

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
RABAH SADAoui

ANALYSE ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE
ALIMENTATION

AVRIL 2017

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec À Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

Résumé

Cette étude présente des stratégies linéaires de contrôle appliquées à l'asservissement en vitesse d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation dont les enroulements statoriques et rotoriques sont reliés à des onduleurs de tensions à Modulation de Largeur d'Impulsion. Dans cette optique une commande vectorielle est mise en œuvre pour réaliser un certain découplage entre le stator et le rotor afin que l'expression du couple soit similaire à celle du couple de la machine à courant continu. Cette commande est élaborée et testée en synthétisant trois types de régulateurs : un régulateur Proportionnel- Intégral (PI) et un régulateur de type RST et un régulateur basé sur la commande par la logique floue. Les performances du dispositif sont analysées et comparées par simulation en termes performances et de robustesse face aux variations paramétriques de la machine.

Remerciements

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements au professeur, M. AHMED CHERITI, d'avoir accepté de m'encadrer pour mon mémoire, ainsi que pour son soutien, ses remarques pertinentes et son encouragement.

Je tiens à remercier chaleureusement le professeur DOUMBIA, MAMADOU LAMINE pour sa collaboration et sa compréhension.

Ma reconnaissance va aussi à tous mes professeurs dans le cadre du programme Maîtrise en génie électrique, pour leur patience envers mes commentaires, pour l'écoute qu'ils ont démontrée, pour leur manière vivante d'enseigner, et pour avoir partagé leurs connaissances et leurs expériences.

Mes remerciements vont également aux lecteurs de mon mémoire pour cette bienveillante collaboration à titre d'évaluateur de ma recherche.

Je remercie également ma famille pour son soutien général et émotionnel dans mon cheminement scolaire de deuxième cycle.

Je suis, envers tous, énormément reconnaissant, sans eux ce mémoire n'aurait pu être aussi complet et n'aurait pas pu être réalisé.

Table des matières

Résumé	iii
Remerciements	iv
Table des matières	v
Liste des figures	ix
Liste des symboles	xii
Chapitre 1 - Introduction	1
Chapitre 2 - État de l'art sur la conversion électromécanique	3
2.1 Introduction.....	3
2.2 Systèmes utilisant la machine asynchrone.....	3
2.2.1 Machine asynchrone à cage d'écurueil	3
2.3 Machine asynchrone à double stator.....	5
2.4 Machine asynchrone à double alimentation type "brushless"	6
2.5 Machine asynchrone à double alimentation type "rotor bobiné"	7
2.6 Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée	8
2.7 Machine asynchrone à double alimentation – structure de Kramer.....	9
2.8 Machine asynchrone à double alimentation structure de Scherbius avec cycloconvertisseur	10
2.9 Machine asynchrone à double alimentation – structure de Scherbius avec convertisseur MLI	10
2.10 Classification de la MADA.....	11
2.11 Topologie et emploi des machines asynchrones à double alimentation	12
2.11.1 Structure des machines asynchrones à double alimentation	12
2.12 Domaines d'application de la MADA.....	14
2.13 Avantages et les inconvénients d'une MADA.....	14
2.13.1 Avantages	14
2.13.2 Inconvénients	15
2.14 Conclusion	16
Chapitre 3 - Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation.....	17
3.1 Introduction.....	17
3.2 Modélisation de la MADA	17

3.3	Équations électriques de la machine asynchrone à double alimentation	18
3.4	Application de la transformation de Park à la MADA	21
3.5	Mise en équation de la MADA dans le repère de Park.....	23
3.6	Équations des tensions.....	24
3.7	Équations des flux.....	25
3.8	Modèle de la machine en représentation d'état	26
3.9	L'équation mécanique.....	29
3.10	Modélisation de l'alimentation de La MADA	29
3.11	Modélisation du redresseur triphasé à diodes	30
3.12	Modélisation du filtre.....	31
3.13	Association onduleur – MADA (rotor) :.....	33
3.14	Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).....	36
3.15	Résultats de simulation	38
3.16	Conclusion	41
	Chapitre 4 - Commande par régulateur PI de la MADA.....	42
4.1	Introduction.....	42
4.2	Principe de la commande vectorielle	42
4.2.1	Variantes de la commande vectorielle	43
4.2.2	Commande vectorielle directe	44
4.2.3	Commande vectorielle indirecte	44
4.3	Commande vectorielle de la MADA	45
4.3.1	Différents repères de référence	45
4.3.2	Réglage de vitesse de la MADA à flux rotorique orienté par un régulateur PI classique ...	48
4.4	Contrôle vectoriel de la MADA.....	49
4.5	Calcul des régulateurs.....	50
4.5.1	Régulateur du courant i_{ds}	50
4.5.2	Régulateur du courant i_{qs}	52
4.5.3	Régulateur du flux Ψ_r	53
4.5.4	Régulateur de la vitesse	55
4.6	Limitation du courant.....	56

4.7	Résultats de simulation	57
4.7.1	Le démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge de la MADA	58
4.7.2	Application d'une consigne carrée	61
4.7.3	Test de réglage de vitesse	61
4.7.4	Test avec la variation de la charge.....	62
4.7.5	Test avec la variation de la résistance statorique	62
4.7.6	Test pour la variation de la résistance rotorique	63
4.8	Conclusion	64
Chapitre 5 - Commande par régulateur RST de la MADA		65
5.1	Introduction.....	65
5.2	Synthèse d'un régulateur RST	65
5.3	Structure du régulateur RST	65
5.4	Résultats de simulations.....	70
5.4.1	Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge.....	70
5.4.2	Application d'une consigne carrée	74
5.4.3	Test de réglage de vitesse	74
5.4.4	Test de la variation de la charge	75
5.4.5	Test de variation de la résistance statorique	76
5.4.6	Test de variation de la résistance rotorique	76
5.5	Conclusion	77
Chapitre 6 - Commande vectorielle de la MADA avec un régulateur flou.....		78
6.1	Introduction.....	78
6.2	Principe de la logique floue	78
6.3	Domaines d'application	78
6.4	Variables linguistiques.....	79
6.5	Fonctions d'appartenance	79
6.6	Structure de base d'un contrôleur floux	80
6.6.1	Bases de connaissances.....	81
6.6.2	Fuzzification	81
6.6.3	Règles d'inférence floue	82
6.6.4	Défuzzification.....	82

6.6.5 Méthode du maximum	83
6.6.6 Méthode de la moyenne des maxima.....	83
6.6.7 Méthode du centre de gravité.....	83
6.7 Développement du contrôleur flou	83
6.7.1 Description du contrôleur	83
6.7.2 Loi de commande.....	85
6.8 Réglage de vitesse de la MADA par un contrôleur flou	86
6.8.1 Résultats de simulation	86
6.8.2 Démarrage à vide et introduction d'un couple de charge	86
6.8.3 Application d'une consigne carrée	89
6.8.4 Test de réglage de vitesse	89
6.8.5 Test avec la variation de la charge.....	90
6.8.6 Test avec la variation de la résistance statorique	90
6.8.7 Test avec la variation de la résistance rotorique :	91
6.9 Tableau comparatif entre les trois régulateurs (PI classique, RST, PI flou).....	92
6.10 Conclusion	92
Conclusion générale	94
Références	97
Annexe – Paramètres du moteur asynchrone double alimentation utilisé	102

Liste des figures

Figure 2.1	caractéristique couple/vitesse d'une machine asynchrone à 2 paires de pôles [3].....	4
Figure 2.2	Connexion directe d'une machine asynchrone sur le réseau [2]	5
Figure 2.3	Machine asynchrone à double stator [3].....	5
Figure 2.4	Schéma développé d'un rotor à cage classique et d'un rotor de machine asynchrone « brushless » [4].....	6
Figure 2.5	Machine asynchrone brushless connecté sur le réseau [5]	6
Figure 2.6	Machine asynchrone à rotor bobiné [1].....	8
Figure 2.7	MADA avec contrôle du glissement par l'énergie dissipée [7]	8
Figure 2.8	Effet de la variation dans le temps [8].....	9
Figure 2.9	MADA, structure Kramer [9].....	9
Figure 2.10	Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur [6]	10
Figure 2.11	Structure Kramer Effet de la variation dans le temps [1]	11
Figure 2.12	Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA	12
Figure 2.13	Configuration des enroulements et des flux dans une Machine synchrone [11]...	13
Figure 3.1	Représentation schématique d'une machine asynchrone à double alimentation [17].....	18
Figure 3.2	Inductances du stator et inductances du rotor [18]	21
Figure 3.3	Disposition des enroulements de la MADA selon les axes réels et fictifs [7].....	22
Figure 3.4	Représentation du redresseur triphasé à diodes [21]	30
Figure 3.5	Représentation de la tension de sortie du redresseur.....	31
Figure 3.6	Représentation du filtre passe –bas	32
Figure 3.7	Tension redressée et filtrée à l'entrée de l'onduleur rotorique.....	33
Figure 3.8	Schéma de principe d'un onduleur triphasé alimentant le rotor d'une MADA [1].....	34
Figure 3.9	Schéma de principe de l'onduleur triphasé [1].....	36
Figure 3.10	Principe de commande en MLI sinus-triangulaire	37
Figure 3.11	Résultats de simulation de l'alimentation du rotor	38

Figure 3.12	Vitesse du rotor sans régulateur.....	39
Figure 3.13	Le couple électromagnétique sans régulateur.....	39
Figure 3.14	Le courant du stator phase (a) sans régulateur	40
Figure 3.15	Représentation du redresseur triphasé à diodes.....	40
Figure 4.1	Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC [30].....	46
Figure 4.2	Orientation du flux statorique.....	46
Figure 4.3	Orientation du flux rotorique.....	48
Figure 4.4	Schéma bloc de régulation du courant ids	51
Figure 4.5	Schéma bloc de régulation du courant iqs	52
Figure 4.6	Schéma bloc de régulation de flux	54
Figure 4.7	Schéma bloc de calcul pulsation statorique.....	55
La boucle fermée de la régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel de (la Figure 4.8) :		55
Figure 4.8	Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation ω	55
Figure 4.9	Régulation de la vitesse par la commande vectorielle indirecte	56
Figure 4.10	en φ_r fonction de ω	57
Figure 4.11	La vitesse du rotor et la vitesse référence avec application d'un régulateur classique PI.....	58
Figure 4.12	Le couple électromagnétique avec application d'un régulateur classique PI.....	59
Figure 4.13	Le courant du stator phase (a) avec application d'un régulateur classique PI.....	59
Figure 4.14	Le courant du rotor phase (a) avec application d'un régulateur classique PI.....	60
Figure 4.15	Le flux statorique sur l'axe d et q PI	60
Figure 4.14	Le flux rotorique sur l'axe d et q	61
Figure 4.17	Application d'une consigne carrée	61
Figure 4.18	Test réglage de vitesse	62
Figure 4.19	Test de la Variation de la charge	62
Figure 4.20	Test pour la Variation de la résistance statorique.....	63
Figure 4.21	Test pour la Variation de la résistance rotorique.....	63
Figure 5.1	Schéma bloc d'un système régulé par un RST.....	66
Figure 5.2	La vitesse du rotor et la vitesse de référence avec application d'un régulateur RST71	

Figure 5.3	Le couple électromagnétique avec application d'un régulateur RST.....	71
Figure 5.4	Le courant du stator phase (a) avec application d'un régulateur RST.....	72
Figure 5.5	Le courant du rotor phase (a) avec application d'un régulateur RST.....	72
Figure 5.6	Le flux statorique sur l'axe d et q pour la Variation de la résistance rotorique...	73
Figure 5.7	Le flux rotorique sur l'axe d et q	73
Figure 5.8	Application d'une consigne carrée	74
Figure 5.9	Test réglage de vitesse	75
Figure 5.10	Test de la variation de la charge L.....	75
Figure 5.11	Test pour la variation de la résistance statorique.....	76
Figure 5.13	Test pour la Variation de la résistance rotorique.....	77
Figure 6.1	Différentes formes des fonctions d'appartenance	80
Figure 6.2	Structure interne d'un régulateur flou	80
Figure 6.3	Exemple de fuzzification.....	81
Figure 6.4	Schéma bloc d'un contrôleur flou [52].....	84
Figure 6.5	Fonctions d'appartenance utilisées par le contrôleur	85
Figure 6.6	Vitesse du rotor et la vitesse de référence avec application d'un régulateur flou	87
Figure 6.7	Couple électromagnétique avec application d'un régulateur flou	87
Figure 6.8	Courant du rotor phase (a) avec application d'un régulateur flou.....	88
Figure 6.9	Courant du stator phase(a) avec application d'un régulateur flou.....	88
Figure 6.10	Application d'une consigne carrée	89
Figure 6.11	La vitesse du rotor et la vitesse référence avec application d'un régulateur flou (suivant le changement de la vitesse consigne).....	89
Figure 6.12	Test de variation de la charge	90
Figure 6.13	Test pour la variation de la résistance statorique.....	91

Liste des symboles

- MADA : Machine Asynchrone à Double Alimentation
DFIM : Doubly Fed Induction Machine
FLC : Fuzzy Logic controller
MCC : Machine à Courant Continu
MLI : Modulation de Largeur d'Impulsions
F-O-C : Field Oriented Control
Fem : Force électromotrice
fmm : Force magnétomotrice
PI : Proportionnel Intégral
Park : Transformation de Park
Park-1 : Transformation de Park inverse

Chapitre 1 - Introduction

Le vent est une source d'énergie alternative pour la production d'électricité. En raison des sources d'énergie conventionnelles qui nuisent à l'environnement, ces sources alternatives gagnent une importance. Le vent est la source la plus disponible comme énergie exploitable.

Dans les années 1990, les turbines éoliennes ont été caractérisées par un fonctionnement à vitesse fixe. Fondamentalement, ils comprenaient le couplage d'une turbine éolienne, une boîte de vitesses et d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) directement raccordée au réseau.

Parmi les différentes configurations de turbines éoliennes à vitesse variable, la MADA, à l'heure actuelle, est la plus utilisée dans le développement de projets éoliens.

Cependant, la plupart des systèmes physiques présentent des non-linéarités et leurs paramètres souvent mal connus et/ou variables dans le temps. Pour la commande de telles classes de systèmes, avec le développement considérable des calculateurs numériques, les ingénieurs ont de plus en plus adopté de nouvelles techniques d'approche. Par la suite l'utilisation de la machine asynchrone a connu une évolution considérable dans ces dernières années.

Le but de ce projet et la modélisation et la stratégie de commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA).

Les travaux de ce mémoire, rentrant dans le cadre de projet de maîtrise en génie électrique avec mémoire. Le but est de faire une étude pour l'amélioration des performances et de robustesse de la commande de la MADA appliquée à un moteur à vitesse variable.

Les tests des stratégies de commande adaptées seront effectués sur une machine asynchrone à double alimentation sous l'environnement du logiciel Matlab/Simulink.

Les résultats des divers essais effectués en simulation numérique ainsi que les tests seront présentés et interprétés.

Le développement de différentes méthodes de commande du moteur asynchrone est justifié par le besoin de prendre en compte sa structure intrinsèque.

Le mémoire de cette étude est organisé de la manière suivante :

Dans le premier chapitre, un état de l'art présentant la topologie et les domaines d'utilisation de la machine asynchrone à double alimentation est donné.

Dans le second chapitre, un modèle dynamique de la MADA est présenté.

Le troisième chapitre, une stratégie de contrôle vectoriel de la MADA est présentée par la méthode classique de contrôle PI afin de mettre en évidence les meilleures performances en termes de maintien des résultats en régime perturbé dans le cas de chutes de tension faibles.

Le quatrième chapitre met en œuvre la commande vectorielle basée sur le régulateur polynomial à trois branches RST et basée sur la théorie de placement de pôles.

Enfin le cinquième chapitre présente les aspects théoriques de la logique floue et ses applications dans les systèmes de commande. Ces régulateurs sont comparés en termes de poursuite de trajectoire, de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres et des perturbations.

Nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude et nous proposons des perspectives en guise de travaux futurs

L'introduction présente l'idée directrice de la recherche. L'auteur y présente l'état de la question, sa problématique propre, les hypothèses, les objectifs et la méthode utilisée. Il mentionne les principaux travaux, en montrant comment a évolué la question scientifique qu'il aborde et situe son propre travail par rapport à cette question. Les citations aux références scientifiques sont nombreuses dans l'introduction.

En général, la structure du mémoire ou de la thèse est aussi décrite dans cette section.

Chapitre 2 - État de l'art sur la conversion électromécanique

2.1 Introduction

Avant d'aborder la Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation, il est indispensable d'entamer l'étude de l'état de l'art sur la conversion électromécanique (classification et emploi de la MADA, topologie, avantages et ces inconvénients).

2.2 Systèmes utilisant la machine asynchrone

2.2.1 Machine asynchrone à cage d'écureuil

Contrairement aux autres moyens traditionnels de production d'énergie électrique où l'alternateur synchrone est largement utilisé, c'est la génératrice asynchrone à cage d'écureuil qui occupe actuellement une grande partie des éoliennes installées dans le monde.

La plupart des applications utilisant la machine asynchrone sont destinées à un fonctionnement en moteur (cela représente d'ailleurs un tiers de la consommation mondiale d'électricité), mais cette machine est tout à fait réversible et ses qualités de robustesse et de faible coût ainsi que l'absence de balais-collecteurs ou de contacts glissants sur des bagues la rendent tout à fait appropriée pour l'utilisation dans les conditions parfois extrêmes que présente l'énergie éolienne. La caractéristique couple/vitesse d'une machine asynchrone à deux paires de pôles est donnée sur la figure 2.1.

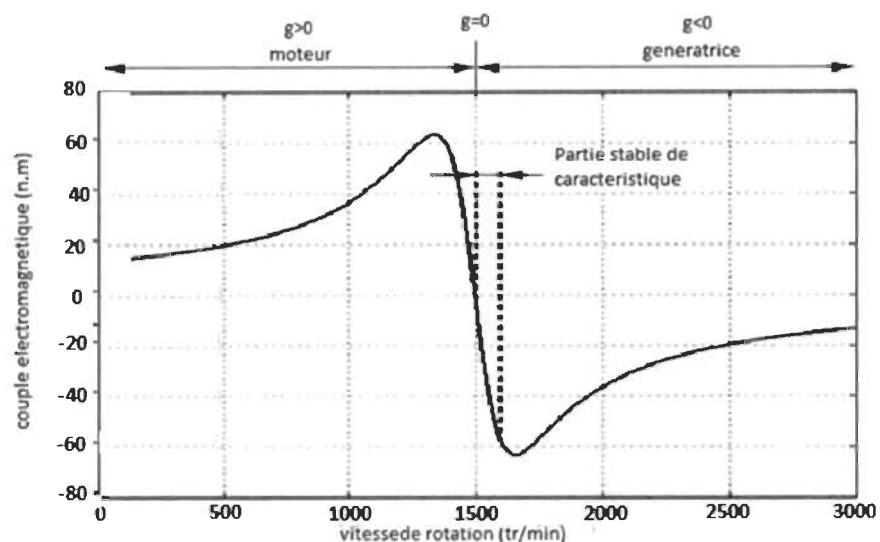


Figure 2.1 caractéristique couple/vitesse d'une machine asynchrone à 2 paires de pôles [3]

Pour assurer un fonctionnement stable du dispositif, la génératrice doit conserver une vitesse de rotation proche du synchronisme (point $g=0$), dans le cas de la caractéristique ci-dessus, la génératrice devra garder une vitesse comprise entre 1500 et 1600 tr/min.

Malgré sa simplicité, le système de fonctionnement à vitesse fixe peut être bruyant, à cause de la modification des caractéristiques aérodynamiques dues à l'orientation des pales, et il n'exploite pas la totalité de la puissance théoriquement disponible pour les vitesses du vent élevées. En effet le système est conçu pour fonctionner la partie gauche du réseau, là où celles-ci sont le plus rapprochées les unes des autres. La machine est alors naturellement protégée contre les surcharges et l'efficacité de l'éolienne est fortement réduite.

De plus, les variations du couple mécanique sont fréquentes puisque le système d'orientation des pales est souvent en action pour pallier aux variations de vitesse du vent. Ces variations de couple produisent de brusques variations du courant débité sur le réseau électrique ainsi des perturbations de système (figure 2.2).

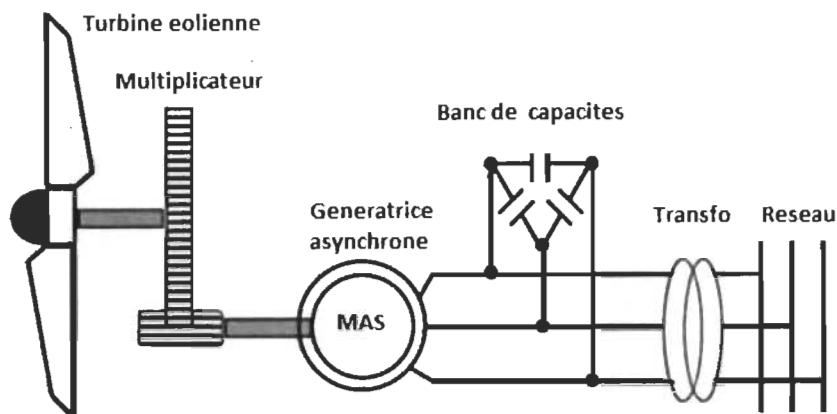


Figure 2.2 Connexion directe d'une machine asynchrone sur le réseau [2]

2.3 Machine asynchrone à double stator

Pour améliorer le rendement du dispositif précédent, certains constructeurs utilisent un système à base de machine asynchrone à double stator (figure 2.3).

- Un stator de faible puissance à grand nombre de paires de pôles pour les petites vitesses de vent.
- Un stator de forte puissance à faible nombre de paires de pôles permettant de fonctionner aux vitesses de vent élevées [3].

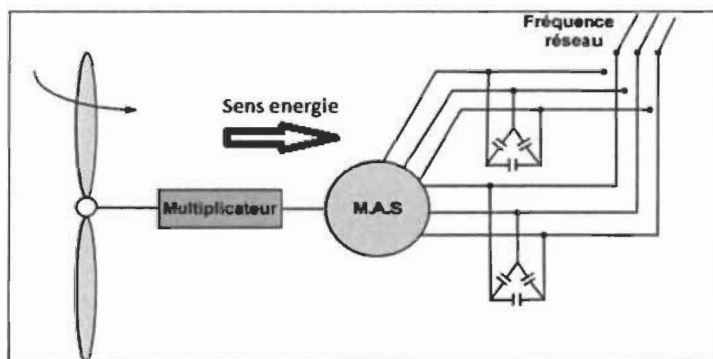


Figure 2.3 Machine asynchrone à double stator [3]

Ce système reste intrinsèquement un dispositif à vitesse fixe, mais possède deux points de fonctionnement différents. Le bruit ainsi engendré par l'éolienne est alors plus faible pour les petites vitesses de vent, car l'angle de calage nécessaire à l'orientation des pales atteint des valeurs

moins élevées. La présence d'un deuxième stator rend la conception de la machine particulière et augmente le coût et le diamètre de façon non négligeable, ce qui représente une augmentation du poids et de l'encombrement de l'ensemble [1].

2.4 Machine asynchrone à double alimentation type "brushless"

La machine asynchrone à double alimentation type "brushless", a la particularité de posséder deux bobinages triphasés au stator. Un des bobinages est directement connecté au réseau et destiné au transfert de puissance [4]. Le second bobinage, dont la section des conducteurs est moins élevée, permet de faire varier les courants d'excitation de la machine. Le rotor possède une structure spéciale différente de la cage d'écureuil classique, mais tout aussi robuste il est constitué de plusieurs boucles conductrices concentriques (figure 2.4).

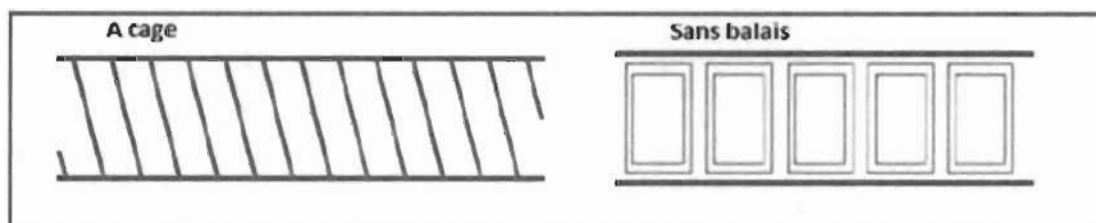


Figure 2.4 Schéma développé d'un rotor à cage classique et d'un rotor de machine asynchrone « brushless » [4].

