drivers): A sliding-Mode Approach» ,IEEE Transactions on industry applications, vol.40, 582-590;2004.
- [45] **K. K. Young**,« Controller design a manipulator using theory of variable structure systems», IEEE Trans. Syst. MAN. Cybe. Vol. SMC-8, N°. 2;101-109 ; 1978 .
- [46] **D. Benattous, A.Golea, R. Abdelsemed**, « Commande à structure variable par mode glissant pour la commande vectorielle d'un moteur asynchrone »,ICEL98, 5-7 Octobre 1998, UST Oran, Algérie.
- [47] **Y.Bekakra, D.Ben attous**,« Sliding Mode Control of Doubly Fed Induction Machine », Proceedings of 3rd International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies (ICEEDT'09), Oct. 31 – Nov. 02, 2009, Soussa, Tunisia.
- [48] **R.Abdessemed, A.L.Nemmour, VF.Tomachevitch**,« Cascade Sliding Mode Control of a Stator Field Oriented Double Fed Asynchronous Motor Drive (DFAM)», In: Archives of electrical engineering,Vol. LI, N°03, pp. 371-387, 2002.
- [49] **M. Chebre, M. Zerikat, Y. Bendaha**, « Adaptation des Paramètres d'un Contrôleur PI par un FLC Appliqué à un Moteur Asynchrone» ,4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007, 03-04 Novembre 2007.
- [50] **F. Harashima, H. Hashimoto, S. Kondo**,« Mosfet converter fed position servo system with sliding mode control», IEEE Trans. Idust. Applic. Vol. 32, N°. 3, pp. 238-244,1985
- [51] **F.Boumaraf** ,« Commande Intelligente D'une Association Convertisseur Statique Machine Asynchrone à Double Alimentation», Mémoire Magister ,Univ Batna, 2009.

- [52] **M.Meddah ; T.Kheffache**, « Etude et validation expérimentale de la commande d'une machine asynchrone double étoiles », Mémoire Magister de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, 2007.
- [53] **A.Chebabhi , N.E.Rouabah , E.Guerbai**,« Application des techniques de l'intelligence artificielle pour le contrôle direct du couple d'une MAS » Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2009.
- [54] **A.Berkani**,« Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux basé sur la logique floue et l'apprentissage par renforcement » , Mémoire de Magister de l'école militaire polytechnique d'Alger, Algérie, 2009.
- [55] **J.Belhadj**,« Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone-Structures d'observation, Application aux systèmes multimachines-multiconvertisseurs » , Thèse de Doctorat de l'école nationale d'ingénieurs de Tunis, Tunisie, juillet 2001.
- [56] **Y.Daili**,« Contrôle de la Fréquence de Commutation des Hystérésis Utilisés dans les Commandes d'une Machine à Induction » , mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Novembre 2007.
- [57] **K.Marouani**,« Etude et Réalisation d'un Banc Expérimental de Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone Commandée par PC sans Capteur Mécanique » , Mémoire de Magister de l'école militaire polytechnique d'Alger, Algérie, janvier 2001.
- [58] **M.Zelechowski**, « Space Vector Modulated_Direct Torque Controlled (DTC –SVM) Inverter_ Fed Induction Motor Drive » , Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology ,Warsaw, Poland, 2005.
- [59] **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.
- [60] **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.
- [61] **C.DE Almeida 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.
- [62] **S.M. Gadoue, D. Giaouris, J.W. Finch**, « Artificial intelligence-based speed control of DTC induction motor drives A comparative study » , Electric Power Systems Research 79(1) ; 210–219; 2009.
- [63] **G.Naveen, P.K.S.Sarvesh, B.Rama Krishna**, «DTC Control Strategy for Doubly Fed Induction Machine » , International Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT) ISSN: 2249 – 8958, Volume-3(1), Oct 2013 .
- [64] **S.J. Fattahi, A.A. Khayyat**, « Direct Torque Control of Brushless Doubly-Fed Induction Machines Using Fuzzy Logic » , IEEE PEDS 2011, Singapore, 5-8 December 2011
- [65] **Jagadish H. Pujar, S. F. Kodad**, « Robust Sensorless Speed Control of Induction Motor with DTFC and Fuzzy Speed Regulator » , International Journal of Computer, Electrical, Automation, Control and Information Engineering Vol:5, No:9, 2011.
- [66] **M. A. Mma and B. L. Walcott**, « Stability and Optimality in Genetic Algorithm Controllers », IEEE , Intelligent Control, pp. 492-496, Dearborn, 1996.
- [67] **M.S. Guettouche, K. Boukhetala et S. Ait-Kaci**, «Optimisation du Réseau Pluviométrique Hodneen par la Méthode des Algorithmes Génétiques Spatialisés», Larhyss Journal, pp. 21-33, Juin 2007.