Cette machine présente l'intérêt d'autoriser un fonctionnement à vitesse variable à l'instar du dispositif de la figure 2.5. En revanche, le stator de forte puissance est connecté directement sur le réseau et le convertisseur est placé entre le stator de faible puissance [5].

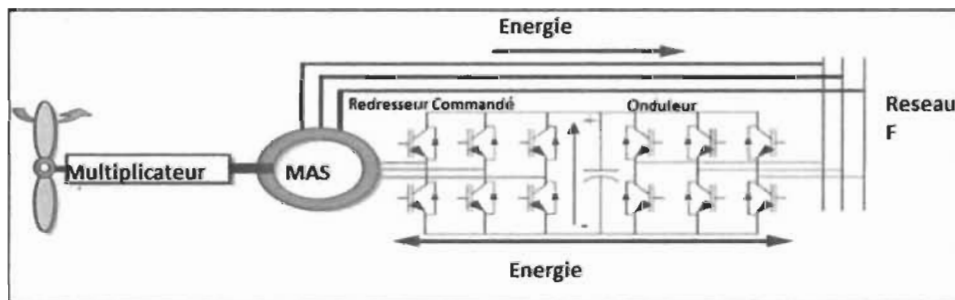


Figure 2.5 Machine asynchrone brushless connecté sur le réseau [5]

Dans ce cas, le convertisseur est dimensionné uniquement pour faire transiter la puissance destinée à la magnétisation de la machine et donc moins coûteux que dans le cas précédent. La machine n'a pas de contacts glissants, mais possède deux stators à nombre de paires de pôles différent ce qui augmente son diamètre et sa complexité de fabrication.

En faisant varier la puissance réactive absorbée, le convertisseur permet de contrôler le facteur de puissance et d'augmenter ou diminuer les courants rotoriques. Le flux et le glissement de la machine sont alors modifiés. La machine peut ainsi délivrer une tension à fréquence fixe tout en ayant une vitesse de rotation variable. La taille du convertisseur est proportionnelle au glissement maximum, les études montrent que si le glissement dépasse 30%, le coût du convertisseur et la diminution du rendement due aux pertes dans le rotor qui augmentent avec le glissement rendent le système peu attractif. Ce système n'est pas exploité industriellement, mais existe à l'état de prototype [5].

2.5 Machine asynchrone à double alimentation type "rotor bobiné"

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) avec rotor bobiné présente un stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classiques et un rotor contenant également un bobinage triphasé accessible par trois bagues munies de contacts glissants. Intégrée dans un système éolien, la machine a généralement son stator connecté au réseau et l'énergie rotorique varie selon différents systèmes décrits ci-dessous. Les convertisseurs utilisés sont alors dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Le surcoût engendré par la présence de bobinages au rotor est alors compensé par l'économie réalisée sur le convertisseur (figure 2.6).

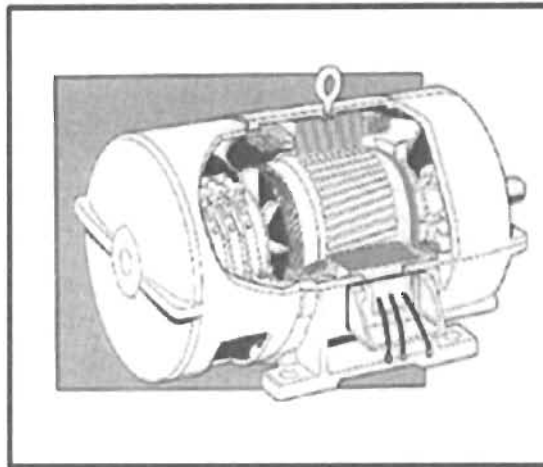


Figure 2.6 Machine asynchrone à rotor bobiné [1]

2.6 Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée

Cette configuration à vitesse variable, le stator est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur par l'intermédiaire d'un hacheur à IGBT ou GTO [6].

Le contrôle de l'IGBT permet de faire varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable de la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone. Le glissement est ainsi modifié en fonction de la vitesse de rotation du moteur (figure 2.7).

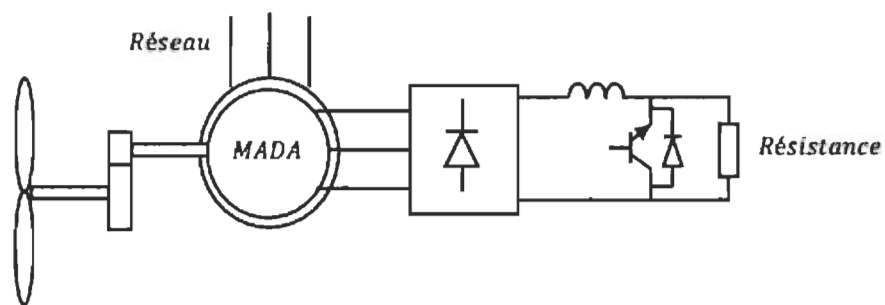


Figure 2.7 MADA avec contrôle du glissement par l'énergie dissipée [7]

Si le glissement devient important, la puissance extraite du rotor est élevée et elle est entièrement dissipée dans la résistance R , ce qui nuit au rendement du système. De plus cela

augmente la puissance transmise dans le convertisseur ainsi que la taille de la résistance (figure 2.8).

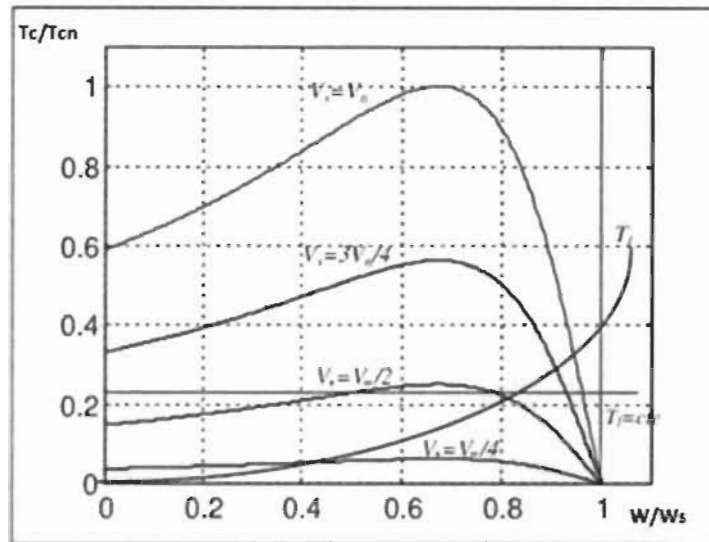


Figure 2.8 Effet de la variation dans le temps [8]

2.7 Machine asynchrone à double alimentation – structure de Kramer

Dans le but de réduire les pertes d'énergie dues à la structure du système précédent, le hacheur et la résistance sont remplacés par un onduleur qui renvoie l'énergie de glissement vers le réseau appelé (structure de Kramer figure 2.9).

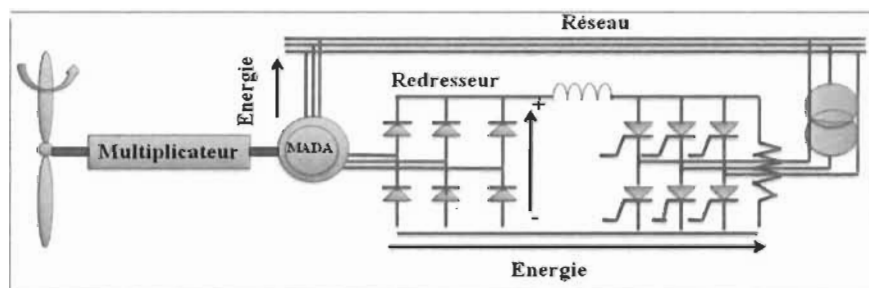


Figure 2.9 MADA, structure Kramer [9]

L'ensemble redresseur-onduleur est alors dimensionné pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Comme dans le cas de la machine brushless ce système est avantageux

s'il permet de réduire la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine [9].

2.8 Machine asynchrone à double alimentation structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

Afin d'autoriser un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau, l'association redresseur-onduleur peut être remplacée par un cycloconvertisseur indiqué par la figure 2.11 l'ensemble est alors appelé structure de Scherbius (figure 2.10).

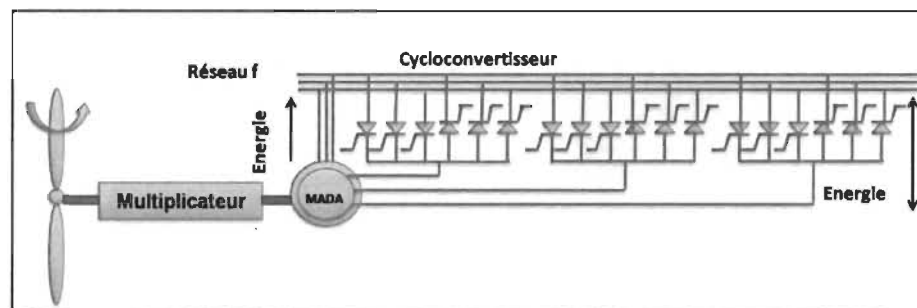


Figure 2.10 Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur [6]

La plage de variation de vitesse est doublée par rapport à la structure de la figure 2. 9. En effet si la variation du glissement doit rester inférieure à 30% pour maintenir l'efficacité du système, cette variation peut être positive ou négative [6].

2.9 Machine asynchrone à double alimentation – structure de Scherbius avec convertisseur MLI

Cette configuration a les mêmes caractéristiques que la structure de Scherbius avec cycloconvertisseur. Toutefois les interrupteurs utilisés ici (transistors IGBT) peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture et leur fréquence de commutation est plus élevée que celle des GTO [10]. L'utilisation de ce type de convertisseur permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en Modulation de Largeur d'Impulsions dont la modularité permet de limiter les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées).

La structure du dispositif et la philosophie de fonctionnement sont semblables à celle de la MADA de type "brushless". Toutefois, malgré la présence de contacts glissants qui doivent être entretenus et remplacés périodiquement, la conception de cette machine est plus conventionnelle et plus simple que la machine brushless (un seul bobinage au stator, un autre au rotor). Plusieurs études récentes, confirmées par des réalisations industrielles, montrent la viabilité de ce dispositif dans un système éolien à vitesse variable. La bi-directionnalité du convertisseur rotorique autorise les fonctionnements hyper et hypo synchrone et le contrôle du facteur de puissance côté réseau (figure 2.11)

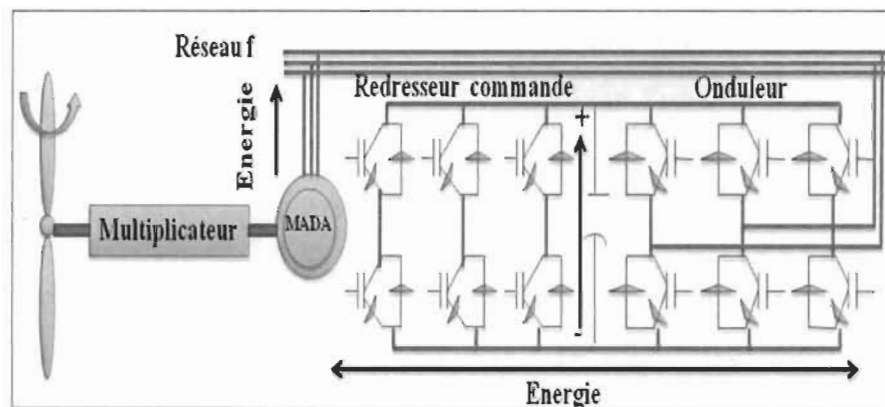


Figure 2.11 Structure Kramer Effet de la variation dans le temps [1]

La puissance totale ainsi produite peut alors dépasser la puissance nominale de la machine et le facteur de puissance de l'ensemble peut être maintenu unitaire. La présence d'un convertisseur à MLI peut toutefois entraîner des dv/dt importants dans les enroulements rotoriques et faire circuler des courants de fréquences élevées dans ces mêmes enroulements [1].

2.10 Classification de la MADA

En effet, la dénomination "Machine à double alimentation" concerne aussi bien le fonctionnement en mode générateur que le fonctionnement en mode moteur et peut s'adresser à une multitude de configurations.

2.11 Topologie et emploi des machines asynchrones à double alimentation

2.11.1 Structure des machines asynchrones à double alimentation

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. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne (figure 2.12).

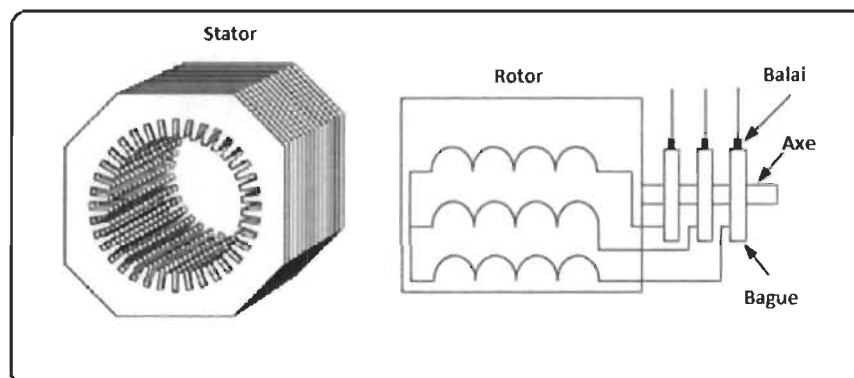


Figure 2.12 Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA

En fonctionnement moteur, le premier intérêt de la machine asynchrone à rotor bobiné a été de pouvoir 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. Plutôt que de dissiper l'énergie rotorique dans des résistances, l'adjonction d'un convertisseur entre le bobinage rotorique et le réseau permet de renvoyer cette énergie sur le réseau (énergie qui est normalement dissipée par effet joule dans les barres si la machine est à cage). Le rendement de la machine est ainsi amélioré [11].

La machine asynchrone à double alimentation est aussi couramment appelée machine généralisée, car 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 2.13 représente les différents enroulements et les flux présents à l'intérieur des structures d'une machine synchrone et d'une MADA.

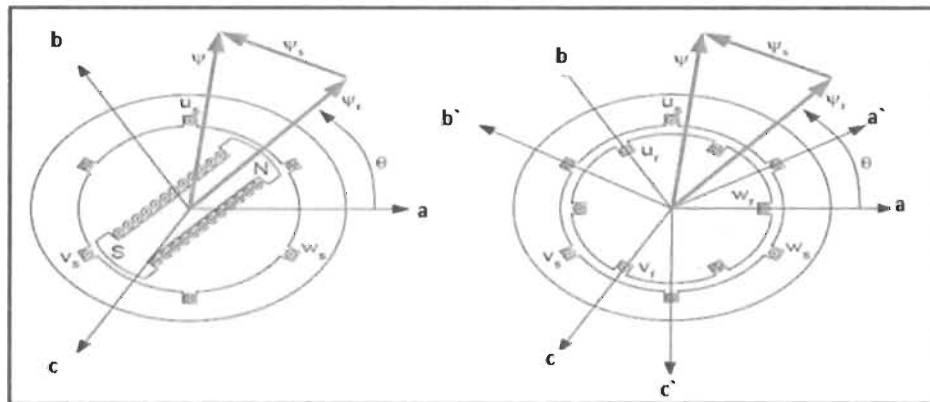


Figure 2.13 Configuration des enroulements et des flux dans une Machine synchrone [11]

Le vecteur flux présent dans l'entrefer de la machine est la résultante du flux créé par les bobinages statoriques ϕ_s et du flux rotorique ϕ_r créé soit par la rotation de la roue polaire alimentée en continu soit par l'alimentation alternative des bobinages rotoriques triphasés. 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 ϕ_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 [1].

2.12 Domaines d'application de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation peut 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. sont visées.

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 :

- Génération des réseaux de bord des navires ou des avions.
- Centrales hydrauliques à débit et vitesse variable.
- Éoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable.
- Groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

2.13 Avantages et les inconvénients d'une MADA

2.13.1 Avantages

Parmi ses nombreux avantages :

- la mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- Le partage des fréquences entre le stator et le rotor : en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la

machine et augmentant son rendement. Une loi de répartition des fréquences est donnée dans [4]. De plus, l'alimentation de la machine par deux onduleurs va nous permettre de travailler autour de l'arrêt à des fréquences relativement élevées évitant ainsi un déclassement des convertisseurs tout en maintenant un couple à l'arrêt. Cette même propriété nous assure un contrôle quasi insensible aux variations résistives de la machine.

- La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances. Le lecteur pourra se référer à [4] pour des amples informations. La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale [4].

2.13.2 Inconvénients

Difficile de lui en trouver !! Mais tout de même, trois aspects retiendront notre attention :

- Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente. L'aspect multi Convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix. Pourtant certaines études prétendent le contraire [1].
- Le marché traditionnel est conquis par la MAS à cage, très étudiée et très connue, la nouveauté peut effrayer [1].
- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur) [4].
- Un autre inconvénient apparaît lors de l'étude de cette machine, ce dernier est la stabilité notamment en boucle ouverte. En effet, dans le cas de la machine asynchrone conventionnelle celle-ci est garantie par la relation fondamentale de l'autopilotage réalisant l'asservissement de la vitesse par la fréquence du stator [4].

2.14 Conclusion

Ce chapitre présente les machines asynchrones et leurs convertisseurs associés, le dispositif basé sur la machine asynchrone à double alimentation propose un bon compromis entre la plage de variation de vitesse qu'il autorise et la taille de convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine. C'est par conséquent cette structure qui sera étudiée dans le chapitre suivant.

Chapitre 3 - Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

3.1 Introduction

Ce chapitre sera consacré à étudier la modélisation de la MADA, établie dans un repère diphasé à l'aide de transformation de PARK [13]. Avec ses deux alimentations à fréquences variables, l'une alimente le stator et l'autre alimente le rotor de façon à mettre en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Ces relations vont permettre de simplifier le modèle complexe de la MADA. La simulation sera réalisée sous Matlab/Simulink.

3.2 Modélisation de la MADA

Pour commander la machine asynchrone à double alimentation, comme bien d'autres procédés, il nous faut disposer de son modèle avec une connaissance plus ou moins précise des éléments le constituant. Mathématiquement, on peut représenter la MADA par un modèle entrée sortie sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variables d'état [13].

À partir de ce modèle, on peut faire la conception et la simulation des algorithmes de commande, ainsi que l'étude et l'analyse des régimes transitoires. De ce fait, il est réaliste de poser des conditions et des hypothèses pour écrire le modèle comportemental. Une première difficulté réside dans la commande de cette machine à cause du couplage du flux magnétique et du couple électromagnétique, la deuxième est liée à l'identification des paramètres.

Dans la littérature, nous discernons principalement trois approches concernant la modélisation des machines électriques [14] :

- La modélisation de Park.
- La modélisation par réseaux de perméances.
- La modélisation par éléments finis.

Dans notre travail on s'intéresse à la modélisation de Park à cause de sa simplicité. Cette dernière est établie à partir des équations électriques de la machine [15].

Avant d'établir le modèle de la machine asynchrone à double alimentation en vue de sa commande, on rappelle brièvement le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices, désormais classiques, qui sont [13] :

- L'entrefer est constant, les effets des encoches et les pertes ferromagnétiques sont négligeables
- Le circuit magnétique est non saturé, c'est-à-dire à perméabilité constante
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable
- La f^{mm} créée par chacune des phases des deux armatures est supposée à répartition sinusoïdale
- la symétrie de construction est parfaite.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer [16] :

- L'additivité des flux
- La constance des inductances propres

La machine asynchrone à double alimentation peut être modélisée par six équations électriques et une seule équation mécanique qui concerne la dynamique du rotor. Elle peut être schématisée par la figure (3.1).

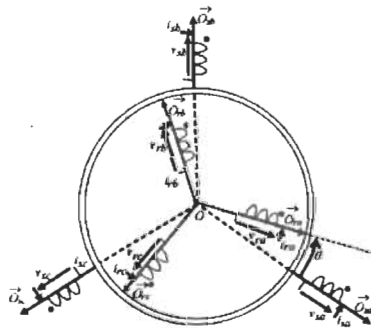


Figure 3.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone à double alimentation [17]

3.3 Équations électriques de la machine asynchrone à double alimentation

Les enroulements illustrés par la figure 3.1 obéissent aux équations électriques qui s'écrivent sous la forme matricielle suivante :

$$[u_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \quad (3.1)$$

$$[u_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + \frac{d[\varphi_{ABC}]}{dt} \quad (3.2)$$

Où :

R_s : la résistance d'une phase statorique.

R_r : la résistance d'une phase rotorique.

Les matrices suivantes représentent respectivement :

- $[u_{abc}] = [u_a \ u_b \ u_c]^T$: le vecteur des tensions statoriques
- $[i_{abc}] = [i_a \ i_b \ i_c]^T$: le vecteur des courants statoriques
- $[\varphi_{abc}] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$: le vecteur des flux statoriques

On définit de même, par changement d'indices, les vecteurs rotoriques :

- $[u_{ABC}] = [u_A \ u_B \ u_C]^T$: le vecteur des tensions rotoriques
- $[i_{ABC}] = [i_A \ i_B \ i_C]^T$: le vecteur des courants rotoriques
- $[\varphi_{ABC}] = [\varphi_A \ \varphi_B \ \varphi_C]^T$: le vecteur des flux rotoriques

Les équations des flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques, sont données par les expressions suivantes :

Pour le stator :

$$[\varphi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [L_m][i_{ABC}] \quad (3.3)$$

Pour le rotor :

$$[\varphi_{ABC}] = [L_r][i_{ABC}] + [L_m][i_{abc}] \quad (3.4)$$

Où : $[L_s]$ est la matrice des inductances statoriques, elle est donnée par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$[L_r]$: est la matrice des inductances rotoriques, elle est donnée par :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Et $[L_m]$ est la matrice des inductances mutuelles, entre le stator et le rotor, elle est donnée

par :

$$[L_m] = L_{aA} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Avec :

L_{aa} : inductance propre d'une phase statorique

L_{ab} : inductance mutuelle entre deux phases statoriques

L_{AA} : inductance propre d'une phase rotorique

L_{AB} : inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

L_{aA} : inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

En introduisant les équations (3.3) et (3.4) dans les équations (3.1) et (3.2) respectivement, on

obtient :

$$[u_{abc}] = R_s [i_{abc}] + [L_s] \frac{d[i_{abc}]}{dt} + \frac{d([L_m][i_{ABC}])}{dt} \quad (3.8)$$

$$[u_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + [L_r] \frac{d[i_{ABC}]}{dt} + \frac{d([L_m]^T [i_{abc}])}{dt} \quad (3.9)$$

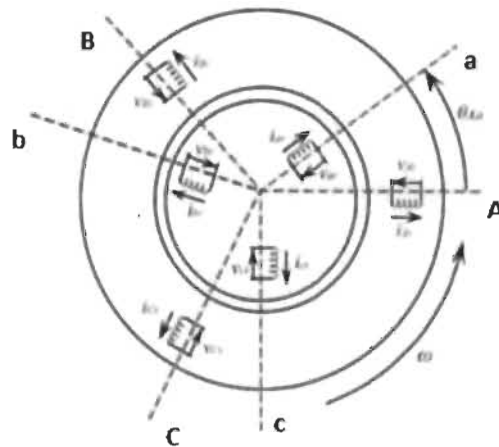


Figure 3.2 Inductances du stator et inductances du rotor [18]

Le modèle réel de la machine asynchrone à double alimentation est composé d'un ensemble d'équations différentielles ordinaires à coefficients variables en fonction de l'angle de rotation θ (voir la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor). On utilise la transformation de Park qui permet d'obtenir un système d'équations à coefficients constants, en transformant les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents.

3.4 Application de la transformation de Park à la MADA

La transformation de Park consiste à transformer un système d'enroulements triphasés d'axes a, b, c en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice. Le composant homopolaire intervient pour équilibrer le système transformé, c'est-à-dire il ne participe pas à la création de cette f_{mm} de sorte que l'axe

homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d, q) . La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales. Ceci conduit à la conservation de puissances instantanées et la réciprocité des inductances mutuelles, et permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant à un système transformé, qui reste invariable pour la machine réelle [13]. Le schéma de la figure (3.3) montre le principe de la Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone à double alimentation.

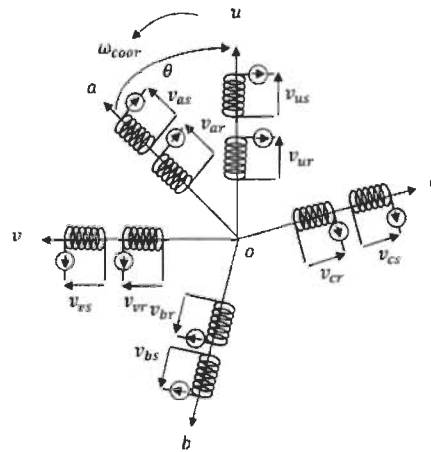


Figure 3.3 Disposition des enroulements de la MADA selon les axes réels et fictifs [7]

Où :

θ : angle entre l'axe rotorique A et l'axe statorique a

θ_r : angle entre l'axe rotorique A, et l'axe de Park direct d

θ_s : angle entre l'axe statorique a, et l'axe de Park direct d

ω_s : la vitesse angulaire du système d'axes (d, q)

Grâce à cette transformation, on définit une matrice unique appelée matrice de Park donnée par :

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Remarque

La matrice $[A^{-1}]$ appelée matrice de PARK inverse permet à revenir aux grandeurs réels de la machine.

Les grandeurs statoriques et rotoriques dans le repère de Park sont exprimées en utilisant les deux transformations suivantes :

$$\text{Pour le stator et le rotor : } \begin{cases} [X_{dqo}]_s = [A][X_{abc}] \\ [X_{dqo}]_r = [A][X_{ABC}] \end{cases} \quad (3.11)$$

Telle que :

X : grandeur qui peut être une tension u . Un courant i , ou un flux φ .

3.5 Mise en équation de la MADA dans le repère de Park

Dans le repère de Park, on a les transformations suivantes :

$$\text{Pour les tensions : } \begin{cases} [u_{dqo}]_s = [A][u_{abc}] \\ [u_{dqo}]_r = [A][u_{ABC}] \end{cases} \quad (3.12)$$

Pour les courants :

$$\begin{cases} \left[i_{dqo} \right]_s = [A] \left[i_{abc} \right] \\ \left[i_{dqo} \right]_r = [A] \left[i_{ABC} \right] \end{cases} \quad (3.13)$$

Pour les flux :

$$\begin{cases} \left[\varphi_{dqo} \right]_s = [A] \left[\varphi_{abc} \right] \\ \left[\varphi_{dqo} \right]_r = [A] \left[\varphi_{ABC} \right] \end{cases} \quad (3.14)$$

3.6 Équations des tensions

Pour le stator, on a :

$$\left[u_{abc} \right] = R_s \left[i_{abc} \right] + \frac{d \left[\varphi_{abc} \right]}{dt} \quad (3.15)$$

En multipliant l'équation (3.13) par la matrice $[A]$, il vient :

$$[A] \left[u_{abc} \right] = [A] R_s \left[i_{abc} \right] + [A] \frac{d \left[\varphi_{abc} \right]}{dt}$$

Alors :

$$\left[u_{dqo} \right] = R_s \left[i_{dqo} \right] + [A] \frac{d \left[\varphi_{abc} \right]}{dt} \quad (3.16)$$

Le développement de l'équation (3.16) donne :

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ u_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\varphi_{os}}{dt} \end{cases} \quad (3.17)$$

Où : $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ est la vitesse angulaire du système d'axes (d, q).

En procédant d'une façon analogue à celle du stator, on trouve pour le rotor

$$\begin{cases} u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\varphi_{qr} \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\varphi_{dr} \\ u_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\varphi_{or}}{dt} \end{cases} \quad (3.18)$$

3.7 Équations des flux

Pour le stator, en multipliant l'équation (3.3) par $[A]$ on trouve :

$$[A][\varphi_{abc}] = [A][L_s][i_{abc}] + [A][L_m][i_{ABC}] \quad (3.19)$$

Donc :

$$[\varphi_{dqo}] = [A][L_s][i_{abc}] + [A][L_m][i_{ABC}] \quad (3.20)$$

Après la simplification, on trouve :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \varphi_{os} = L_s i_{os} \end{cases} \quad (3.21)$$

Pour le rotor, et de la même manière, on trouve :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \\ \varphi_{or} = L_r i_{or} \end{cases} \quad (3.22)$$

Avec :

$$L_s = L_{aa} - L_{ab} : \text{inductance cyclique statorique}$$

$$L_{os} = L_{aa} - 2L_{ab} : \text{inductance homopolaire statorique}$$

$$L_m = \frac{3}{2} L_{aA} : \text{inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor}$$

$$L_r = L_{AA} - L_{AB} : \text{inductance cyclique rotorique}$$

$$L_{or} = L_{AA} + 2L_{AB} : \text{inductance homopolaire rotorique}$$

Jusqu'à maintenant, le modèle de Park n'est pas complètement défini, puisque la vitesse de rotation ω_s du repère (d, q) par rapport au stator est quelconque. Les équations des tensions sont affectées, par le choix du référentiel, c'est-à-dire de la vitesse de rotation ω_s .

3.8 Modèle de la machine en représentation d'état

La représentation d'état de la MADA dépend du repère et du choix des variables d'état pour les équations électriques. On écrit les équations dans le repère (d, q), car c'est la solution la plus générale.

Le choix des variables d'état, dépend des objectifs soit pour la commande, et pour cela nous avons les quatre variables suivantes : $[\dot{i}_{ds}, \dot{i}_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}]^T$

Remarque :

Cette représentation d'état n'est pas unique pour la MADA. Nous pouvons envisager un vecteur d'état formé des flux au stator et des courants au rotor, des quatre courants au stator ou au rotor ou même des quatre flux au stator ou au rotor et aucune des représentations ne présente un avantage particulier par rapport aux autres [19].

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r} \varphi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r} \varphi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \\ \varphi_{ds} = L_s \sigma i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \sigma i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \varphi_{qr} \end{cases} \quad (3.23)$$

Avec :
$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

En remplaçant ϕ_{sd} et ϕ_{sq} en fonction de ϕ_{rd} et ϕ_{rq} dans le système (3.17), on aboutit aux équations suivantes :

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \sigma \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_s \left[L_s \sigma i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \varphi_{qr} \right] \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \sigma \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_s \left[L_s \sigma i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \varphi_{dr} \right] \end{cases} \quad (3.24)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = -R_r i_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} + u_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = -R_r i_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} + u_{qr} \end{cases} \quad (3.25)$$

On écrit le modèle de la machine utilisée pour la commande sous forme d'un système d'équations d'état :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (3.26)$$

$$Y = CX \quad (3.27)$$

Avec :

$$X : \text{vecteur d'état du système } [i_{ds}, i_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}]^T$$

A : matrice d'état du système

B : matrice de commande

U : vecteur de commande $[u_{ds}, u_{qs}, u_{dr}, u_{qr}]^T$

$$A = \begin{matrix} \begin{matrix} Y : \text{vecteur de sortie} \\ C : \text{matrice d'observation.} \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} -\lambda & \omega_s & \frac{K}{T_r} & \omega_r K \\ -\omega_s & -\lambda & -\omega_r K & \frac{K}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (3.28)$$

$$\text{Avec : } T_r = \frac{L_r}{R_r}; T_s = \frac{L_s}{R_s}; \lambda = \frac{1}{\sigma T_r}; K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & K & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & K \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

La décomposition des équations d'état nous donne

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{ds} = -\lambda i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{K}{T_r} \varphi_{dr} + \omega_r K \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{ds} + K u_{ds} \\ \frac{d}{dt} i_{qs} = -\omega_s i_{qs} - \lambda i_{qs} - \omega_r K \varphi_{dr} + \frac{K}{T_r} \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{qs} + K u_{qs} \end{cases} \quad (3.30)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} + \omega_{sl} \varphi_{qr} + u_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - \omega_{sl} \varphi_{dr} - \frac{1}{T_r} \varphi_{qr} + u_{qr} \end{cases} \quad (3.31)$$

3.9 L'équation mécanique

L'équation mécanique régissant la partie tournante de la machine est donnée par :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{JL_s} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} \Omega \quad (3.32)$$

La relation de couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad (3.33)$$

3.10 Modélisation de l'alimentation de La MADA

Pour entraîner en rotation une machine asynchrone, plusieurs méthodes sont utilisables, du branchement direct sur le réseau, aux variateurs de vitesse en passant par les démarreurs. Un variateur de vitesse peut avoir différents objectifs [20] :

- Obtenir des performances importantes dans différentes phases de fonctionnement : tourner à différentes vitesses, suivre des profils dynamiques de vitesse, garder une vitesse constante malgré une variation du couple de charge, etc.
- Augmenter la durée de vie des moteurs à induction en maîtrisant le niveau de courant dans ces enroulements
- Minimiser la consommation d'énergie.

On a vu précédemment plusieurs configurations de commande de la MADA à vitesse variable.

Dans ce travail étudiera l'association d'une machine asynchrone à rotor bobiné avec un système d'alimentation à fréquence variable au stator et au rotor. La figure (2.13) présente le schéma de principe de la MADA à vitesse variable. Ce système comporte deux alimentations à fréquence variable, l'une liée au stator et l'autre au rotor. Les deux alimentations sont identiques sauf que l'alimentation rotorique comprend un transformateur abaisseur. Chaque alimentation comporte les trois parties suivantes :

- Un redresseur triphasé double alternance à diodes
- Un filtre passe-bas passif (L, C)
- Un onduleur de tension à MLI

3.11 Modélisation du redresseur triphasé à diodes

Le redresseur est un convertisseur « alternatif / continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative et il est représenté par la figure 3.4.

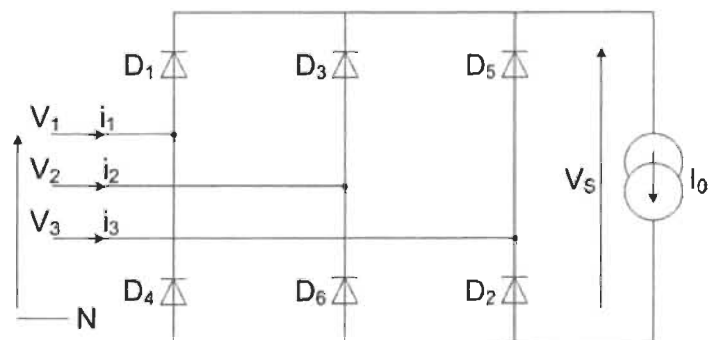


Figure 3.4 Représentation du redresseur triphasé à diodes [21]

Ce redresseur comporte trois diodes (D_1, D_2, D_3) à cathode commune assurant l'allée du courant I_d et trois diodes (D_4, D_5, D_6) à anode commune assurant le retour du courant I_a . Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} V_a(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ V_b(t) = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c(t) = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.34)$$

Et si on néglige l'effet d'empiétement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suite :

$$V_{red}(t) = \text{Max}[V_a(t).V_b(t).V_c(t)] - \text{Min}[V_a(t).V_b(t).V_c(t)] \quad (3.35)$$

Cette tension est représentée par la figure 3.5:

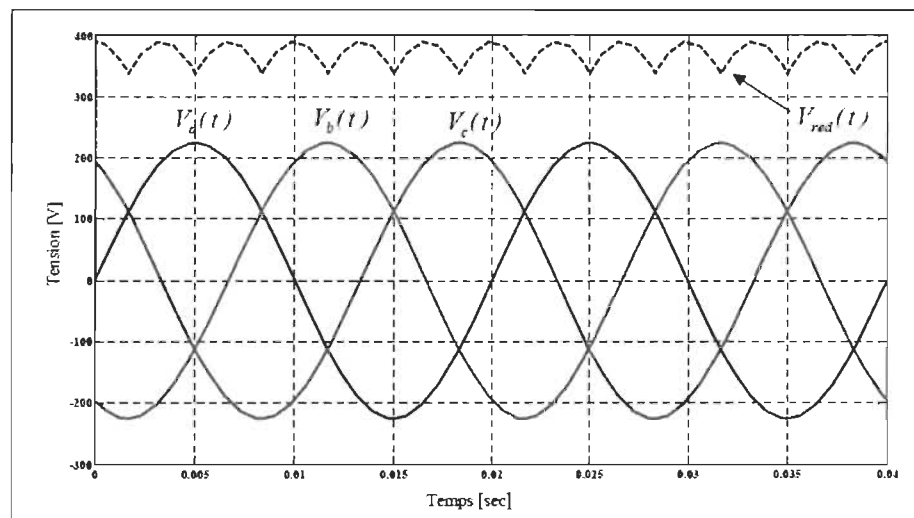


Figure 3.5 Représentation de la tension de sortie du redresseur

3.12 Modélisation du filtre

On utilise un filtre passe-bas « LC », pour éliminer les hautes fréquences. Ce filtre est schématisé par la figure 3.7:

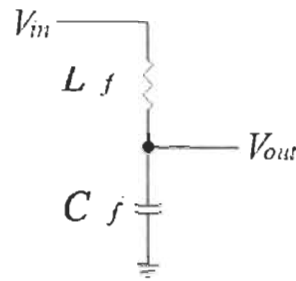


Figure 3.6 Représentation du filtre passe-bas

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{I_d - I_s}{C_f} \\ \frac{dV_{red}}{dt} = \frac{V_{in} - V_{red}}{L_f} \end{cases} \quad (3.36)$$

Calcul des paramètres du filtre :

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(P) = \frac{V_{DC}(P)}{V_{red}(P)} = \frac{1}{L_f C_f P^2 + 1} \quad (3.37)$$

Où « P » est l'opérateur de LAPLACE.

Cette fonction de transfert est de deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$L_f \cdot C_f < 3 \cdot 10^{-2}$$

$$L_f = 400 \text{ mF}$$

Pour éliminer l'harmonique d'ordre deux et les harmoniques supérieures, on doit imposer le choix suivant :

$$f_c < 2 \cdot f$$

Avec. $f_c = 6 \cdot f$: Fréquence de la tension redresse V_{red} .

Alors :

On choisit $C_f = 0.075F$

D'où, nous déduisons les paramètres de filtre :

$$C_f = 0.075F \qquad L_f = 400mF$$

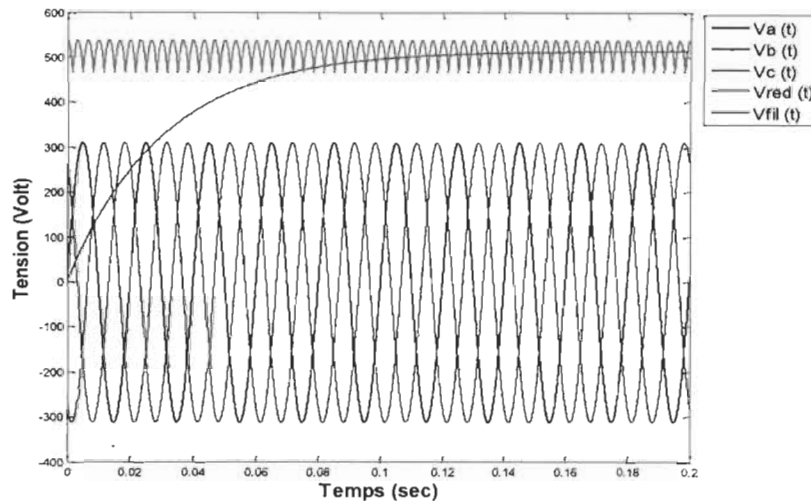


Figure 3.7 Tension redressée et filtrée à l'entrée de l'onduleur rotorique

3.13 Association onduleur – MADA (rotor) :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau 220/380V-50Hz. Après redressement, la tension filtrée V_{DC} est appliquée à l'onduleur.

Il est le cœur de l'organe de commande de la MADA et peut être considéré comme un amplificateur de puissance.

Le schéma structurel des onduleurs triphasés à deux niveaux et de ses charges est illustré par la figure 3.9. Chaque IGBT – diode assemblé en parallèle forme un interrupteur bi-commandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation par exemple K_{11} et K_{12} [1].

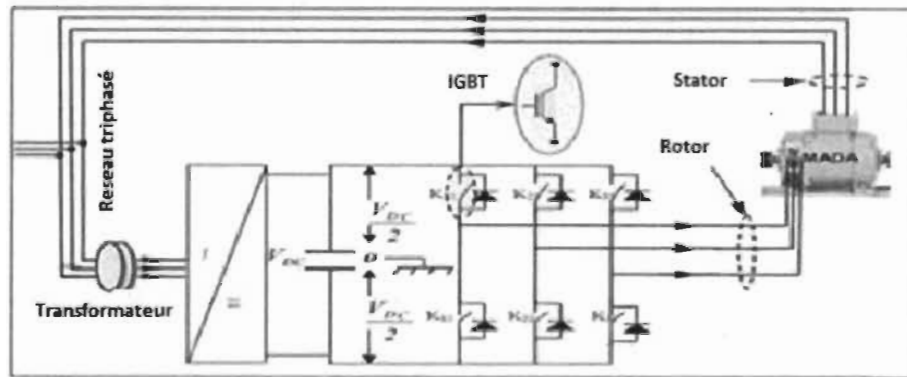


Figure 3.8 Schéma de principe d'un onduleur triphasé alimentant le rotor d'une MADA [1]

Les couples d'interrupteurs $(K_{11}$ et $K_{12})$, $(K_{21}$ et $K_{22})$, $(K_{31}$ et $K_{32})$ doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes $(D_i (i=1, 2, \dots, 6))$ sont des diodes à roue libre assurant la protection des IGBTs. L'état des interrupteurs, supposé parfaits peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande $S_i (i = a, b, c)$.

- $S_i = 1$, Le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phases $V_{ina, b, c}$ en fonction des signaux de commande S_i :

$$U_{ina, b, c} = S_i U_{DC} - \frac{U_{DC}}{2} \quad (3.38)$$

Les trois tensions composées V_{bc} , V_{ca} et V_{ab} sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif « o ».

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} + V_{0b} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} + V_{0c} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} + V_{0a} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (3.39)$$

Soit « n » le point neutre du côté alternatif (MADA), alors on a :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (3.40)$$

La charge est considérée équilibrer, il l'en résulte :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (3.41)$$

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (3.42)$$

En remplaçant (3.42) dans (3.40) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (3.43)$$

L'utilisation de l'expression (3.43) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Avec V_{a0} , V_{b0} , V_{c0} comme les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), et si V_{an} , V_{bn} , V_{cn} sont les tensions de sortie de cet onduleur, par conséquent l'onduleur est modélisé par la matrice du transfert T donnée par :

$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

3.14 Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

Elle consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Au niveau électronique, son principe repose sur la comparaison de la modulante avec la porteuse (tension à haute fréquence de commutation). La valeur du rapport de fréquences entre la porteuse triangulaire (ou en dents de scie) et la modulante procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur. Les techniques de modulation sont nombreuses, les plus utilisées sont : La naturelle, la régulière, l'optimisée (élimination des harmoniques non désirés), la vectorielle et la modulation à bande d'hystérésis (figure 3.9).

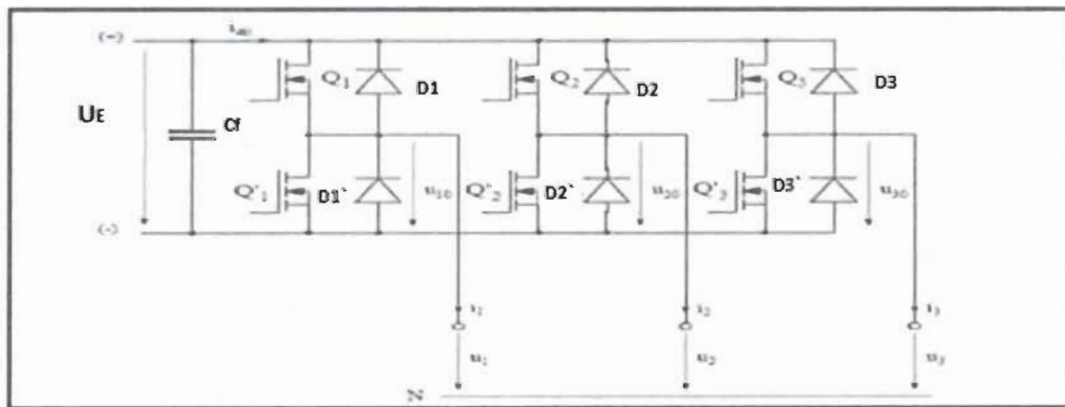


Figure 3.9 Schéma de principe de l'onduleur triphasé [1]

L'objectif de la MLI, c'est la minimisation ou la réduction des oscillations sur la vitesse, le couple et les courants. Cela permettra de réduire la pollution du réseau électrique en harmonique, avec minimisation des pertes dans le système par conséquent augmenter le rendement. Dans notre travail, parmi les techniques de modulation précitées la technique MLI naturelle sera utilisée en se basant sur la comparaison entre deux signaux (figure 3.11):

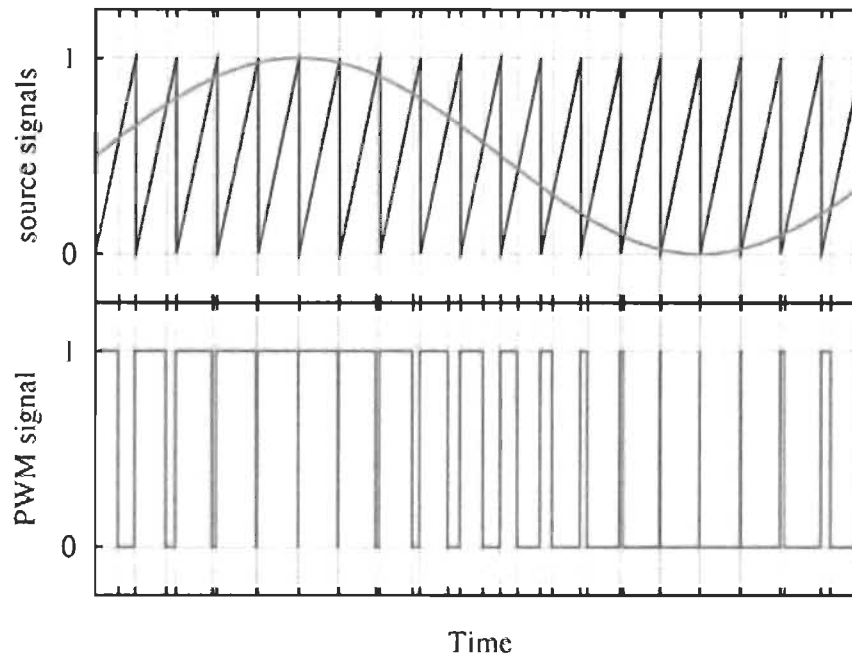


Figure 3.10 Principe de commande en MLI sinus-triangulaire

- le premier c'est le signal de référence qui représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur, ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- le second qui est appelé signal de la porteuse définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur.

C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

On peut régler la tension de sortie de l'onduleur en agissant sur l'indice d'amplitude V_{mod} :

$$V_{\text{mod}} = \frac{V_m}{V_p} \quad (3.46)$$

V_p : Valeur de crête de la porteuse.

V_m : Valeur maximale de la tension de référence.

Ainsi on peut agir sur l'indice de modulation m :

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad (3.47)$$

f_p : Fréquence de la porteuse.

f_m : Fréquence de la modulante.

La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur) vaut exactement :

$$V_{\text{Imax}} = \frac{V_{DC}}{3} V_{\text{mod}} \quad (3.48)$$

V_{DC} : La tension continue à l'entrée de l'onduleur.

3.15 Résultats de simulation

La simulation de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) est en boucle ouverte sans régulation ; le stator de la machine est connecté directement au réseau triphasé (380/220V/ 50 Hz), le rotor alimenté par un onduleur triphasé à deux niveaux commandé par MLI.

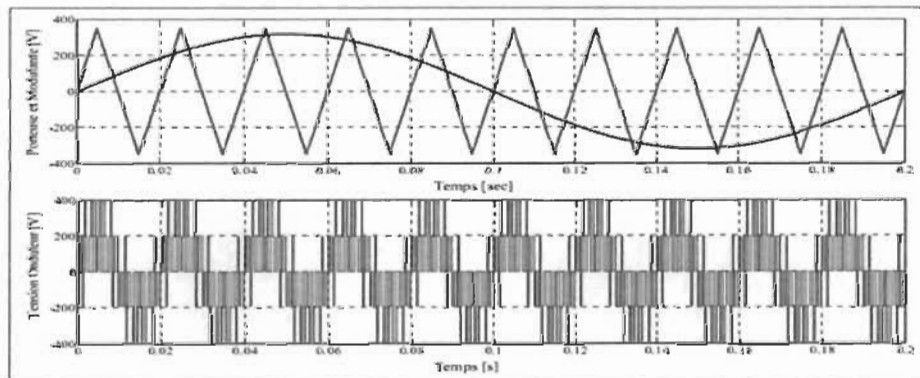


Figure 3.11 Résultats de simulation de l'alimentation du rotor

Les résultats de la simulation numérique de l'onduleur commandé par la technique MLI triangulé-sinusoïdale sont donnés à la figure 3.11 (en haut la comparaison entre la porteuse et la modulante, en bas la sortie d'une phase de l'onduleur).