- [68] **D. Matthieu**, « Les algorithmes Génétiques », Document d'Internet, Disponible à : <http://www.a525g.com/intelligence-artificielle/algorithmes-genetique.htm>, 3/09/2002.
- [69] **B. Abdelhadi**, « Contribution à la Conception d'un Moteur à Induction Spécial à Rotor Externe pour Système de Propulsion Electrique : Développement d'un Algorithme Génétique Adaptatif pour Identification Paramétrique », Thèse de Doctorat en Sciences en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2004.
- [70] **J. P. Vacher**, « Un Système Adaptatif par Agents avec Utilisation des Algorithmes Génétiques Multi-Objectifs : Application à l'Ordonnancement d'Atelier de Type Job-Shop N×M », Thèse de Doctorat en Informatique, Université du Havre, France, 2002.
- [71] **D. E. Goldberg**, « Algorithmes Génétiques : Exploration, Optimisation et Apprentissage Automatique », Traduction Française par V. Corruble, Edition Addison-Wesley France, SA, 1994.
- [72] **Benahmed Nadia**, « Optimisation de réseaux de neurones pour la reconnaissance de chiffres manuscrits isolés: Sélection et pondération des primitives par algorithmes génétiques », École de technologie supérieure, Canada, 2002.
- [73] « Résolution Numérique par Algorithmes Génétiques », Document d'Internet, Disponible à : <http://www.recherche.enac.fr/opti/papers/thesis/NICOLAS/index.html>.
- [74] **G. Wang, M. Zhang, X. Xinhe and C. Jiang**, « Optimization of Controller Parameters Based on The Improved Genetic Algorithms », In Proceedings of the IEEE 6th World Congress on Intelligent Control and Automation, pp. 3695-3698, Dalian, China, June 21 - 23, 2006
- [75] **A. Gaspar and P. Collard**, « Time Dependent Optimization with a Folding Genetic Algorithm », IEEE, pp. 125-132, 1997.
- [76] « Algorithmes Génétiques pour Résoudre le Problème du Voyageur », Document d'Internet, Disponible à : <http://sis.univ-tln.fr/~tollari/TER/AlgoGen1/AlgoGen1.html>, Publié le 23/05/2003.
- [77] **N. Zerari**, « Les Algorithmes Génétiques en Maintenance », Mémoire de Magister en Génie Industriel, Université de Batna, Algérie, 2006.
- [78] **C. Bontemps**, « Principes Mathématiques et Utilisations des Algorithmes Génétiques », Cours , à l'université TOULOUSE 1 , Mai 2014 .
- [79] **Tiwari, Ramji, and N. Ramesh Babu**, « Recent developments of control strategies for wind energy conversion system », Renewable and Sustainable Energy Reviews 66(1); 268-285, 2016
- [80] **H. Y. Xu and G. Vukovich**, « A Fuzzy Genetic Algorithm with Effective Search and Optimization », In Proceedings of 1993 International Joint Conference on Neural Networks, pp. 2967-2970, 1993.
- [81] **Y. P. Huang and K. Q. Shi**, « Genetic Algorithms in the Identification of Fuzzy Compensation System », IEEE, pp. 1090-1095, 1996.
- [82] **W. Hui, X. Dong, D. Guanghong**, « A Genetic Algorithm for Product Disassembly Sequence Planning », IEEE, 2006.
- [83] **E. Znouda et N. G. Morcos et A. H. Alouane**, « Un Algorithme Génétique pour l'Optimisation Energétique et Economique des Bâtiments Méditerranéens », 6^{ème} Conférence Francophone de Modélisation et Simulation - MOSIM'06, Rabat, Maroc, 3-5 Avril 2006.
- [84] **L. Thomas**, « Algorithmes Génétiques et Composites Conducteurs », Rapport de Projet de Fin d'Etudes, Département de Génie Informatique et Statistique, Ecole Polytechnique d'Ingénieurs, Lille, France, 2005/2006.