Nous avons simulé le modèle de la MADA alimentée par un onduleur à MLI pour le cas d'un démarrage à vide, puis on a appliqué un couple résistant de valeur **10 N.m** à l'instant de **t=1s**.

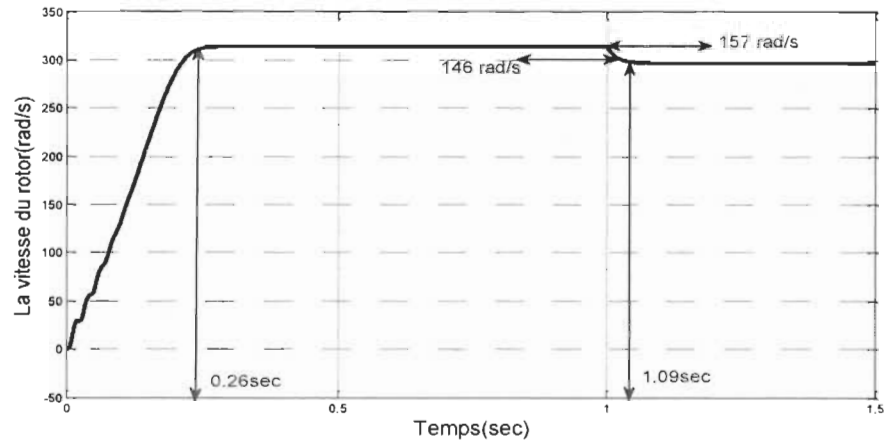


Figure 3.12 Vitesse du rotor sans régulateur

- Le moteur tourne à la vitesse de synchronisme, qui présente la vitesse nominale atteinte au bout de 0.26 sec.
- À partir des résultats obtenus, nous avons remarqué l'apparition des ondulations les courbes des grandeurs temporelles (courant, vitesse) dues à la présence des harmoniques.

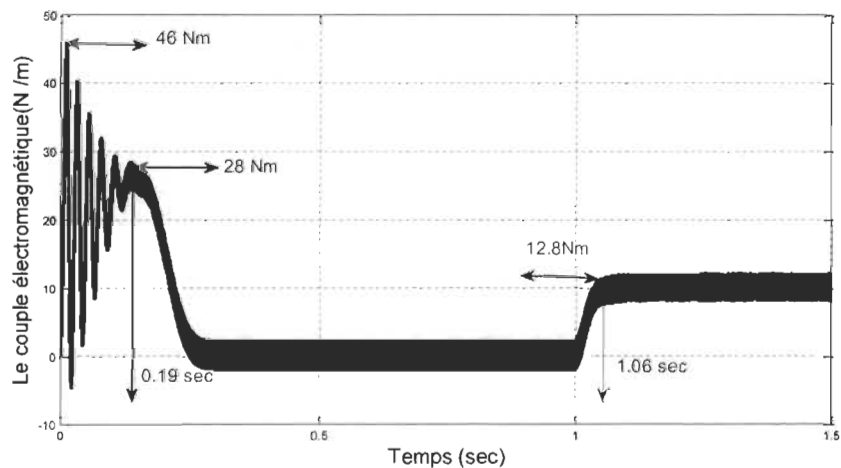


Figure 3.13 Le couple électromagnétique sans régulateur

- Le couple de démarrage atteint une valeur de 46 Nm à cause du régime transitoire.
- L'application d'une charge de 10N.m à $t=1$ sec engendre une diminution de la vitesse et une augmentation du courant statorique et rotorique dès son application et aussi une augmentation du couple à une valeur de 12.8 Nm.

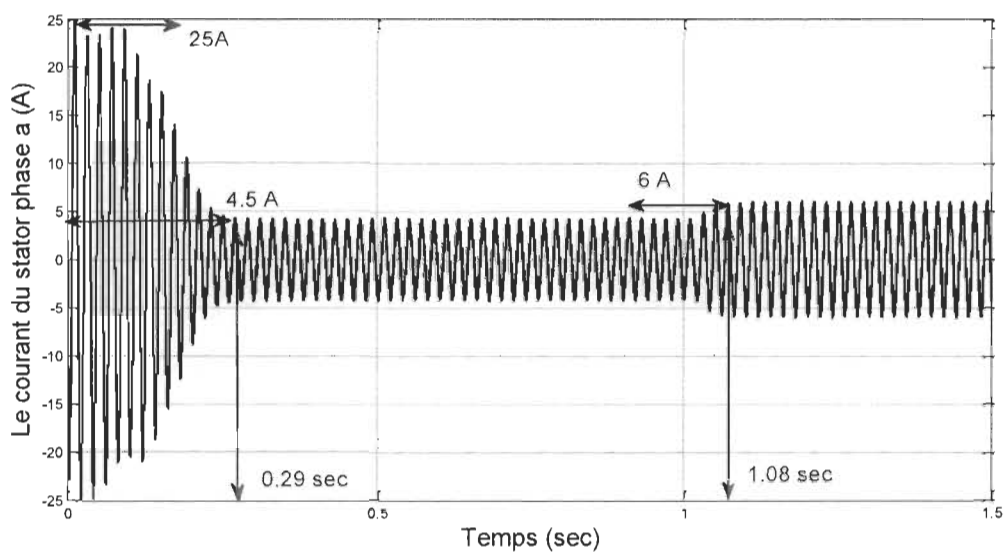


Figure 3.14 Le courant du stator phase (a) sans régulateur

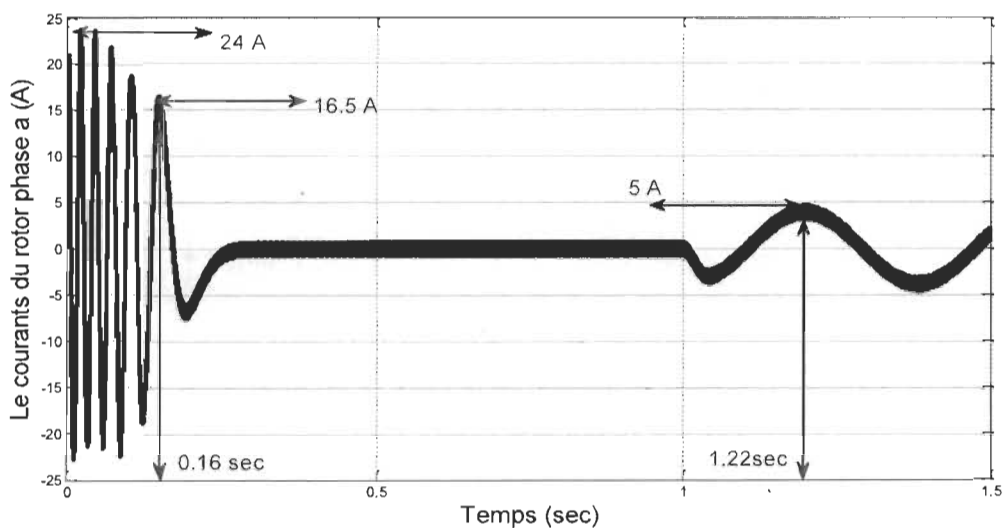


Figure 3.15 Représentation du redresseur triphasé à diodes

Le moteur n'entraîne pas de charge, pendant la période de démarrage le courant absorbé par le moteur est important et il atteint le régime permanent au bout de 0.29 seconde à une valeur de

courant de 25 A pour une phase du stator et pour une valeur de courant 24 A pour une phase du rotor.

3.16 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle réel de la machine auquel on a appliqué la transformation de Park. Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur. Pour ce dernier, on a appliqué la technique de la MLI pour la commander. La modélisation de la MADA et son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en œuvre de la commande vectorielle. Cette dernière est le sujet du quatrième chapitre.

Chapitre 4 - Commande par régulateur PI de la MADA

4.1 Introduction

Les origines de la commande vectorielle contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du siècle dernier et aux travaux de Blondel sur la théorie de la réaction des deux axes. Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de transposer cette théorie au contrôle des machines électriques [20].

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu MCC 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).

Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent.

4.2 Principe de la commande vectorielle

La commande d'une machine à courant alternatif est effectuée en général par deux techniques, l'une classique (commande scalaire), et l'autre moderne (commande vectorielle, commande directe du couple (DTC)). Dans les applications nécessitant des performances dynamiques importantes, il faut pouvoir agir directement sur le couple instantané. C'est facile pour la machine à courant continu, où la force magnétomotrice de l'induit établit un angle droit avec l'axe du flux inducteur, et ceci quel que soit la vitesse de rotation, ainsi le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit. Si la machine est excitée séparément, et l'on maintient le flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel.

Au courant d'induit, on obtient donc de bonnes performances dynamiques puisque le couple peut être contrôlé aussi rapidement que le courant d'induit peut l'être [25].

Par contre, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge, il en résulte des interactions complexes et des réponses dynamiques

oscillatoires. Pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, on introduit la technique de la commande vectorielle.

Le principe de cette dernière consiste à transformer le modèle de la machine asynchrone à une structure similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée et compensée. En effet, en absence de la saturation et de la réaction magnétique d'induit, le flux principal de l'inducteur est proportionnel au courant d'excitation. Il n'est pas affecté par le courant d'induit à cause de l'orientation perpendiculaire des flux statoriques et rotoriques. C'est pourquoi le couple électromagnétique d'une machine à courant continu à excitation séparée est directement proportionnel au courant de l'induit pour une valeur constante du flux, ce qui présente un réglage rapide du couple. Et pour la machine asynchrone, l'angle entre les deux champs statoriques et rotoriques est différent de 90° .

L'idée proposée par Blaschke et Hasse c'est de décomposer le vecteur des courants statoriques ou rotoriques en deux composantes, l'une produit le flux, et l'autre produit le couple. Ce qui permet d'avoir un angle de 90° entre les deux flux de la machine, et on obtient une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée.

4.2.1 *Variantes de la commande vectorielle*

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [25] :

- Suivant la source d'énergie :
 - Commande en tension (Voltage Source Inverter).
 - Commande en courant (Current Controlled Inverter).
- Suivant les opérations désirées pour le flux :
 - Commande vectorielle de flux rotorique.
 - Commande vectorielle de flux statorique.
 - Commande vectorielle de flux d'entrefer (ou de flux magnétisant).

- Suivant la détermination de la position du flux :
 - Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

4.2.2 *Commande vectorielle directe*

Cette méthode de commande a été proposée par Blaschke. Dans ce cas, la connaissance du module de flux et de sa phase est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux, quel que soit le régime transitoire effectué. En effet, dans ce cas, le flux est régulé par une contre réaction, donc il doit être mesuré ou estimé à partir des signaux des tensions statoriques et des courants. Afin d'accéder à l'information concernant l'amplitude et la phase du flux, on peut utiliser des capteurs (sondes à effet de Hall, spires de mesure) placés sous les dents du stator (entrefer de la machine). L'avantage de cette technique est qu'elle dépend moins des variations paramétriques. Cependant, l'inconvénient de cette méthode est que les capteurs sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs. De plus, les signaux captés sont entachés des harmoniques et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables automatiquement [26].

4.2.3 *Commande vectorielle indirecte*

Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux, mais seulement sa position, l'idée est proposée par Hasse. 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, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. 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 [27].

4.3 Commande vectorielle de la MADA

L'expression du couple électromagnétique de la MADA permet de considérer de point de vue conversion, la machine asynchrone comme l'association mécanique de deux machines à courant continu, ce qui permet de mieux interpréter le problème de couplage entre les grandeurs des deux axes, direct et en quadrature. En effet, l'expression du couple électromagnétique d'une machine à courant continu compensée à excitation séparée, en absence de la saturation est donnée par [28] :

$$C_{em} = K_a \cdot \varphi(i_f) \cdot i_a \quad (4.1)$$

i_a : le courant d'induit.

$\varphi(i_f)$: le flux imposé par le courant d'excitation i_a

Selon l'expression (4.1), le flux dépend du courant d'excitation. Alors, si le flux est constant le contrôle du couple se fait uniquement par le courant I_a . Donc la production du couple et la création du flux sont indépendantes [29].

L'application de la commande vectorielle à la MADA consiste à réaliser un découplage entre les grandeurs générant le couple et le flux. Pour cela, on peut régler le flux par une composante du courant statorique ou rotorique (i_{ds} ou i_{dr}), et le couple par l'autre composante (i_{qs} ou i_{qr}). Ainsi, la dynamique de la MADA sera ramenée à celle d'une machine à courant continu. On peut schématiser cette méthode comme le montre la figure (4.1).

4.3.1 Différents repères de référence

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence. On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine, à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer [30]. Pour orienter le flux statorique, il faut choisir un référentiel (d,q) de telle manière que le flux statorique soit aligné avec l'axe (od). Ça permet d'obtenir une expression du couple dans laquelle les deux composantes du courant statorique ou rotorique interviennent ; la première produit le flux et l'autre produit le couple.

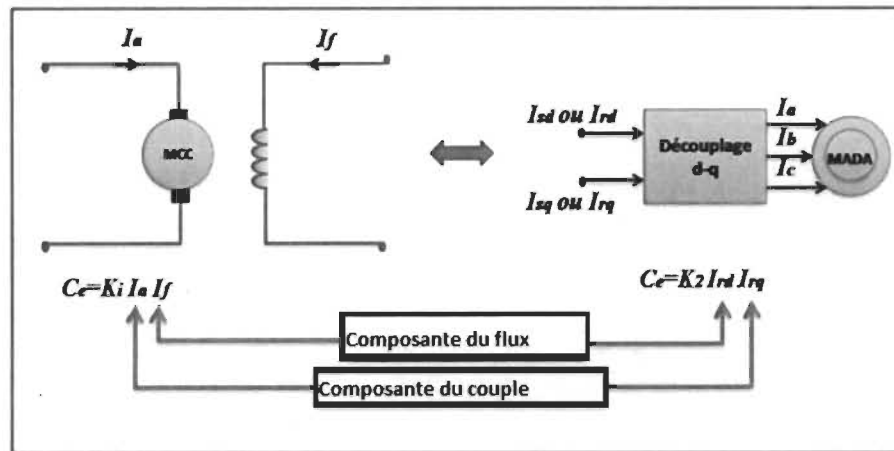


Figure 4.1 Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC [30]

L'orientation du flux statorique exige que :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \varphi_s \\ \varphi_{qs} = 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

Le principe de ce type d'orientation de flux est illustré par la figure (4.2) :

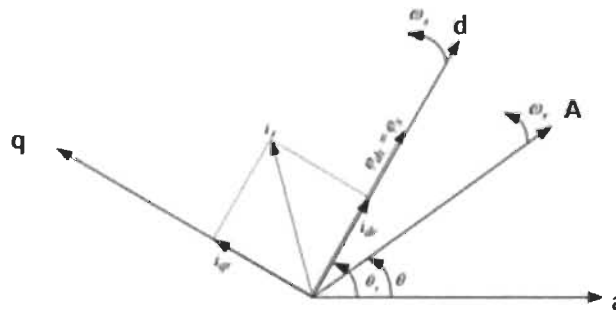


Figure 4.2 Orientation du flux statorique

Rappelons l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p \frac{3}{2} (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (4.3)$$

À partir de l'équation du flux statorique et suivant la condition d'orientation du flux, les

Courants statoriques s'expriment par [19] :

$$i_{ds} = \frac{(\varphi_{ds} - L_m \cdot i_{dr})}{L_s} \quad (4.4)$$

$$i_{qs} = \frac{-L_m \cdot i_{qr}}{L_s} \quad (4.5)$$

En remplaçant les deux composantes du courant statorique dans l'équation du couple électromagnétique, on obtient l'expression suivante [20] :

$$C_{em} = -\frac{3PL_m}{2L_s} \cdot \varphi_s \cdot i_{qr} \quad (4.6)$$

D'après cette équation et pour constant φ_s , le couple électromagnétique peut être contrôlé par le courant i_{qr} . Alors, le couple la MADA peut prendre une forme similaire à celle de la Machine à courant continu. D'autre part, et de la même manière, on peut orienter le flux rotorique suivant l'axe (od) de Park.

Dans ce cas, le flux ϕ_r est aligné avec ϕ_{qr} , alors, on aura :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = \mathbf{0} \end{cases} \quad (4.7)$$

Donc l'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3pL_m}{2L_r} \varphi_r i_{qs} \quad (4.8)$$

On peut représenter ce type d'orientation par la figure (4.3) :

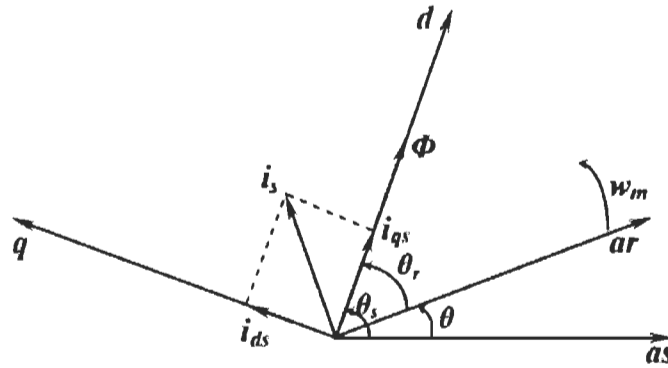


Figure 4.3 Orientation du flux rotorique

Dans le cadre de ce mémoire, nous développons la commande vectorielle directe de la MADA en orientant l'axe (od) du repère de Park suivant le flux rotorique.

4.3.2 Réglage de vitesse de la MADA à flux rotorique orienté par un régulateur PI classique

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse à sa référence [25]. Un régulateur PI classique peut être utilisé pour assurer ce but. Ainsi, la structure de cette commande de vitesse est constituée d'une machine asynchrone alimentée par deux onduleurs de tension, l'un au niveau du stator, et l'autre au niveau du rotor. L'alimentation de chacun de ces deux onduleurs se fait par un pont de redressement à diodes à travers un filtre passe-bas. Les courants de sortie des onduleurs sont contrôlés par une technique de modulation de largeur d'impulsions "PWM" qui permet un réglage simultané de la fréquence et des amplitudes des courants de sortie. Le schéma synoptique complet de la structure de commande est illustré par la figure (4.4). On a noté précédemment que le réglage de vitesse peut se faire par un régulateur PI classique. Ce dernier est rapide et simple à manipuler. Il est caractérisé par deux coefficients, l'un de proportionnalité et l'autre d'intégration. Sa fonction de transfert est donnée par :

$$F_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (4.9)$$

k_p : coefficient de proportionnalité

k_i : coefficient d'intégration

S : opérateur de Laplace.

4.4 Contrôle vectoriel de la MADA

On rappelle brièvement la relation de Park liant les différentes grandeurs principales de la MADA.

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \\ u_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{ds} \\ u_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_{sl} \cdot \varphi_{qr} \\ u_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_{sl} \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (4.10)$$

Les équations liant les flux sont :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (4.11)$$

Principe de la commande vectorielle de cette machine a été conçu en orientant le repère de Park pour que le flux rotorique suivant l'axe q soit constamment nul :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (4.12)$$

Pour calculer le flux estimé et la vitesse de glissement, on utilise les équations suivantes :

$$\begin{aligned}\frac{d\varphi_{dr}}{dt} &= u_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} + \frac{R_r}{L_r} L_m i_{ds} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} &= u_{qr} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{qr} + \frac{R_r}{L_r} L_m i_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr}\end{aligned}$$

(4.13)

À partir des équations et on introduit les tensions intermédiaires :

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \varphi_r - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \varphi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \end{cases} \quad (4.14)$$

Ces tensions peuvent être réécrites sous la forme :

$$\begin{cases} u_{ds}^* = u_{ds}^r + u_{ds}^c \\ u_{qs}^* = u_{qs}^r + u_{qs}^c \end{cases} \quad (4.15)$$

Avec :

$$\begin{cases} u_{ds}^r = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} \\ u_{qs}^r = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} \end{cases} \quad (4.16)$$

$$\begin{cases} u_{ds}^c = \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \varphi_r - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ u_{qs}^c = \frac{L_m}{L_r} \omega_s \varphi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \end{cases} \quad (4.17)$$

4.5 Calcul des régulateurs

4.5.1 Régulateur du courant i_{ds}

Le régulateur du courant direct fournit la tension u_{ds}^r nécessaire pour maintenir le flux à sa valeur de référence.

La fonction de transfert $\frac{i_{ds}}{u_{ds}^r}$ est donnée par :

$$\frac{i_{ds}}{u_{ds}^r} = \left(\frac{1}{\sigma L_s} \right) \frac{1}{s + \rho_s} \quad (4.18)$$

Avec :

$$\rho_s = \frac{1}{\sigma T_s} \quad \text{et} \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

La boucle de régulation du courant est représentée par la figure :

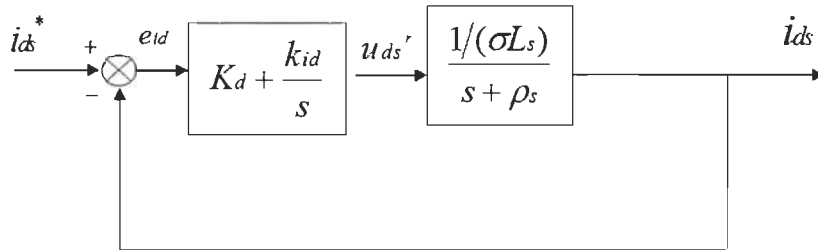


Figure 4.4 Schéma bloc de régulation du courant ids

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$\frac{i_{ds}}{i_{ds}^*} = \frac{(K_d s + K_{id}) \left(\frac{1}{\sigma L_s} \right)}{s^2 + s \left(\rho_s + K_d \frac{1}{\sigma L_s} \right) + K_{id} \frac{1}{\sigma L_s}} \quad (4.19)$$

Le dimensionnement du correcteur se fait à l'aide du principe d'imposition des pôles, comme le polynôme caractéristique est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative pour assurer la stabilité en boucle fermée. Afin d'avoir une réponse avec amortissement relatif optimale, les pôles sont choisis complexes conjugués avec partie réelle égale à partie imaginaire. Les pôles sont $s_{1,2} = -\rho \pm j\rho$ et le polynôme caractéristique s'écrit comme suit :

$$p(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (4.20)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur proportionnel intégral PI :

$$\begin{cases} K_d = 2\rho L_s \sigma - R_s \\ K_{id} = 2\rho^2 L_s \sigma \end{cases} \quad (4.21)$$

4.5.2 Régulateur du courant i_{qs}

Le régulateur du courant en quadrature fournit la tension u_{qs}^r nécessaire pour maintenir le couple à sa valeur de référence

La fonction de transfert $\frac{i_{qs}}{u_{qs}^r}$ est donnée par :

$$\frac{i_{qs}}{u_{qs}^r} = \frac{(1/\sigma L_s)}{s + \rho_s} \quad (4.22)$$

La boucle de régulation du courant est représentée par la figure :

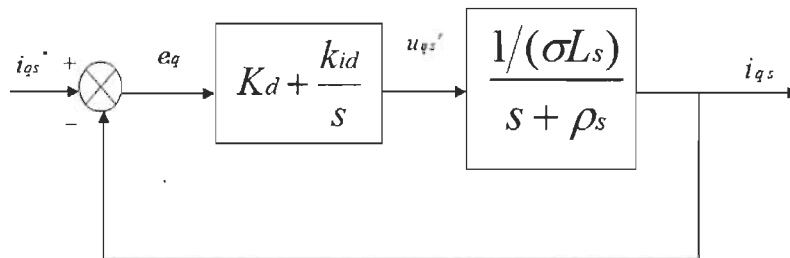


Figure 4.5 Schéma bloc de régulation du courant i_{qs}

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$\frac{i_{qs}}{i_{qs}^*} = \frac{(K_{qs} + K_{iq}) \left(\frac{1}{\sigma L_s} \right)}{s^2 + s \left(\rho_s + K_q \frac{1}{\sigma L_s} \right) + K_{iq} \frac{1}{\sigma L_s}} \quad (4.23)$$