- [85] **V. Rialle, J. G. Meunier, I. Biskri, S. Oussedik et G. Nault**, « Application de l'Algorithmique Génétique à l'Analyse Terminologique », Document d'Internet, Disponible à : <http://www.cavi.univ-paris3.fr/lexicométrica/jadt/jadt1998/JADT1998.htm>.
- [86] **S. Taibi**, « Développement et Application d'une Procédure d'Optimisation Basée sur l'Algorithme Génétique », Sixième Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique, JCGE'03, Saint Nazaire, pp. 429-434, France. 5-6 Juin 2003.
- [87] **Shady. M. Gadoue, D. Giaous and J. W. Finch**, 'Genetic Algorithm Optimized PI and Fuzzy Mode Speed Control for DTC drives', Proceedings of the World Congress on Engineering 2007, Vol. 1, WCE 2007, July 2-4, London, U.K, 2007
- [88] **C. Bontemps**, « Principes Mathématiques et Utilisations des Algorithmes Génétiques », Document d'Internet, Disponible à : <http://www2.toulouse.inra.fr/centre/esr/CV>, 18 Novembre 1995.
- [89] **T. Vallée, M. Yildizoglu**, « Présentation des Algorithmes Génétiques et de Leurs Applications en Economie », Disponible à : <http://beagle.u-bordeaux4.fr/yildi/files/agpresf.pdf>, Décembre 2003.
- [90] **A. Wright** « Genetic Algorithms for Real Parameter Optimization ", pp. 205–218. Morgan Kaufmann : San Mateo, CA, 1991.
- [91] **A.Harrag , S. Messalti** « Variable step size modified P&OMPPT algorithm using GA-based hybrid offline/online PID controller », Renewable and Sustainable Energy Reviews 49(2015)1247–1260.
- [92] **Goldberg, D.E** , « Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning ». Addison-Wesley; 1989.
- [93] **K. Kouzi**, « Commande Vectorielle d'un Moteur à Induction sans Capteur de Vitesse par un Réglage PI-Flou à Gains-Flous Adaptés Associé à un Observateur d'Etat par Mode de Glissement », Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [94] **L. Mokrani**, « Contribution à la CAO Optimisée des Machines Electriques, Application au Moteur Linéaire à Induction », Thèse de Doctorat d'Etat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [95] **Wassim. A, Bedwani, and Oussama M. Ismail**, « Genetic Optimization of Variable Structure PID Control Systems », Computer Systems and Applications, ACS/IEEE International conference on 2001.
- [96] **Y. Djeriri, A. Meroufel, M. Allam**, « Artificial neural network-based robust tracking control for doubly fed induction generator used in wind energy conversion systems », JARST, Algeria, Vol.2, No.1, pp.173-181, 2015.
- [97] **D. Kukolj, F. Kulic and E. Levi**, « Design of speed controller for sensorless electric drives based on AI techniques: a comparative study »; Artificial Intelligence in Engineering, Vol.14, pp.165-174, 2000.
- [98] **R.A. De Marchi, F. J. Von Zuben, E. Bim**, « A Neural Network Approach for the Direct Power Control of a Doubly Fed Induction Generator »; XI Brazilian Congress of Power Electronics, IEEE, Vol.1, pp.38-43, Natal, Brazil, 2011.
- [99] **A. Bechouche**, « Utilisation des techniques avancées pour l'observation et la commande d'une machine asynchrone : application à une éolienne »; Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Tizi-Ouzou, Algérie, 2013.
- [100] **A. Meroufel, Y. Djeriri, A. Massoum et A. Hammoumi** « Commande vectorielle par les réseaux de neurones artificiels d'une MADA intégrée à un système éolien »; Revue des Energies Renouvelables, CDER, Algérie, Vol.13, No.4, pp. 669-682, 2010.