Les paramètres du régulateur sont donc :

$$\begin{cases} K_q = 2\rho L_s \sigma - R_s \\ K_{iq} = 2\rho^2 L_s \sigma \end{cases} \quad (4.24)$$

4.5.3 Régulateur du flux ϕ_r

Après transformation de la place, nous pouvons écrire

$$\varphi_r = \frac{T_r}{1 + sT_r} u_{dr} + \frac{L_m}{1 + sT_r} i_{ds} \quad (4.25)$$

Le flux rotorique dépend de la composante i_{ds} et de la tension u_{dr} , on évite le couplage entre les deux composantes. Flux de référence est donné par :

$$\varphi_{dr}^* = \varphi_{dr}^r + \varphi_{dr}^c \quad (4.26)$$

Flux de sortie de régulateur :

$$\varphi_{dr}^r = \frac{L_m}{1 + sT_r} i_{ds} \quad (4.27)$$

La boucle externe est consacrée pour la régulation du flux rotorique pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux est maintenu constant à sa valeur nominale d'après l'équation :

$$\frac{\varphi_{dr}^r}{i_{ds}} = \frac{\left(\frac{L_m}{T_r}\right)}{s + \rho s} \quad (4.28)$$

Flux de couplage :

$$\varphi_{dr}^c = \frac{T_r}{1 + sT_r} u_{dr} \quad (4.29)$$

Avec

$$\rho_s = \frac{1}{T_r}$$

Le schéma bloc de régulation du flux rotorique est représenté par :

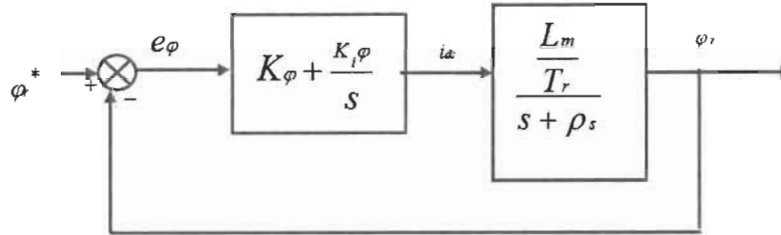


Figure 4.6 Schéma bloc de régulation de flux φ_r

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$\frac{\varphi_r}{\varphi_r^*} = \frac{(K_\varphi s + k_{i\varphi}) \left(\frac{L_m}{T_r} \right)}{s^2 + s \left(\rho_s + K_\varphi \frac{L_m}{T_r} \right) + k_{i\varphi} \frac{L_m}{T_r}} \quad (4.30)$$

De la même manière, pour dimensionner le correcteur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles. Les pôles $S_{1,2} = -\rho \pm j\rho$ les paramètres de régulateur seront :

$$\begin{cases} K_\varphi = \frac{2\rho \cdot \sigma \cdot T_r - 1}{L_m} \\ K_{i\varphi} = 2\rho^2 \frac{T_r}{L_m} \end{cases} \quad (4.31)$$

L'estimateur du module de vecteur flux rotorique et de sa position sont obtenus par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_r^* = -\frac{1}{T_r} \varphi_r^* + \frac{L_m}{T_r} i_{ds} \\ \frac{d}{dt} \varphi_s = \omega_s = \omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{ds}}{\varphi_r^*} \end{cases} \quad (4.32)$$

La pulsation statorique est donnée par :

$$\frac{d}{dt} \varphi_s = \omega_s = \omega_r + \frac{L_m i_{ds}}{Tr \varphi_r} + \frac{u_{qr}}{\varphi_r} \quad (4.33)$$

La pulsation de glissement est calculée par l'équation :

$$\omega_g = \frac{L_m i_{ds}}{Tr \varphi_r} + \frac{u_{qr}}{\varphi_r} \quad (4.34)$$

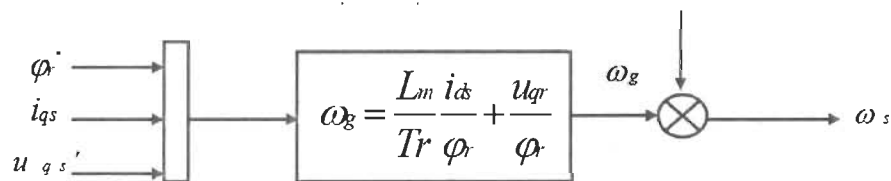


Figure 4.7 Schéma bloc de calcul pulsation statorique

4.5.4 Régulateur de la vitesse

La boucle fermée de la régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel de (la Figure 4.8) :

D'après l'équation mécanique, nous avons :

$$\frac{\omega}{C_{em}} = \frac{\left(\frac{p}{J} \right)}{s + \rho_m} \quad (4.35)$$

$$\rho_m = \frac{f_c}{J}$$

Avec :

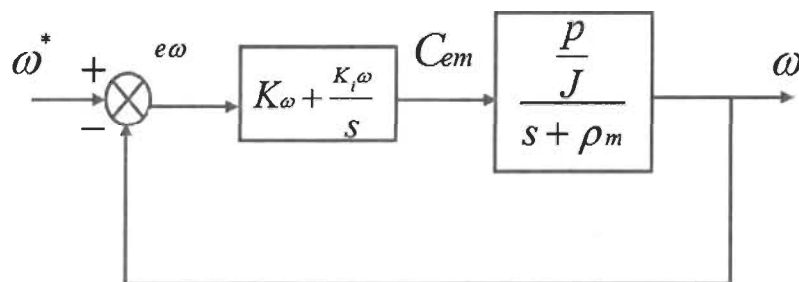


Figure 4.9 Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation ω

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{(K_{\omega}s + sK_{i\omega})\left(\frac{P}{J}\right)}{s^2 + s\left(\rho_m + K_{\omega}\frac{P}{J}\right) + ki\omega\frac{P}{J}} \quad (4.36)$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons le paramètre du correcteur de vitesse :

$$\begin{cases} K_{\omega} = \frac{2\rho \cdot J - fr}{P} \\ T_{\omega} = 2\rho^2 \frac{J}{P} \end{cases} \quad (4.37)$$

La figure ci-dessous (Figure 4.9) présente le schéma complet de la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation à flux rotorique orienté.

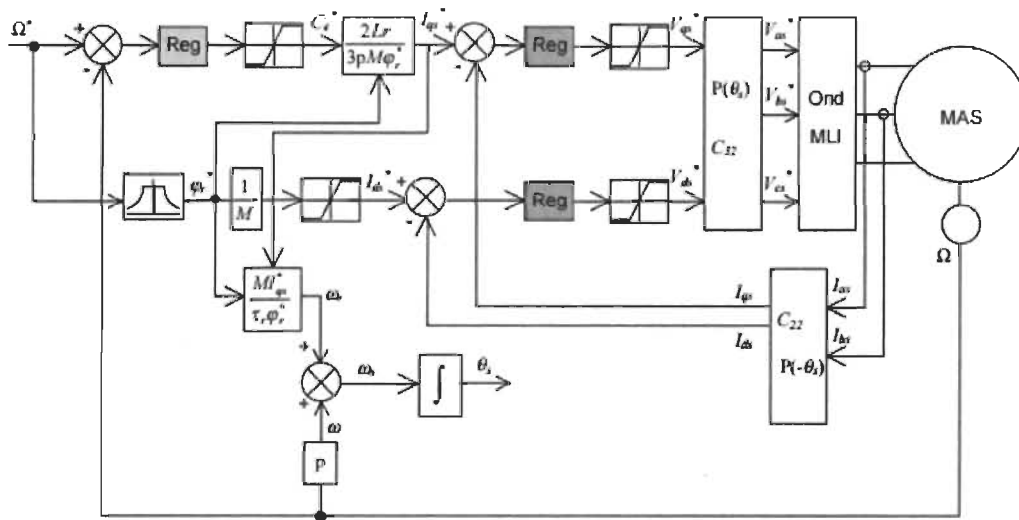


Figure 4.10 Régulation de la vitesse par la commande vectorielle indirecte

4.6 Limitation du courant

Afin de protéger les semi-conducteurs constituant l'onduleur, il faut atténuer tout dépassement possible du courant ; la limitation du courant peut être indirecte en agissant sur les

pôles imposés, mais cette méthode rend les systèmes plus lents, la limitation directe résonne sur un simple dispositif d'écrêtage défini comme suite :

$$i_{qs}^* = \begin{cases} i_{qs}^* & \text{si } |i_{qs}^*| \leq i_{qs} \text{ max} \\ i_{qs} \text{ MAX signe } (i_{qs}^*) & \text{si } |i_{qs}^*| > i_{qs} \text{ max} \end{cases} \quad (4.38)$$

Il est à noter que le flux est généralement maintenu constant, à sa valeur nominale (ω_n) pour des vitesses rotorique inférieure ou égale à la vitesse nominale de la machine (φ_n). Par contre, il faut qu'il décroît lorsque la vitesse augmente au-delà de la vitesse nominale, afin de limiter la tension aux bornes de la machine (défluxage), pour cela, on définit le flux de référence par :

$$\text{Avec : } \varphi_r^* = \begin{cases} \varphi_{rn} & |\Omega| \leq \varphi_n = \frac{\omega_n}{p} \\ \frac{\Omega_n}{|\Omega|} \varphi_{rn} & |\Omega| > \varphi_n \end{cases} \quad (4.39)$$

Ω_n : La vitesse de rotation nominale.

φ_n : Le flux rotorique nominale.

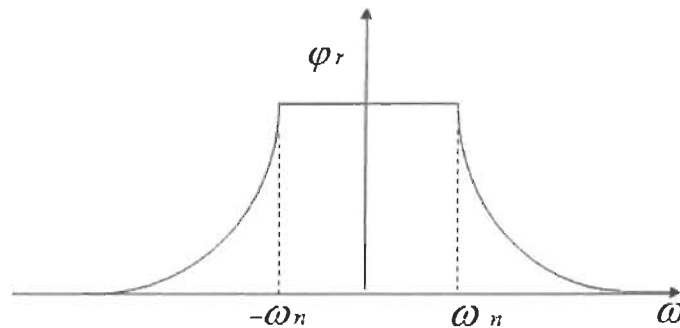


Figure 4.11 en φ_r fonction de ω

4.7 Résultats de simulation

Dans ce qui suit, on va présenter des résultats de simulation d'un réglage de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation et à flux rotorique orienté par un PI classique. Dans ce cas, les deux armatures sont alimentées par deux onduleurs de tension commandés en courant. On discutera le comportement dynamique de la MADA, lors de l'insertion d'un couple de charge. La

simulation a pour but de valider le comportement de la MADA, afin de mettre en évidence les performances et la robustesse de la commande PI sur la vitesse de rotation, on a simulé le système pour les cas suivants :

- Le démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge de la MADA.
- Application d'une consigne carrée.
- Le réglage de vitesse de rotation.
- La variation de la charge de la MADA.
- La variation de la résistance statorique et rotorique.

4.7.1 Le démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge de la MADA

En appliquant un couple de charge de 10 N.m à l'instant $t = 1$ s, on obtient les résultats de simulation sont représentés par les figures (4.11- 4.16).

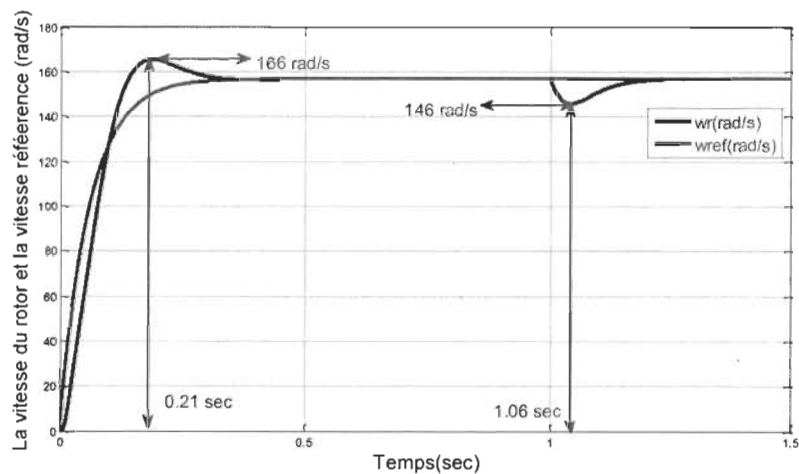


Figure 4.12 La vitesse du rotor et la vitesse référence avec application d'un régulateur classique PI

- D'après ces résultats de simulation, on note que le régulateur PI n'est pas parfaitement robuste, car la réponse dynamique de la vitesse est légèrement affectée.

- En effet, la vitesse marque un léger dépassement au démarrage, on distingue le rejet de perturbation à l'instant de l'application du couple de charge.

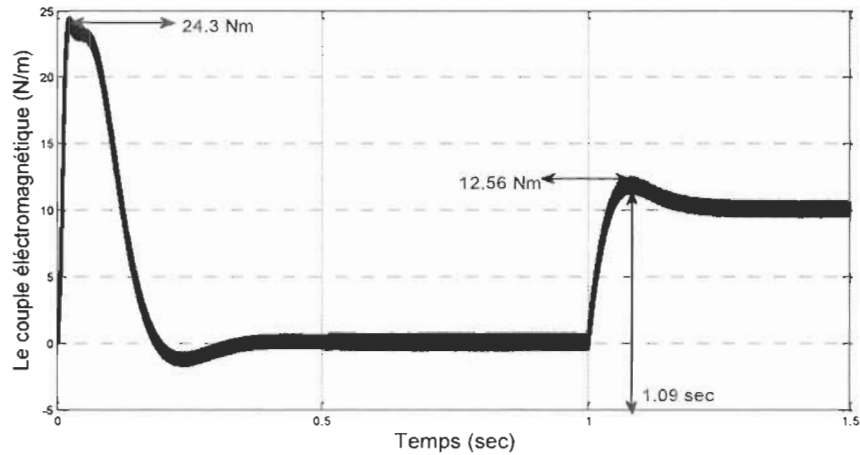


Figure 4.13 Le couple électromagnétique avec application d'un régulateur classique PI

- D'autre part, le couple électromagnétique oscille autour d'une valeur de 10 N.m lors de l'application du couple de charge nominale afin d'équilibrer cette charge et le couple des frottements à la fois.

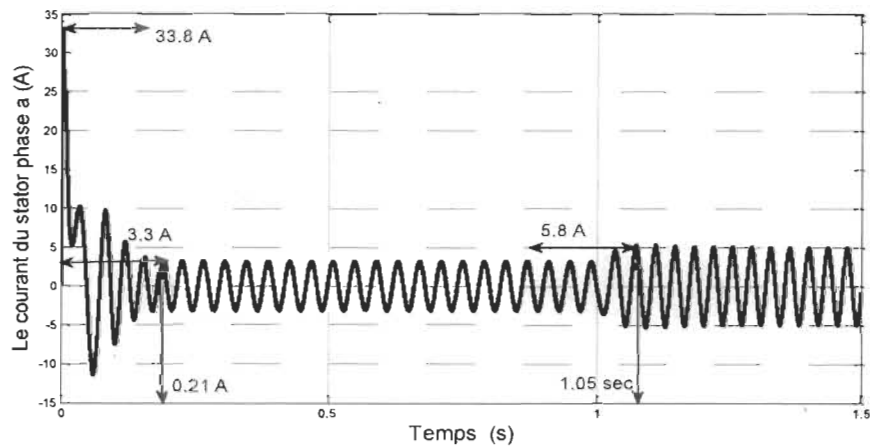


Figure 4.14 Le courant du stator phase (a) avec application d'un régulateur classique PI

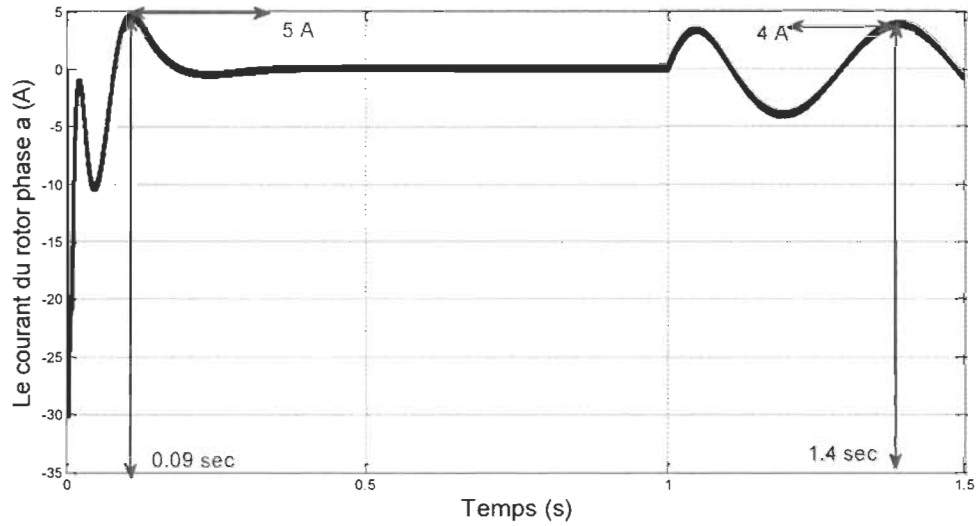


Figure 4.15 Le courant du rotor phase (a) avec application d'un régulateur classique PI

- En conséquence, les courants de phase statorique et rotorique marquent des pics de 33.8 A et de 5A respectivement, puis ils se stabilisent, à l'instant d'imposer le couple ils augmentent et gardent leurs valeurs.

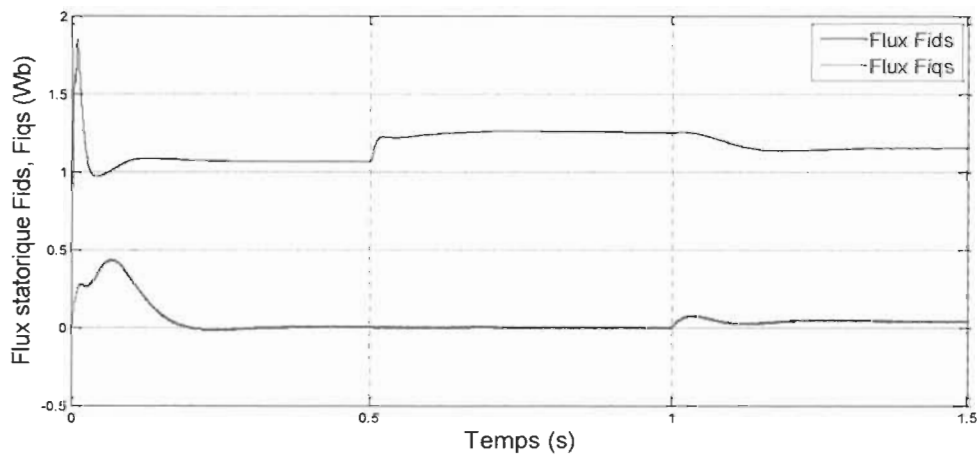


Figure 4.16 Le flux statorique sur l'axe d et q PI

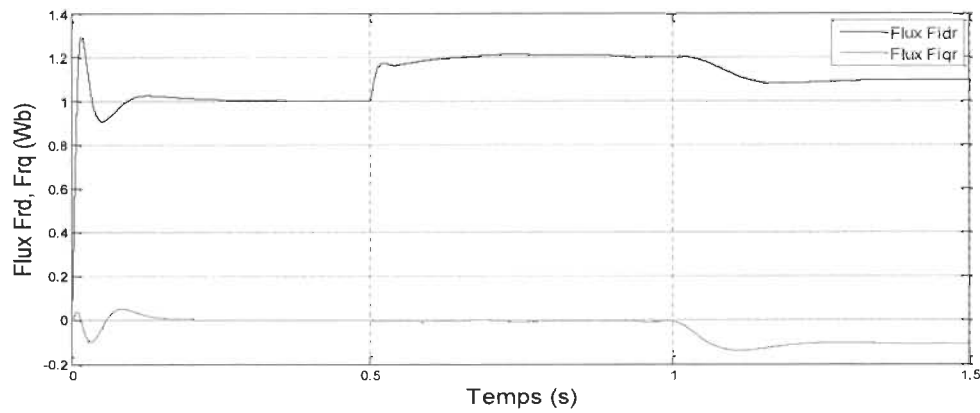


Figure 4.17 Le flux rotorique sur l'axe d et q

4.7.2 Application d'une consigne carrée

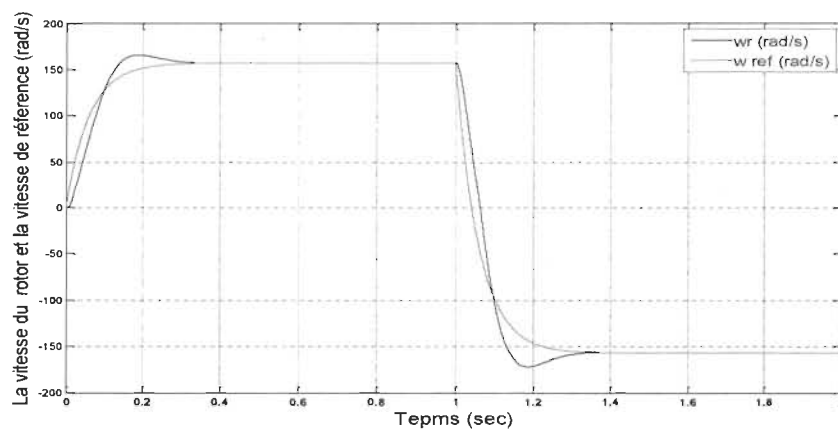


Figure 4.18 Application d'une consigne carrée

4.7.3 Test de réglage de vitesse

La figure (4.18) illustre les résultats de simulation pour le réglage de vitesse. Pour un changement de consigne de 157 rad/s à 100 rad/s à $t=2.5 \text{ s}$ et en fin un autre changement de consigne de 100 rad/s à 157 rad/s à $t=4 \text{ s}$. On remarque que la vitesse suit la grandeur de référence avec un petit dépassement.

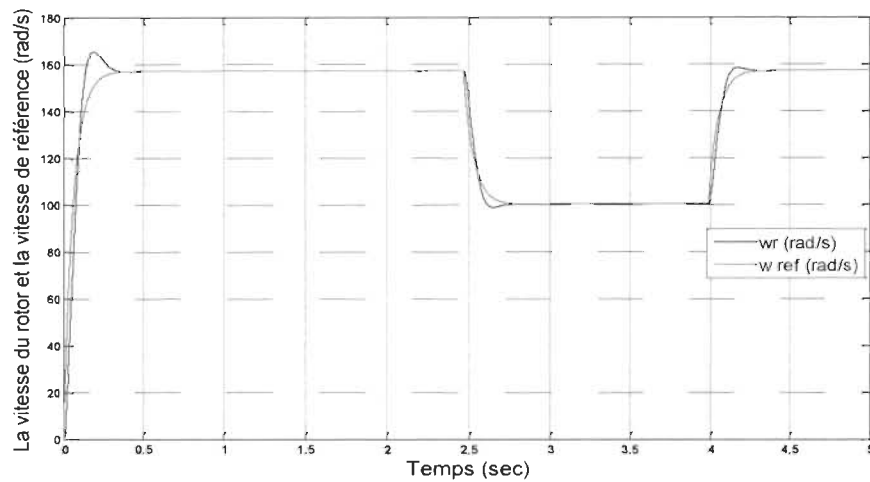


Figure 4.19 Test réglage de vitesse

4.7.4 Test avec la variation de la charge

Pour montrer la robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge, la machine démarre à vide et à $t=0.8s$ on applique un couple de charge de $5N.m$, puis à $t=1.5s$ on applique une charge de $5N.m$. On note que la vitesse suit sa référence avec un dépassement

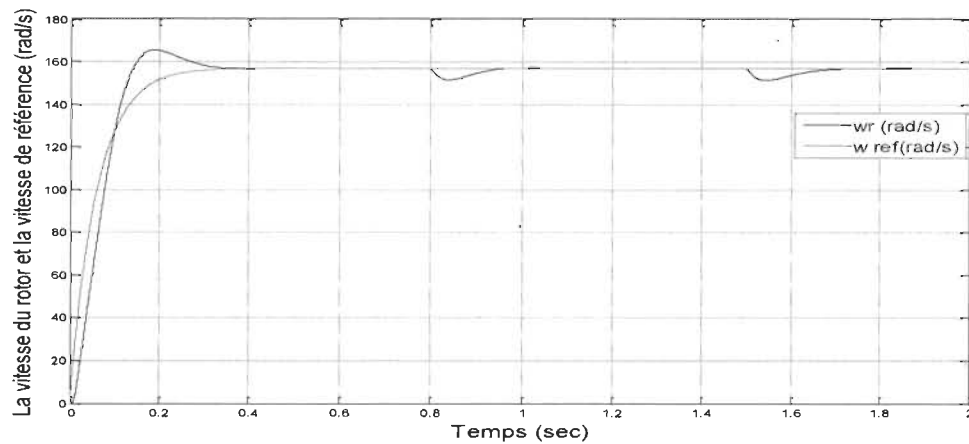


Figure 4.20 Test de la Variation de la charge

4.7.5 Test avec la variation de la résistance statorique

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande pour une variation de la résistance statorique. Pour ce faire, on augmente la résistance statorique de 50% de sa valeur nominale. Les

résultats de simulation sont donnés sur la figure (4.20). D'après ces résultats on remarque bien que la variation de la résistance statorique n'influe pas sur la vitesse.

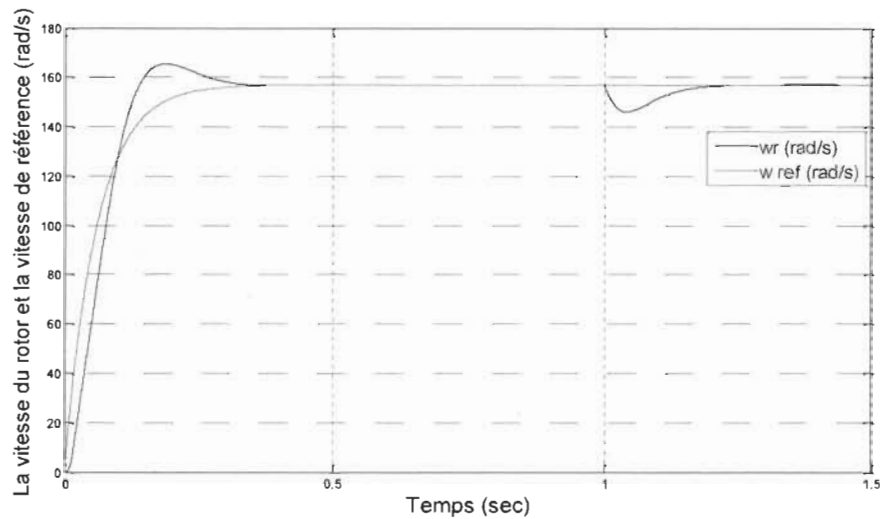


Figure 4.21 Test pour la Variation de la résistance statorique

4.7.6 Test pour la variation de la résistance rotorique

La figure (4.21) montre les résultats de simulation pour la variation de la résistance rotorique $R_r = 50\%R_{rn}$ à $t=2.5$ s. D'après ces résultats on remarque la variation de la résistance rotorique n'influe pas sur la vitesse.

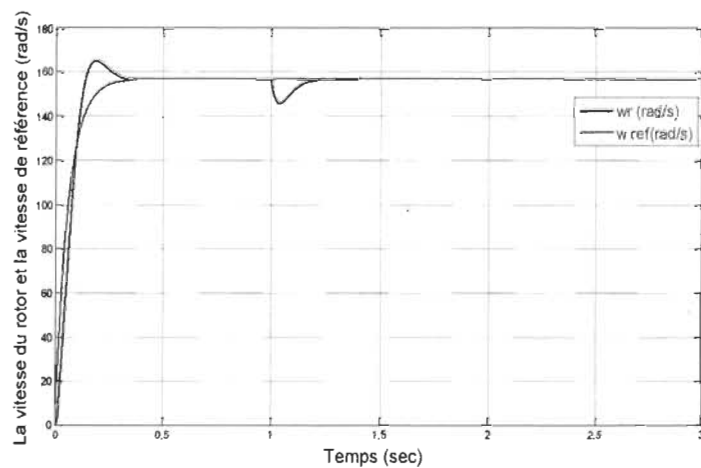


Figure 4.22 Test pour la Variation de la résistance rotorique

4.8 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'établir les lois de la commande vectorielle appliquée aux machines électriques. Cette technique reste la méthode la plus répandue pour avoir une commande découplée du flux et du couple. Elle permet de rendre la forme du couple de la machine asynchrone à double alimentation similaire à celle de la machine à courant continu. Au long de ce chapitre, nous avons adopté une stratégie basée sur la commande vectorielle à orientation du flux rotorique et on a présenté aussi la structure de la commande de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté, munie d'un régulateur PI classique.

Ce dernier ne maîtrise pas en tout temps ces variations. Il est relativement robuste face à la variation des résistances et peut être sensible vis-à-vis de la variation de l'inertie. Pour remédier à ce problème et améliorer les performances obtenues par le PI classique ; une autre technique de commande sera présentée et utilisée, à savoir la RST.

Chapitre 5 - Commande par régulateur RST de la MADA

5.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous introduisons la commande vectorielle par orientation de flux rotorique avec un régulateur RST de la vitesse. Cette technique de régulation est réalisée en vue d'améliorer les performances de la commande. Le principe est basé sur la résolution de l'équation de Bézout qui conduit à l'identification des polynômes R, S et T, permettant ainsi de limiter largement les effets de perturbation et d'atteindre d'excellentes performances de compensation avec une très bonne robustesse [31]. La diversité des structures de commande disponibles aujourd'hui est essentiellement liée aux objectifs donnés par le cahier de charge d'une part et à la qualité du modèle du procédé d'autre part [32]. Ces structures doivent respecter les objectifs suivants :

- Stabilité de la boucle
- Rejet des perturbations
- Suivi d'une consigne

5.2 Synthèse d'un régulateur RST

Un régulateur de type RST est un régulateur polynomial qui se présente comme une alternative intéressante aux régulateurs de type Proportionnel- Intégral. Il permet de mieux gérer le compromis rapidité et performances. Les éléments R, S et T sont des polynômes dont le degré est fixé suivant le degré des fonctions de transfert de poursuite et de régulation en boucle ouverte. Ils sont calculés à l'aide d'une stratégie de placement de pôles robustes. Cette stratégie permet le réglage des performances de l'asservissement à l'aide de deux paramètres de synthèses (T_c , T_f) seulement. Ces paramètres sont respectivement des horizons de commande et de filtrage à partir desquels sera définie la région où les pôles en boucle fermée seront placés [33], [11].

5.3 Structure du régulateur RST

$$\frac{B}{A}$$

Soit le système corrigé de la Figure 5.1 de fonction de transfert $\frac{B}{A}$. y_{ref} représente la référence de la grandeur à asservir et γ la perturbation. La régulation du système par placement de pôles robuste consiste à placer une fonction de transfert $\frac{R}{S}$ sur la boucle de retour et une fonction appliquée à la référence, où R, S et T sont des polynômes. Dans le cas de la machine asynchrone à double alimentation traitée dans cette étude les termes A et B s'expriment par :

Pour le régulateur du courant

$$\begin{cases} A = (L_s L_r - L_m^2)S + L_s R_r \\ B = L_r \end{cases} \quad (5.1)$$

Pour le régulateur du couple :

$$\begin{cases} A = L_r S + R_r \\ B = L_m R_r \end{cases} \quad (5.2)$$

Pour le régulateur de la vitesse

$$\begin{cases} A = JS + f_r \\ B = P \end{cases} \quad (5.3)$$

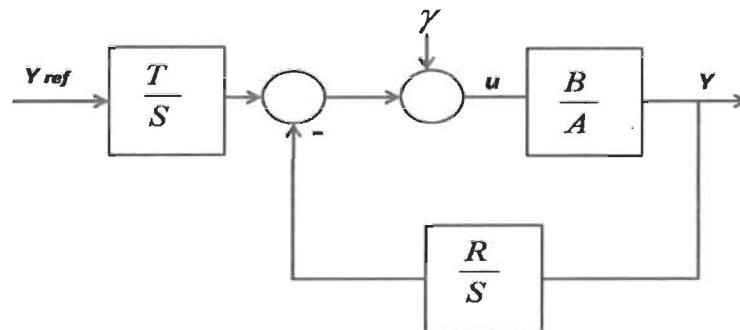


Figure 5.1 Schéma bloc d'un système régulé par un RST

Compte tenu de la structure de régulation choisie, la sortie du système Y en boucle fermée s'écrit :

$$Y = \frac{B.T}{(A.S+B.R)} Y_{ref} + \frac{B.S}{(A.S+B.R)} Y \quad (5.4)$$

Dans cette écriture, on distingue le transfert en poursuite $\frac{T_Y}{Y_{ref}}$ et le transfert en régulation $\frac{T_Y}{Y}$:

$$\frac{T_Y}{Y_{ref}} = \frac{B.T}{(A.S+B.R)} \quad (5.5)$$

Le principe du placement de pôles consiste à spécifier un polynôme arbitraire de stabilité D(p) (correspondant au dénominateur des fonctions de transfert en poursuite et régulation) et à calculer S(p) et R(p) de sorte que conformément à l'équation de Bézout, l'on ait :

$$\frac{B}{A} + \frac{R}{S} = \frac{D}{A} \quad (5.6)$$

Le processus et le régulateur étant propres, le degré de AS+BR est déterminé par celui du produit AS, ce qui implique donc que D a pour degré :

$$\text{deg}(D) = \text{deg}(A) + \text{deg}(S) \quad (5.7)$$

La théorie du placement de pôles robuste montre qu'en choisissant un régulateur strictement propre ($\text{deg}(S)=\text{deg}(R) + 1$), le temps de calcul est augmenté, mais il en résulte un filtrage des bruits hautes fréquences et une aptitude à respecter le gabarit performances robustesse du côté hautes fréquences. Cela signifie que si A est de degré n, nous avons alors :

$$\text{deg}(D)=2n+1 \text{ soit } \text{deg}(S)=\text{deg}(A) + 1 \text{ et } \text{deg}(R)=\text{deg}(A) \quad (5.8)$$

Dans le cas de notre modèle de la MADA, on obtient :

$$A = a_1 p + a_0$$

$$B = b_0$$

$$D = d_3 p^3 + d_2 p^2 + d_1 p + d_0 \quad (5.9)$$

$$R = r_1 p + r_0$$

$$S = s_2 p^2 + s_1 p + s_0$$

Conformément à la stratégie du placement de pôles robustes, le degré du polynôme D nous oblige à placer trois pôles. Ce polynôme est tout d'abord décomposé en produit de deux Polynômes C et F :

$$D = CF \quad (5.10)$$

Nous définissons ensuite deux paramètres : un horizon de commande T_c et un horizon de Filtrage T_f (avec $p_c = -\frac{1}{T_c}$ pôle du polynôme de commande C et $p_f = -\frac{1}{T_f}$ pôle double du

Polynôme de filtrage F). Le choix de ces pôles est alors basé sur les pôles de la boucle ouverte. Le rôle du pôle de commande étant d'accélérer le système, on le choisit de façon arbitraire, 5 fois supérieur au pôle du polynôme A. Pour accroître la robustesse du régulateur, nous avons tout intérêt à déséquilibrer les horizons T_f et T_c , de plus, afin de rendre la commande moins sensible aux différents bruits pouvant être amené notamment par les capteurs, nous choisissons T_c trois fois supérieur à T_f . Dans l'hypothèse où les perturbations sont considérées comme constantes par morceaux peut alors être modélisée par un échelon. Dans ce cas, pour que la perturbation soit rejetée, il est nécessaire d'annuler la fonction de transfert en régulation ce qui signifie que le terme $\frac{1}{(A.S+B.R)}$ doit tendre vers 0

Le théorème de la valeur finale indique alors :

$$\lim_{p \rightarrow 0} p \frac{SB}{D} \frac{\gamma}{p} = 0 \quad (5.11)$$

Pour des raisons de stabilité en régime permanent, le terme $D(0)$ ne peut pas être nul. Pour que l'équation (5.14) soit valide, il faut que $S(0)$ soit nul. Si on observe alors l'équation (5.9) il reste 4 termes inconnus (2 pour S et 2 pour R). L'équation de Bézout :

$$D = AS + BR = CF \quad (5.12)$$

Permet d'obtenir un système de quatre équations à quatre inconnues où les coefficients de D sont liés aux coefficients de R et de S par la matrice de Sylvester :

$$\begin{pmatrix} d_3 \\ d_2 \\ d_1 \\ d_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & 0 & 0 \\ 0 & a_0 & b_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_2 \\ s_1 \\ r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} \quad (5.13)$$

Il reste maintenant à définir les termes du polynôme T. En régime permanent, l'objectif de la commande est d'obtenir $\frac{BT}{(A.S+B.R)} = 1$ soit :

$$\lim_{p \rightarrow 0} \frac{BT}{(A.S+B.R)} = 1 \quad (5.14)$$

Or nous avons : $S(0)=0$ par conséquent $\frac{BT}{(A.S+B.R)} = \frac{BT}{B.R(0)}$. Pour dissocier poursuite et régulation, nous cherchons alors à faire dépendre le terme $\frac{BT}{B.R(0)}$ uniquement de C.

Pour cela, on pose $T = hBT$ (où h est un réel). Nous avons alors :

$$\frac{BT}{(A.S+B.R)} = \frac{BT}{D} = \frac{BT}{CF} = \frac{BT}{C} \quad (5.15)$$

$$h = \frac{R(0)}{F(0)}$$

$$\text{Or } T=R(0) \text{ soit :} \quad (5.16)$$

5.4 Résultats de simulations

Dans ce qui suit, nous allons étudier les performances du régulateur RST. La MADA sera connectée à un onduleur à deux niveaux qui est alimenté par une tension parfaitement constante. Cette analyse sera réalisée par simulation sur le logiciel MATLAB – SIMULINK. Plusieurs essais de performances seront établis. Afin d'étudier la viabilité de la commande RST, une comparaison sera naturellement effectuée par rapport au régulateur PI pour déterminer la configuration la plus adéquate pour une application dans le domaine d'utilisation de la MADA. Le système a été simulé pour les cas suivants :

- Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge.
- Application d'une consigne carrée.
- Réglage de vitesse de rotation.
- Variation de la charge.
- Variations des résistances statorique et rotorique.

5.4.1 *Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge*

Les figures (5.2-5.7) présentent les réponses de la vitesse, du couple et des courant rotoriques et statoriques et les flux suite à un démarrage à vide. Une charge nominale de 10N.m est appliquée à t=1s.

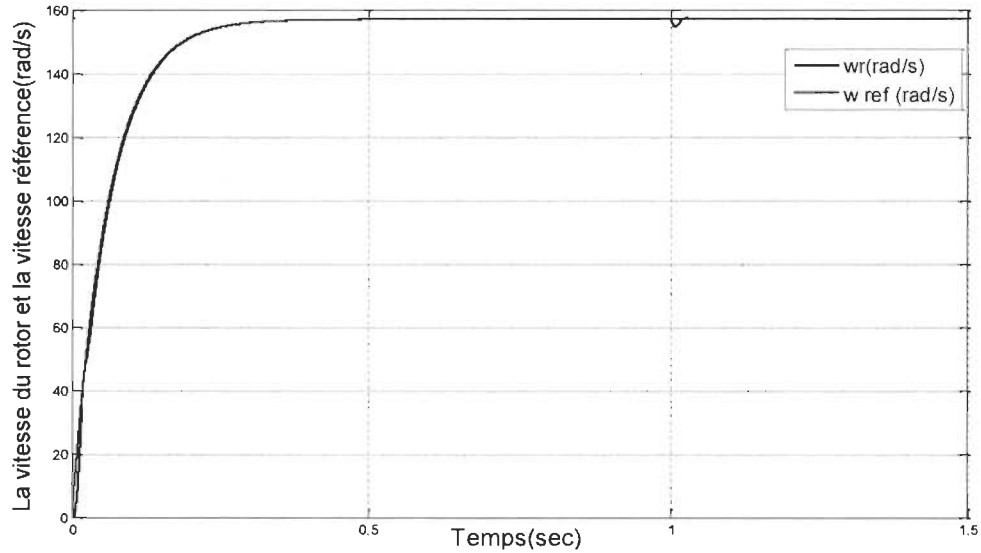


Figure 5.2 La vitesse du rotor et la vitesse de référence avec application d'un régulateur RST

- D'après ces résultats de simulation, on note que le régulateur RST est parfaitement robuste, par rapport à celui du PI, car la réponse dynamique de la vitesse suit bien la consigne.
- En effet, la vitesse ne marque pas un léger dépassement au démarrage comme le cas du régulateur PI, on distingue le rejet de perturbation à l'instant de l'application du couple de charge.

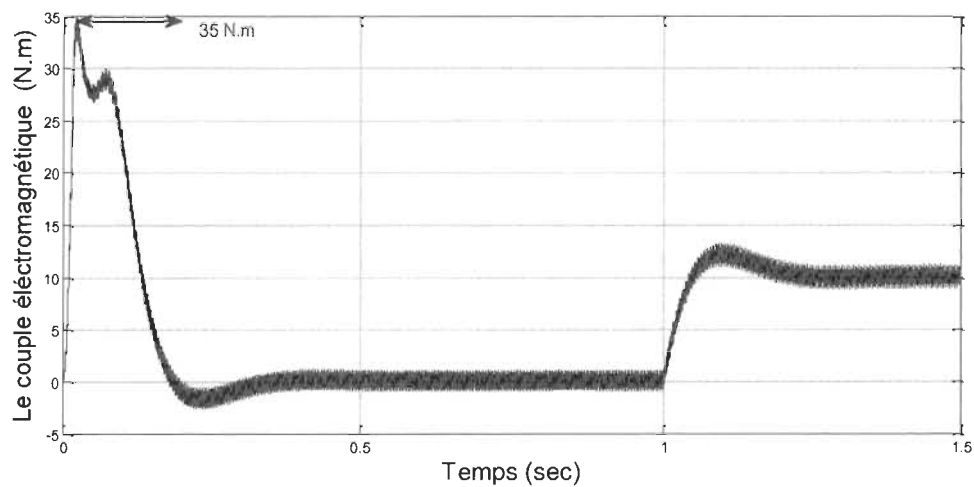


Figure 5.3 Le couple électromagnétique avec application d'un régulateur RST

- D'autre part, le couple électromagnétique marque un pic de 35 N.m supérieur à celui du PI classique.

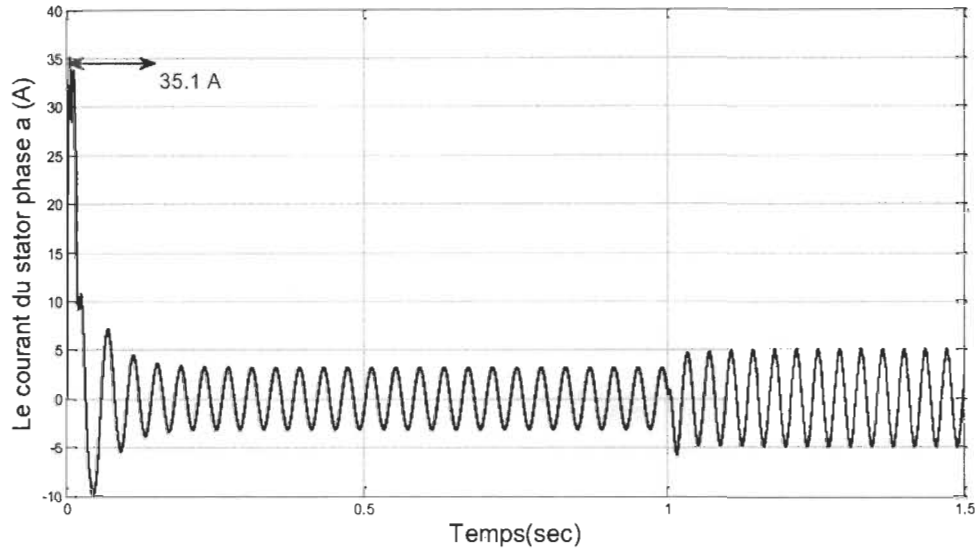


Figure 5.4 Le courant du stator phase (a) avec application d'un régulateur RST

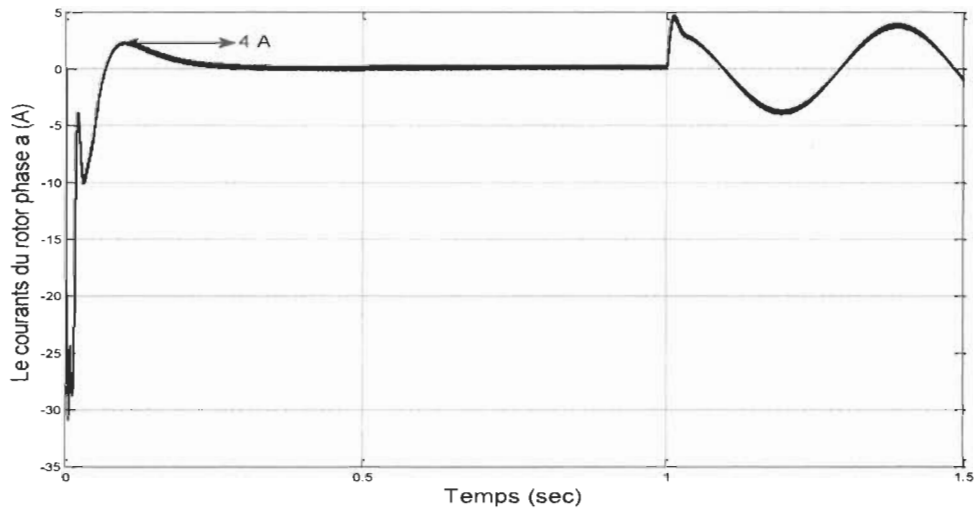


Figure 5.5 Le courant du rotor phase (a) avec application d'un régulateur RST

En ce qui concerne le courant statorique, il est à noter que celui-ci a une forme quasi sinusoïdale pour la commande RST. Dans le cas des régulateurs RST l'amplitude des oscillations

autour de la valeur de référence reste importante. Ceci est dû à la machine utilisée lors de la simulation dont la résistance statorique n'est pas négligeable.

En conséquence, les courants de phase statorique et rotorique marquent des pics de 35.1 A et de 4A respectivement puis ils se stabilisent, à l'instant d'imposer le couple ils augmentent et gardent leurs valeurs.

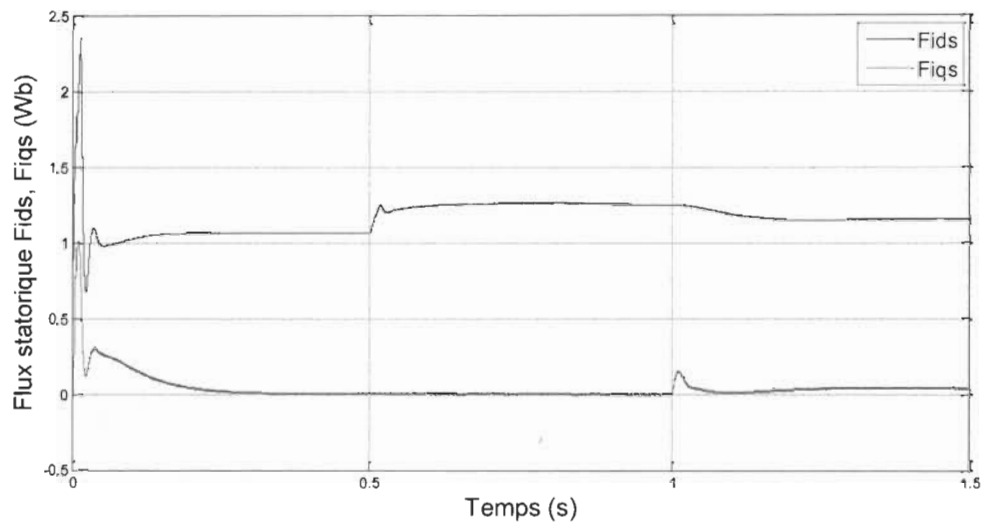


Figure 5.6 Le flux statorique sur l'axe d et q pour la Variation de la résistance rotorique

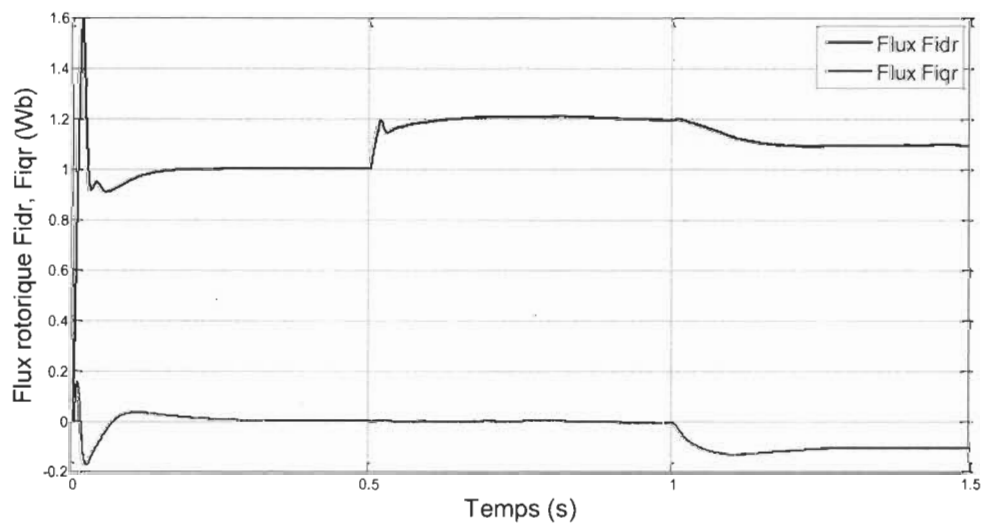


Figure 5.7 Le flux rotorique sur l'axe d et q

5.4.2 Application d'une consigne carrée

La figure (5.8) nous montre la robustesse du régulateur RST, car malgré que nous a introduits une consigne carrée au lieu d'un échelon la vitesse suit parfaitement la consigne. On remarque bien le suivi de consigne du régulateur RST.