- [101] **N.K. Nguyen**, « Approche neuromimétiques pour l'identification et la commande des systèmes électriques : Application au filtrage actif et aux actionneurs synchrones »; Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, France, 2010.
- [102] **D. Ould Abdeslam**, «Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : Application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension »; Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, France, 2005.
- [103] **P. Wira**, « Approches neuromimétiques pour l'identification et la commande »; Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Haute Alsace, France, 2009.
- [104] **Éric DAVALO, Patrick Naim** « Des réseaux de neurones»; 2ème Editions Eyrolles 1993.
- [105] **Luc CONTSTAN** ,«modélisation de dispositifs électriques par réseaux de neurones en vue de l'émulation en temps réel »; Thèse L'INPT de TOULOUSE, 2000.
- [106] **Marc Parizeau**, «RESEAUX DE NEURONES »; Université LAVAL, Automne 2004.
- [107] **Gherram Kaci**, « Étude d'un observateur Neuro-Kalman appliqué à la commande vectorielle de la machine asynchrone à cage», Mémoire magister En Électrotechnique, Université de USTHB , 2008.
- [108] **G. Dreyfus, J. Martinez, M. Samuelides**, « Apprentissage statique : Réseaux de neurones, cartes topologiques, machine à vecteur supports »; Eyrolles, Paris, 2008.
- [109] **G.Dreyfus.J, M. Martinez, M.Samuelides**, « réseaux de neurones-méthodologie et applications-», Editions Eyrolles 2002.
- [110] **P. WIRA**, « Réseaux de neurones artificiels : architectures et applications »; Cours pour l'école doctorale de SBA, Université de Haute Alsace, Laboratoire MIPS, Mulhouse, France, Avril 2009.
- [111] **G. Dreyfus, Y. Idan**, « The Canonical Form of Nonlinear Discrete-Time Models »; Neural Computation, Vol.10, No.1, 1998.
- [112] **M.T. Hagan, M. Menhaj**, « Training feedforward networks with the Marquardt algorithm »; IEEE Trans, Neural Networks, Vol.5, No.6, pp.989-993, 1994.
- [113] **G. Irwin, K. Warwick, K. Hunt**, « Neural network applications in control »; The Institution of Electrical Engineers, London, 1995.
- [114] **Franck Morand**, «Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones ». Thèse CEGELY, Lyon (INSA de Lyon), 2005.
- [115] **Wu, Xuezhi, and Lipei Huang**, « Direct torque control of three-level inverter using neural networks as switching vector selector »; Industry Applications Conference, IEEE. Vol. 2, pp 939-944; 2001.

ملخص:

حالياً، وبسبب التقدم الهائل في مجال إلكترونيات الطاقة، أصبح المحرك اللائزمني مضاعف التغذية واحد من أفضل الحلول الناجحة للعديد من التطبيقات وخاصة لتحويل طاقة الرياح، والتطبيقات ذات سرعات متغيرة، أنظمة الجر و السكك الحديدية، والدفع البحري، ومحطات توليد الطاقة الكهرومائية،.. الخ. وعلى الرغم من هذا التقدم، لا يزال التحكم في المحركات الكهربائية يتأثر بالعديد من القيود مثل: تموج عزم الدوران، الدقة، المتانة، وتغير المعاملات وما إلى ذلك. وللتغلب على المشاكل السابقة، تقدم هذه الأطروحة إستراتيجيات التحكم الذكي للمحرك اللائزمني مضاعف التغذية، حيث تتمثل الطريقة الأولى في الجمع بين التحكم المباشر في العزم مع تحسين المعاملات PI باستخدام الخوارزمية الوراثية (DTC-GA)، كما تتمثل الطريقة الثانية في التحكم المباشر في العزم باستعمال الشبكات العصبية الاصطناعية (DTC-ANN)، حيث أظهرت كل من استراتيجيات التحكم المقترحة DTC-GA و DTC-ANN أداء أفضل مقارنة مع DTC الكلاسيكية وذلك من خلال تحسين زمن الاستجابة والتجاوز وكذا التقليل من تموجات التدفق والعزم الكهرومغناطيسي. وبالإضافة إلى ذلك قمنا بالتحليل والمقارنة بين تقنية التحكم الشعاعي FOC و التحكم بالنمط المنزلق SMC.