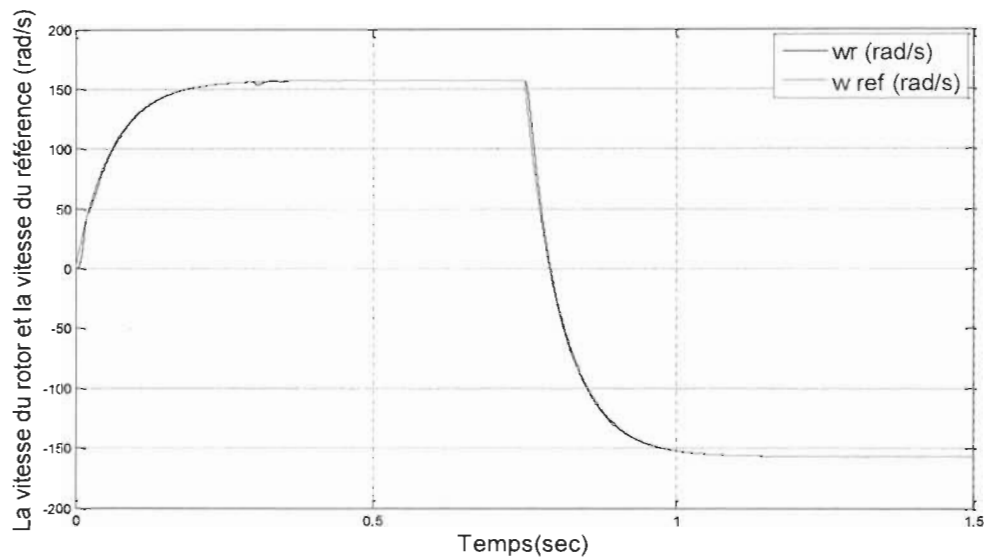


Figure 5.8 Application d'une consigne carrée

5.4.3 Test de réglage de vitesse

La figure (5.9) montre les résultats de simulation pour une variation de la vitesse (157 rad/s puis l'application d'un couple de charge nominale 10N.m à $t=0.8$ s et à $t=1.4$ s on applique une vitesse 100 rad/s et en fin, un changement de consigne de 100 rad/s à 157 rad/s à $t=1.5$ s). La vitesse dans ce cas, suit la grandeur de référence sans dépassement.

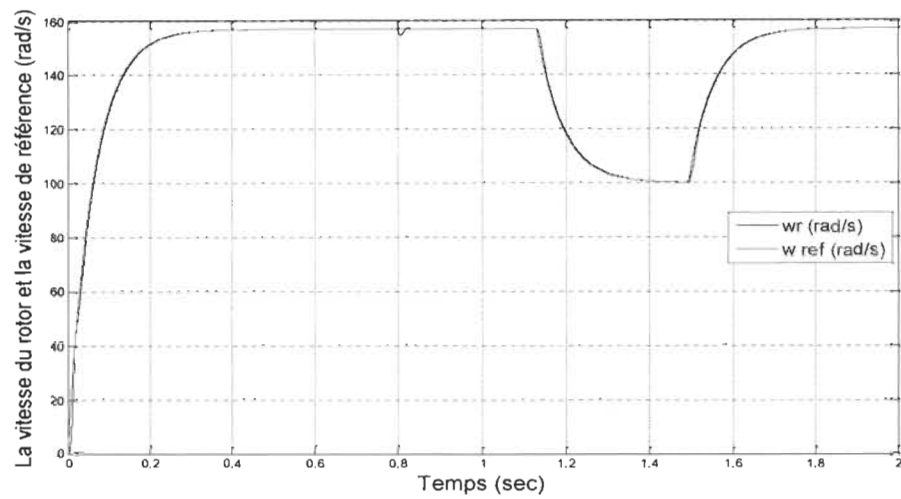


Figure 5.9 Test réglage de vitesse

5.4.4 Test de la variation de la charge

La figure (5.10) montre que le système répond directement au test de variation de la charge. On applique la charge nominale $C_r=5\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$ puis on applique à $t=0.8\text{s}$ une autre charge de $C_r=5\text{N.m}$; la vitesse répond avec succès à ce type de test.

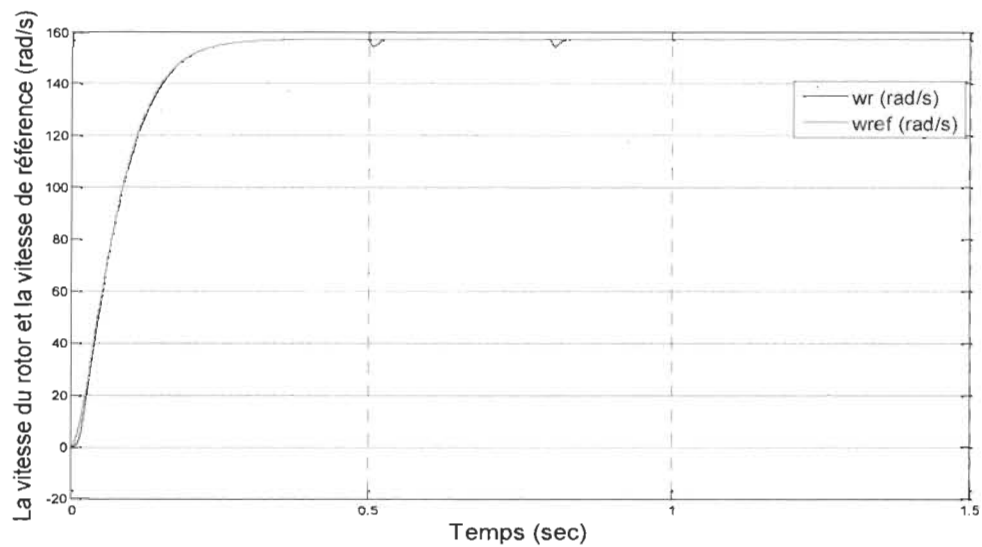


Figure 5.10 Test de la variation de la charge L

5.4.5 Test de variation de la résistance statorique

La figure (5.11) montre l'influence de la variation de résistance statorique sur la réponse de système. On constate que la vitesse suit pratiquement la référence donc la variation de la résistance statorique ne provoque aucun changement. D'après ces résultats on remarque bien la robustesse du régulateur vis-à-vis de ces variations.

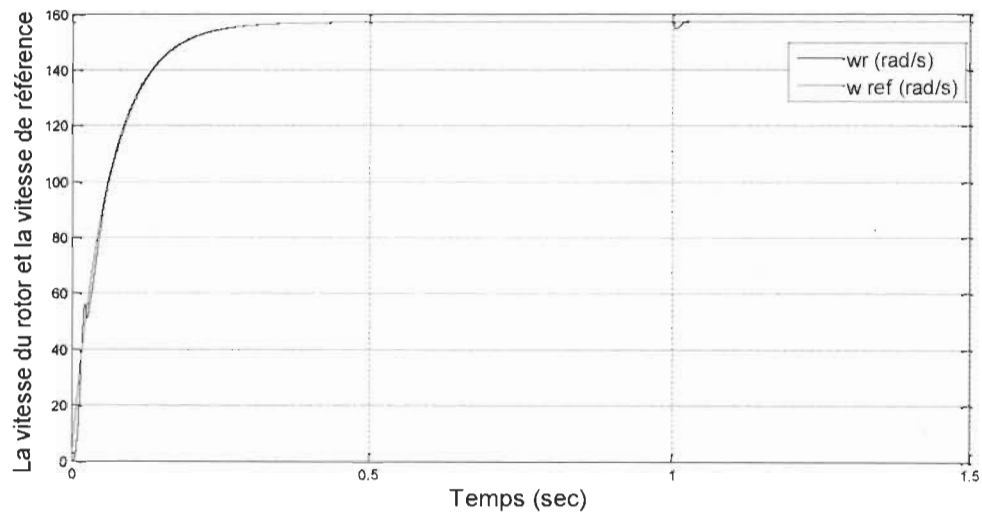


Figure 5.11 Test pour la variation de la résistance statorique

5.4.6 Test de variation de la résistance rotorique

Les résultats de simulations présentés par la figure (5.12) sont donnés pour tester la robustesse de la régulation par RST vis-à-vis la variation de la résistance rotorique $R_r=50\%R_{rn}$ à $t=2.5s$. D'après ces résultats, on remarque que la vitesse suit parfaitement la référence donc la variation de la résistance rotorique n'influe pas sur la vitesse.

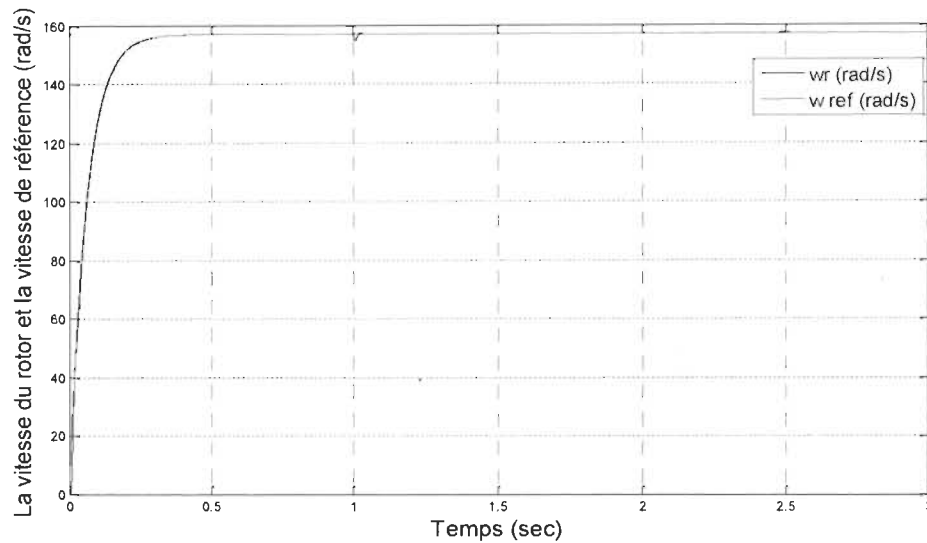


Figure 5.12 Test pour la Variation de la Résistance rotorique

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié la structure de la commande par régulateur RST de la machine asynchrone à double alimentation. Cette commande présente l'avantage d'une mise en œuvre très simple puisqu'elle repose sur un principe formel de manipulation de polynômes permettant de déboucher sur des fonctions de transfert faciles à traiter. Cette commande permet de répondre aux objectifs espérés d'une commande notamment la stabilité, le rejet de la perturbation et le suivi de la consigne.

De plus les résultats de simulation montrent que les performances dynamiques obtenues sont très satisfaisantes, la perturbation est rapidement rejetée, ce qui vérifie la robustesse du régulateur, le découplage est maintenu même en cas de la variation de la charge et de réglage de vitesse. L'avantage d'utiliser un régulateur de type RST est la possibilité d'améliorer considérablement la qualité du filtrage tout en gérant le compromis entre les performances de la poursuite de trajectoire et celles du rejet de perturbations. Allié une stratégie de placement de pôle robuste, le réglage de la loi de commande se résume au choix des horizons de filtrage et commande. Cependant, les inconvénients de ce type de régulateur résident tout d'abord dans son ordre élevé et ensuite dans l'impact peu explicite des paramètres de synthèse sur les performances de l'asservissement la logique floue qui fait l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 6 - Commande vectorielle de la MADA avec un régulateur flou

6.1 Introduction

La logique floue a été introduite en 1965 par le Professeur L. Zadeh. Elle permet de faire correspondre un degré de vérité (d'appartenance) à une variable qui peut être linguistique. Cette graduation dans l'appartenance d'un élément à une situation permet la modélisation de l'observation humaine exprimée sous forme linguistique [34, 35]. À partir des années 70, cette théorie a été appliquée à la commande des systèmes [36, 37]. Ces travaux permettaient de mettre en œuvre des commandes de façon heuristique. Dans les années 80, la communauté des automaticiens a commencé à bâtir une théorie de mise en œuvre de commande floue où l'étude de la stabilité a été introduite de façon systématique.

Dans ce chapitre nous présentons les approches de conception d'un régulateur flou (FLC). Les notions de base nécessaires à la compréhension de régulation floue seront rappelées. Nous synthétisons le choix possible pour les nombreux paramètres du contrôleur à logique floue (CLF) utilisé pour le réglage des courants rotoriques de la machine asynchrone à double alimentation [52].

6.2 Principe de la logique floue

La logique floue est une forme de valeurs multiples logique dans laquelle les valeurs de vérité des variables peuvent être un nombre réel entre 0 et 1, considéré comme « floue ». En revanche, dans la logique booléenne, les valeurs de vérité des variables ne peuvent être 0 ou 1, souvent appelées valeurs " nettes ». La logique floue a été étendue pour gérer le concept de vérité partielle, où la valeur de vérité peut se situer entre tout à fait vrai et complètement faux. En outre, lorsque les variables linguistiques sont utilisées, ces degrés peuvent être gérés par spécifiques (membres) fonctions [51].

6.3 Domaines d'application

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [38] :

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...)
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.)
- Systèmes autonomes mobiles
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur ...)
- Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules

6.4 Variables linguistiques

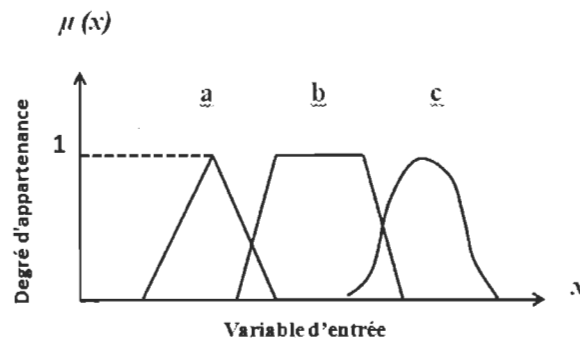
La description d'une certaine situation imprécise ou incertaine peut contenir des expressions floues par exemple : très grand, grand, moyen, petit. Ces expressions forment les valeurs d'une variable x , appelée "linguistique", soumise à des fonctions appelées fonctions d'appartenance [39, 40].

6.5 Fonctions d'appartenance

La variable x varie dans un domaine appelé univers de discours, ce dernier est partagé en sous-ensembles flous de façon que dans chaque zone il y ait une situation dominante. Ces zones sont décrites par des fonctions convexes, généralement sous forme triangulaire ou trapézoïdale, elles admettent comme argument la position de la variable x dans l'univers de discours, et comme sortie le degré d'appartenance de x à la situation décrite par la fonction notée :

$\mu_E(x)$: degré d'appartenance de x au sous-ensemble E .

Le choix de la répartition des fonctions, leurs chevauchements ainsi que leurs formes doit être judicieux comme indiqué [40] dans la figure (6.1) donne quelques fonctions d'appartenance.



a) triangulaire, b) trapézoïdale, c) gaussienne

Figure 6.1 Différentes formes des fonctions d'appartenance

6.6 Structure de base d'un contrôleur flou

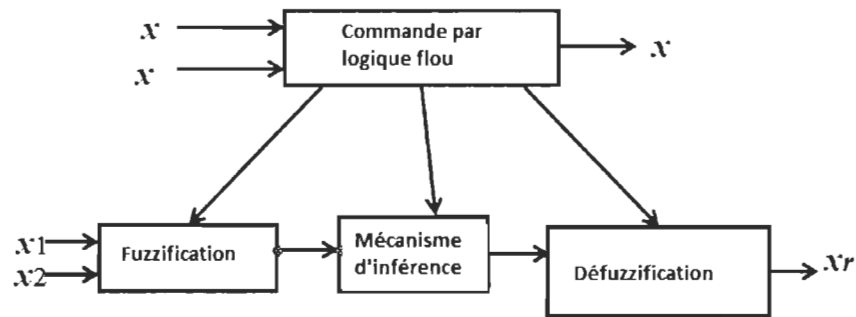


Figure 6.2 Structure interne d'un régulateur flou

Contrairement aux techniques de réglage classique, dans le réglage par la logique floue, on n'utilise pas des formules ou des relations mathématiques déterministes ou précises. Il consiste à manipuler des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs ET, OU, alors..., appliquées à des variables linguistiques [41]. La figure 6.2 représente, à titre d'illustration la structure d'un régulateur flou à deux entrées et une sortie : ou x_1 et x_2 représentent les variables d'entrée, et x_r celle de la sortie ou la commande.

On peut noter que le calcul de la commande x_r s'effectue à partir de trois étapes fondamentales [52] :

- Une interface de Fuzzification;

- Un mécanisme d'inférence (règles) ;
- Une interface de Défuzzification.

6.6.1 Bases de connaissances

La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts du contrôle prévu. Elle est composée :

1. D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation [42].
2. La base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles : Si < condition > Alors < conséquence >.

6.6.2 Fuzzification

La fuzzification est l'opération qui consiste à affecter pour chaque entrée physique, un degré d'appartenance à chaque sous-ensemble flou. En d'autres termes c'est l'opération qui permet le passage du numérique (grandeurs physiques) au symbolique (variables floues) [52].

Pour illustrer le mécanisme de la fuzzification, nous allons donner un exemple en fixant comme valeur d'entrée $ek = 0.45$. Le résultat de la fuzzification sera présenté sur la figure (6.3). On remarque que pour cette erreur correspond les ensembles flous PP et PM avec les degrés d'appartenances $\mu_{PP}(ek) = 0.75$ et $\mu_{PM}(ek) = 0.25$.

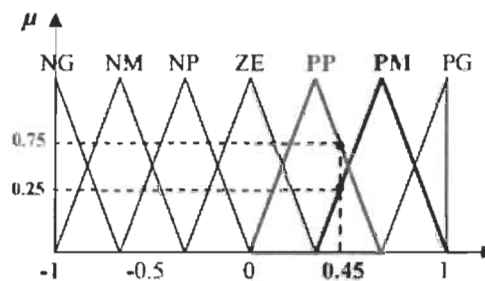


Figure 6.3 Exemple de fuzzification

6.6.3 Règles d'inférence floue

Les règles d'inférence peuvent être décrites de plusieurs façons, linguistiquement, symboliquement ou bien par matrice d'inférence, dans ce dernier cas, une matrice dite d'inférence rassemble toutes les règles d'inférence sous forme d'un tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées [43, 44]. L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle, le tableau 6.1 présente la matrice d'inférence à sept règles. Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont : Max-Produit, somme-produit et Max-Min (Implication de Mamdani) [45], cette dernière méthode la plus utilisée à cause de sa simplicité, elle réalise l'opérateur "ET" par la fonction "Min", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction "Min" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction Max [46, 47].

Tableau 6.1 : Matrice d'inférence

Δe / e	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

6.6.4 Défuzzification

Il existe plusieurs stratégies de défuzzification, différentes méthodes sont utilisées [45].

6.6.5 Méthode du maximum

La commande en sortie est égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale. La méthode du maximum simple, rapide et facile, mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie (parfois on trouve deux valeurs maximales).

6.6.6 Méthode de la moyenne des maxima

Elle considère, comme valeur de sortie, la moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance issue de l'inférence est maximale [39].

6.6.7 Méthode du centre de gravité

Cette méthode est la plus utilisée dans les contrôleurs flous. Elle génère l'abscisse du centre de gravité de l'espace flou comme commande de sortie, l'abscisse de centre de gravité x_G peut être déterminé à l'aide de la relation générale suivante :

$$x_G = \frac{\int x \mu_{rés}(x) dx}{\int \mu_{rés}(x) dx} \quad (6.1)$$

Cette dernière méthode nous intéresse à cause de sa simplicité de calculs et sa sortie unique.

6.7 Développement du contrôleur flou

6.7.1 Description du contrôleur

L'objectif visé par l'insertion de ce type de contrôleur basé sur la logique floue est de contrôler les courants rotoriques d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA). Le contrôleur développé utilise le schéma proposé par Mamdani [37].

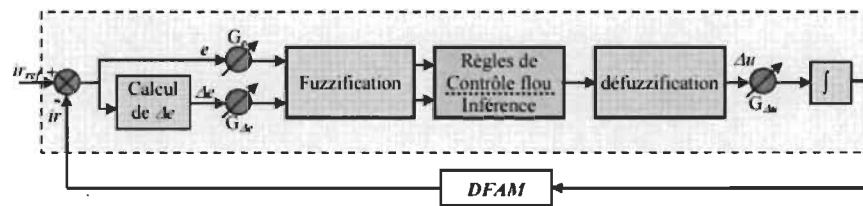


Figure 6.4 Schéma bloc d'un contrôleur flou [52]

Ce schéma est représenté par la figure (6.5), est composé de :

- Des facteurs de normalisation associant à l'erreur e , à sa variation Δe et à la variation de la commande (Δu);
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et sa variation;
- Des règles de contrôle flou;
- D'une stratégie de commande est présentée par une matrice d'inférence du même type que celle présentée dans le tableau (IIV.4);
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de commande floue en valeur numérique ;
- D'un intégrateur.

La sortie du régulateur est donnée par :

$$V_{rd}^r(k) = V_{rd}^r(k-1) + du(k) \quad (6.2)$$

Le contrôleur flou considéré utilise [48] :

- Les fonctions d'appartenances triangulaires et trapézoïdales, ce choix est dû à la simplicité de mise en œuvre.
- Un univers de discours normalisé.
- L'univers de discours est découpé en sept (réglage fin) pour les variables d'entrées et de sortie ; une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du système à réguler [39].

- L'implication de Mamdani pour l'inférence ;
- La méthode du centre de gravité pour la défuzzification.
-

La figure (6.5) représente les fonctions d'appartenance utilisées par le contrôleur.

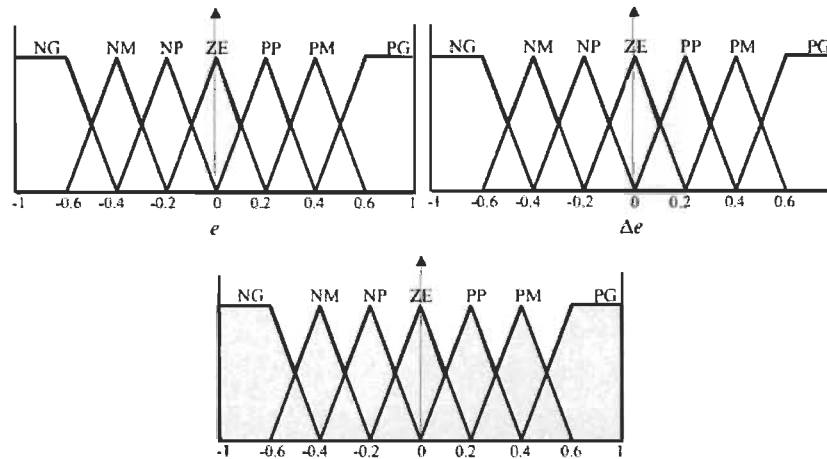


Figure 6.5 Fonctions d'appartenance utilisées par le contrôleur

6.7.2 Loi de commande

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation.

- L'erreur de vitesse notée e est définie par :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega_r \quad (6.3)$$

- La variation de l'erreur de vitesse notée Δe est définie par :

$$\Delta e = e(t + \Delta t) - e(t) = e(k + 1) - e(k) \quad (6.4)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée Δu .