الكلمات المفتاحية: الآلة اللائزمنية مضاعفة التغذية، الخوارزمية الوراثية، الشبكات العصبية الاصطناعية، التحكم بالنمط المنزلق، المتحكمات التقليدية PI، التحكم المباشر في العزم.

Résumé:

Actuellement, en raison des progrès énormes dans l'électronique de puissance, la machine à induction à double alimentation (MADA) est devenue l'une des meilleures solutions prometteuses pour nombreuses applications en particulier pour la conversion de l'énergie éolienne, l'application à vitesse variable, traction ferroviaire, propulsion marine, et les centrales hydroélectriques,...etc. Malgré ces progrès, les entraînements électriques encore influencés par nombreuses contraintes telles que l'ondulation de couple, précision, robustesse, les variations des paramètres,...etc. Pour surmonter les problèmes précédents, deux nouvelles stratégies hybrides de contrôle intelligent de la machine à induction à double alimentation (MADA) ont été développées dans cette thèse. La première est la méthode DTC-AG dont le contrôleur PI est optimisé par les algorithmes génétiques, la seconde combine la méthode de contrôle direct du couple classique et les réseaux de neurones artificiels (DTC- RNA). Les deux stratégies de contrôle DTC-AG et DTC-RNA proposées ont montré meilleures performances par rapport à la DTC classique dans les deux états transitoires et stables, dont lesquels de nombreux avantages ont été confirmés, liés aux ondulations du couple et du flux, réduction du dépassement et du temps de réponse. En outre, l'analyse et des études comparatives des différentes stratégies de contrôle de la MADA ont été réalisées, y compris la commande vectorielle CV, commande par mode glissant MG, DTC classique, DTC-AG et DTC- RNA.

Mots clés : Machine Asynchrone à Double Alimentation MADA, modélisation, Algorithme génétique AG, réseaux de neurones artificiels RNA, régulateurs PI, mode glissant MG, contrôle direct du couple DTC, DTC-AG, DTC-RNA.

Abstract:

Today, due to huge progress in power electronics, doubly fed induction machine (DFIM) became one of the best promising solutions for many applications especially for wind energy conversion, variable speed application, railway traction, marine propulsion, and hydroelectric power stations, etc. Despite this progress, electric drives still influenced by many constraints such as the torque ripple, accuracy, robustness, the variations of the parameters, etc. To overcome the previous problems, two novels combined intelligent control strategies of doubly fed induction machines (DFIM) have been developed in this thesis. The first one is the combined DTC-GA method using PI controller optimized by genetic algorithm, the second combines the conventional Direct Torque Control and Artificial Neural Network (DTC- ANN). Both proposed DTC-GA and DTC-ANN control strategies have shown better performance compared to conventional DTC in both the transient and steady states, in which numerous benefits related to flux and torque ripples overshoot and response time have been confirmed. In addition, analysis and comparatives study of different DFIM control strategies have been carried out, including field oriented control (FOC), sliding mode control (SMC) and conventional Direct Torque Control.

Keywords: Doubly fed induction machine DFIM, modeling, genetic algorithm GA, artificial neural network ANN, PI controllers, sliding mode SM, direct torque control DTC, DTC-GA, DTC-ANN.