Les trois grandeurs, e , Δe et Δu sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} E = G_e e \\ \Delta E = G_{\Delta e} \Delta e \\ \Delta U = G_{\Delta u} \Delta u \end{cases} \quad (6.5)$$

Où G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta u}$ sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande.

6.8 Réglage de vitesse de la MADA par un contrôleur flou

Les performances du régulateur flou présenté précédemment sont étudiées et évaluées à travers une application sur la machine asynchrone à double alimentation pour commander sa vitesse. Le schéma bloc de cette simulation est représenté par la figure (4.9) du deuxième chapitre sauf que le régulateur PI classique est remplacé par un régulateur flou.

6.8.1 Résultats de simulation

Dans cette partie, on va illustrer les résultats de simulation de la commande de vitesse par un régulateur flou d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté. Tout ce qui a été simulé dans le quatrième chapitre dans le cas d'un régulateur RST classique sera aussi simulé dans le cas du régulateur flou et présenté comme suivant :

- Le démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge.
- Application d'une consigne carrée.
- Le réglage de vitesse de rotation.
- La variation de la charge.
- Les variations des résistances statorique et rotorique.

6.8.2 Démarrage à vide et introduction d'un couple de charge

On va présenter des résultats de simulation d'un réglage de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation et à flux rotorique orienté par un régulateur flou par les figures (6.7-6.10). Dans ce cas aussi, les deux armatures sont alimentées par deux onduleurs de tension commandés

en courant. On discutera le comportement dynamique de la MADA, lors de l'insertion d'un couple de charge ($C_r=10 \text{ N.m}$ à $t=1 \text{ s}$).

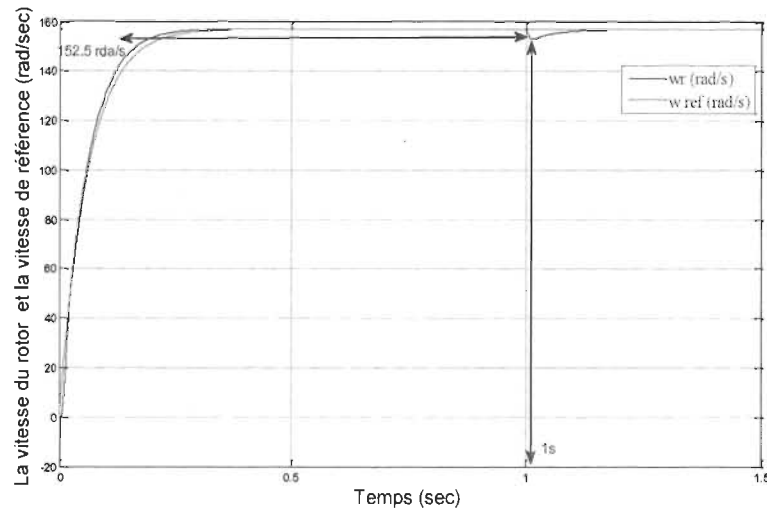


Figure 6.6 Vitesse du rotor et la vitesse de référence avec application d'un régulateur flou

- Les résultats de simulation obtenus montrent bien l'amélioration de la réponse dynamique de la vitesse. Cette dernière atteint sa référence en un temps de réponse de 0.4 s.
- On remarque principalement que la vitesse reste insensible à l'introduction du couple de charge ce qui montre bien la robustesse du régulateur flou face à cette perturbation comparativement au régulateur PI classique.

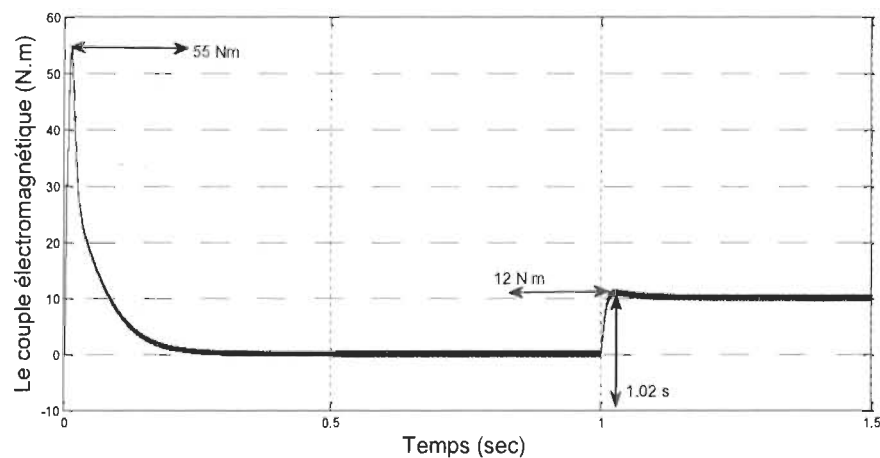


Figure 6.7 Couple électromagnétique avec application d'un régulateur flou

- De plus, l'allure du couple marque un pic de 55 N.m, supérieur à celui marqué dans le cas du PI classique qui est de 24.3 N.m.

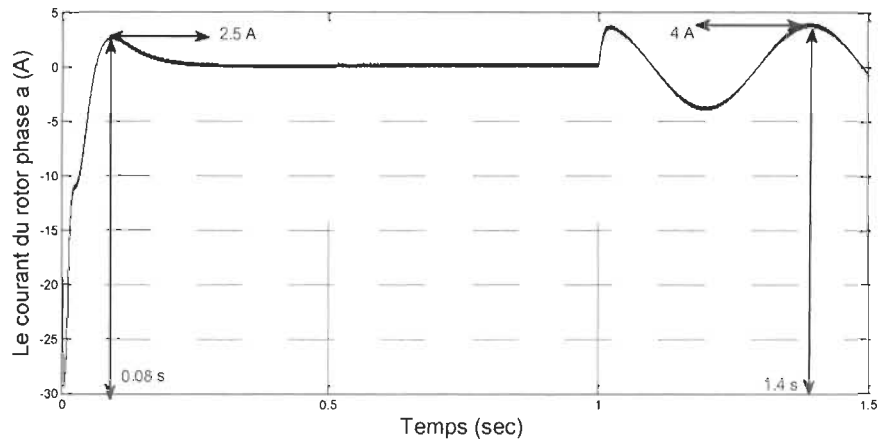


Figure 6.8 Courant du rotor phase (a) avec application d'un régulateur flou

- Allure du courant de phase rotor marque un pic de -20 A supérieur à celui marqué dans le cas du PI classique qui est de -30 A.

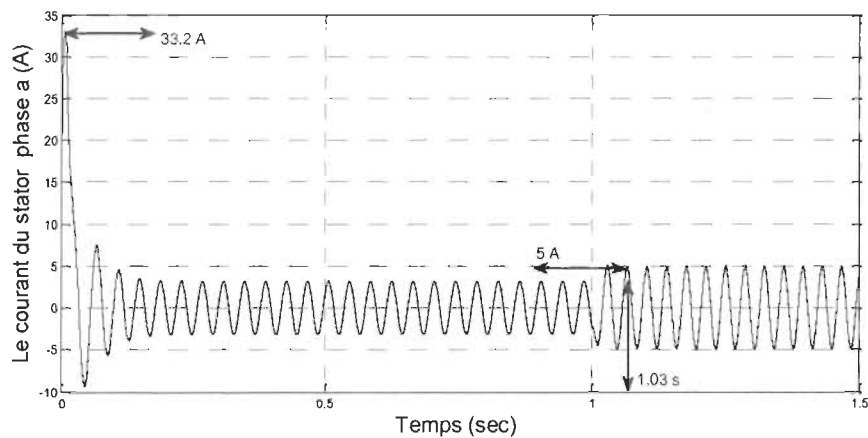


Figure 6.9 Courant du stator phase(a) avec application d'un régulateur flou

- Par contre l'allure du courant de phase stator marque un pic de 33.2 A inférieur à celui marqué dans le cas du PI classique qui est de 33.8 A.

6.8.3 Application d'une consigne carrée

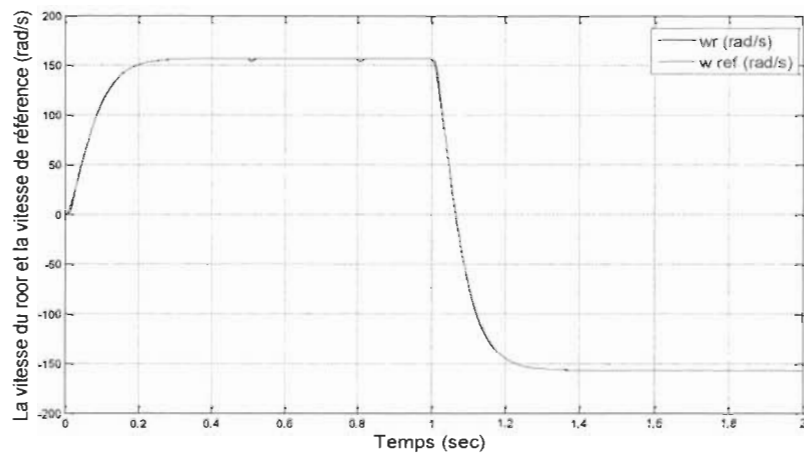


Figure 6.10 Application d'une consigne carrée

- La figure (6.11) nous montre que le régulateur PI-Flou suit une consigne carrée au lieu d'une consigne échelon sans dépassement. On remarque le suivi de consigne du régulateur PI-Flou.

6.8.4 Test de réglage de vitesse

La figure (6.12) illustre les résultats de simulation pour le réglage de vitesse. Pour un changement de consigne de 157 rad/s à 100 rad/s à $t=1$ s et de 100 rad/s à 0 rad/s à $t=2$ s et enfin un autre changement de consigne de 0 rad/s à 157 rad/s à $t=3$ s.

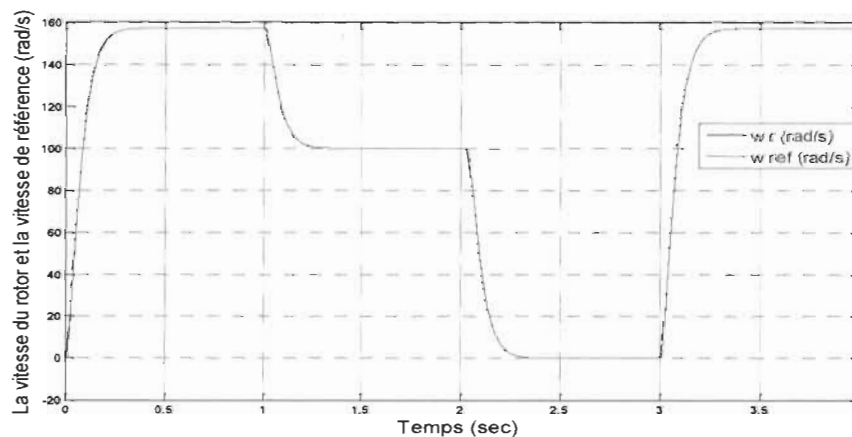


Figure 6.11 La vitesse du rotor et la vitesse référence avec application d'un régulateur flou (suivant le changement de la vitesse consigne)

- Vu les résultats obtenus, on note que la vitesse suit sa consigne rapidement et l'inversion du sens de rotation se fait sans dépassement.

6.8.5 Test avec la variation de la charge

Pour montrer la robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge, la machine démarre à vide et à $t=0.8s$ on applique un couple de charge $5N.m$, puis à $t=1.5s$ on applique une charge de $5N.m$. On note que la vitesse suit sa référence sans dépassement.

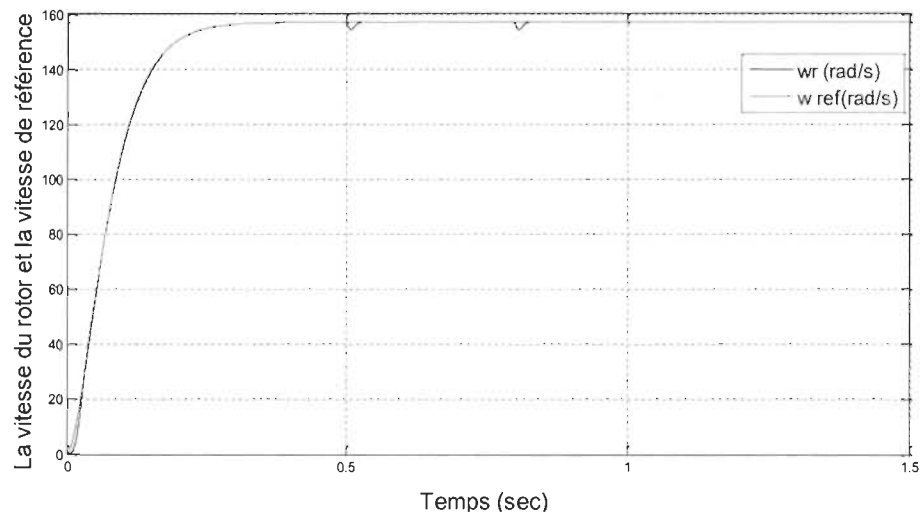


Figure 6.12 Test de variation de la charge

6.8.6 Test avec la variation de la résistance statorique

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande pour une variation de la résistance statorique. Pour ce faire, on augmente la résistance statorique de 50% de sa valeur nominale. Les résultats de simulation sont donnés sur la figure (6.14). D'après ces résultats on remarque bien la variation de la résistance statorique n'influe pas sur la vitesse

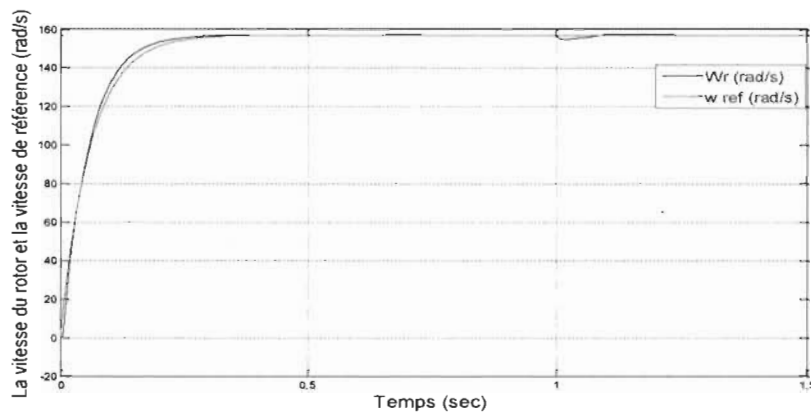


Figure 6.13 Test pour la variation de la résistance statorique

6.8.7 Test avec la variation de la résistance rotorique :

La figure (6.14) illustre la réponse dynamique de la vitesse, pour une valeur de la résistance rotorique de + 20 %.

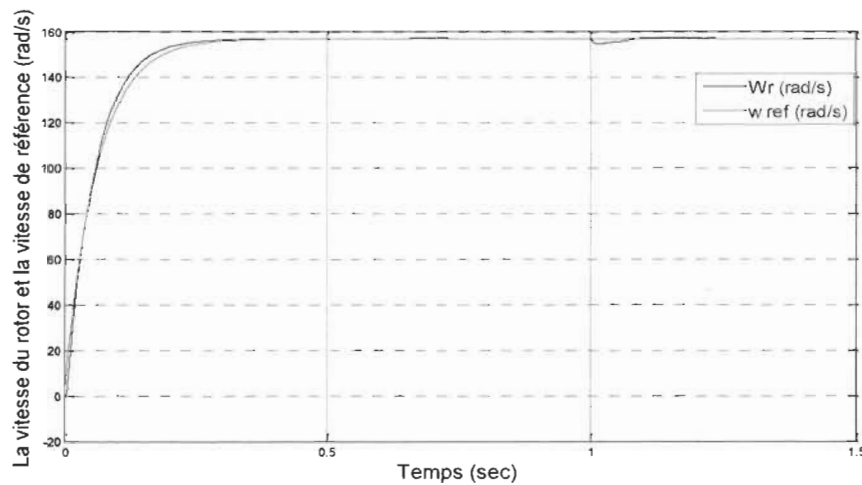


Figure 6.14 Test pour la variation de la résistance rotorique

- D'après le résultat obtenu, on peut constater que la variation de la résistance rotorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de la réponse dynamique, et ceci montre la robustesse du contrôleur flou face à la variation de la résistance rotorique.

6.9 Tableau comparatif entre les trois régulateurs (PI classique, RST, PI flou)

	Avantages	Inconvénients
PI classique	<ul style="list-style-type: none"> • Simplicité • Temps de réponse rapide • Erreur statique nulle 	<ul style="list-style-type: none"> • Dépassement • Robustesse faible
RST	<ul style="list-style-type: none"> • Facilité de choisir un compromis entre les différents objectifs • Temps de réponse rapide • Robuste • Sans dépassement 	Difficultés de choix : <ul style="list-style-type: none"> • Du polynôme caractéristique désiré • Degrés des polynômes R, S, T
PI- Flou	<ul style="list-style-type: none"> • Sans dépassement • Robuste • Rapidité du rejet de perturbation 	<ul style="list-style-type: none"> • Le choix des fonctions d'appartenance se fait généralement grâce à l'expertise du processus • Temps de réponse lent

6.10 Conclusion

Dans ce chapitre, la technique de la logique floue a été exposée. Un contrôleur à logique floue utilisant la notion de table de décision est implanté dans la commande vectorielle pour la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Ce choix de la commande a été justifié par la capacité de la logique floue à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague.

Les résultats obtenus montrent que le FLC, présente des performances de poursuite très satisfaisantes. Il a amélioré la dynamique des courants rotoriques par rapport à celle obtenue par le contrôleur à deux actions de type PI. Le problème majeur dans la conception d'un FLC est le

choix des fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées et de sortie qui se fait généralement grâce à l'expertise du processus.

Conclusion générale

L'objectif de ce projet concerne les stratégies de commande de vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation. Cette étude est centrée sur les machines électriques en général et la MADA en particulier qui exige une bonne modélisation mathématique et décrivant l'ensemble de la machine et le système à entraîner.

Cela permet de prévoir les performances dynamiques et statiques de ses entraînements. Au vu de ces conclusions, nous avons orienté notre travail sur l'utilisation d'une MADA en fonctionnement moteur. Il s'agit d'une configuration utilisant deux onduleurs. Toutes nos stratégies auront pour base d'un contrôle vectoriel à orientation de flux statorique.

Après avoir décrit quelques avantages et quelques inconvénients propres à notre choix, nous avons présenté des critères à prendre en compte lors des différents tests de simulation numérique sur la MADA.

Ainsi, la technique de la commande vectorielle appliquée à la MADA peut maîtriser la difficulté de son réglage. Elle permet d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique et améliorer la dynamique de la vitesse. L'association de la commande vectorielle à un régulateur de vitesse de type PI classique permet d'obtenir une bonne performance. Mais ce dernier peut perdre sa robustesse vis-à-vis de la perturbation extérieure et la variation paramétrique.

La logique floue, caractérisée par sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague, a été exploitée pour construire un régulateur flou de vitesse de la MADA. L'approche de la commande floue proposée a été justifiée par les résultats de simulation et les performances obtenus. Une comparaison avec les résultats obtenus par le PI classique a montré l'amélioration des performances dynamiques, ce qui rend le régulateur flou un choix acceptable pour les systèmes d'entraînement nécessitant des réglages rapides, précis et moins sensibles aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques, le manque de techniques de conception est l'inconvénient majeur de la commande floue.

L'une des solutions proposées pour remédier à ce problème est l'utilisation d'une procédure d'optimisation des paramètres du régulateur.

Les résultats de simulation ont montré de très bonnes performances des stratégies de commande utilisées. Nous avons remarqué que le système avec et sans charge et sous les effets de perturbation exogènes et endogènes en boucle fermée possède des dynamiques très proches.

En examinant les résultats, nous avons remarqué que les comportements des états de type mécanique ont été bien améliorés. L'amplitude des états de type électrique, en boucle fermée, a été importante, mais elle est restée dans des limites acceptables.

Ce mémoire peut être une nouvelle base de départ pour des futures contributions. Une suite de ce travail pourrait se focaliser sur l'intégration du modèle de l'éolienne dans le modèle du réseau. Il faudrait, d'abord, trouver le modèle dynamique et la commande des convertisseurs de puissance, ensuite, linéariser le modèle complet de l'éolienne et l'intégrer dans le modèle du réseau. Une poursuite, qui peut aussi être intéressante de ce travail, se trouve au niveau de la commande des systèmes électriques multimachines.

Enfin, ce travail est un prolongement des études réalisées sur la MADA et a besoin d'une continuation dans plusieurs directions. Pour statuer sur les performances de différentes techniques de contrôle d'une MADA, nous pensons qu'il serait judicieux de reprendre cette étude pour caractériser les influences des phénomènes non-linéaires de la commande.

D'après les résultats obtenus, il serait intéressant d'envisager les perspectives et les suggestions suivantes :

- Étudier la MADA associée à d'autres stratégies de commande parmi lesquelles celles basées sur les procédures d'optimisation pour mieux dimensionner ces types de régulateurs.
- Orienter d'autres flux de la MADA (flux rotorique ou d'entrefer) ;
- Utiliser des onduleurs multi-niveaux associés à la commande directe du couple (DTC), afin de minimiser les fluctuations du couple électromagnétique ;
- Utiliser des observateurs tels que, le filtre de Kalman ou l'observateur de Luenberger pour estimer le flux et la vitesse surtout de la MADA avec plus de précision ;
- Refaire le même travail, avec un fonctionnement générateur utilisé dans les systèmes d'énergie renouvelable.

En dernier lieu, il est donc apparu naturel d'explorer dans le cadre des travaux futurs, des systèmes hybrides qui combinent les concepts des systèmes d'inférence flous et des réseaux de

neurones, cela pour avoir une approche neuro-floue type ANFIS, capable d'améliorer les performances de la commande sur le plan (poursuite et robustesse).

Références

- [1] HIBER Wafa « Analyse harmonique dans un réseau électrique avec une production d'énergie éolienne » Thèse de Magister en Électrotechnique, université Setif 1, Algérie, 2013
- [2] Mohammed MALKI, Saïd ALI BELARBI « Étude et Simulation d'un aérogénérateur connecté au réseau (Turbine + MADA + Réseau) en mode continu et discret » Thèse de Master en Électrotechnique, Université Aboubekr Belkaid, Algérie, 2014
- [3] Colas CELLIER « ÉTUDE ET SIMULATION D'UN SYSTÈME ÉOLIEN CONNECTÉ AU RÉSEAU MONOPHASÉ » Thèse de Maîtrise en génie électrique, ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE UNIVERSITÉ DU QUÉBEC, Canada, 2012
- [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] C. COLLIEZ, A. TOUNZI, F. PIRIOU « Vector Control of an Autonomous Induction Generator Connected to a PWM Rectifier»; Proceedings of EPE 97, vol. 2, pp. 711-716, Trondheim, Norvège, 8-10 September 1997
- [6] L. KHETTACHE « Étude et Commande d'un Système Éolien à Base d'une Machine Électrique Double Alimentée » ; Mémoire de magistère en électrotechnique, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Université de Batna, 2007.
- [7] TOUAL Belkacem « Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable »; Mémoire de magistère en électrotechnique, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Université de Batna, 2010.
- [8] M. BOUSSAK « Alimentation et commande scalaires des machines asynchrones a vitesse variable », module actionneurs II, Groupe école supérieure d'ingénieurs de Marseille, France, 1997

- [9] L. REFOUFI, B.A.TAL.AL ZAHAWI, A.G. JACK « Analysis and modeling of the steady state behavior of the static Kramer induction generator »; IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume 14, Issue 3, 1999, pp 333-339.
- [10] N. MOHAN, T. M. UNDELAND, W. P. ROBBINS «Power Electronics, Converters, Applications and design »; Publications John Wiley & Sons, ISBN 0-471-58408-8.
- [11] F. POITIERS « Étude 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 Électronique et Génie Électrique, École Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [12] L. Abdelhamid and L. Bahmed « A Study of the Performance of Generators Used in Wind Systems», International Journal of u- and e- Service, Science and Technology, Université de Batna, Algérie, 2014.
- [13] R. ABDESSEMED « Modélisation des Machines Electriques », Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [14] P. BASTIANI « Stratégie de Commande Minimisant les Pertes d'un Ensemble Convertisseur Machine Alternative : Application à la Traction Électrique », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, 2001.
- [15] H. BUHLER « Réglage par Mode de Glissement », Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Première Edition, Lausanne, Suisse, 1986.
- [16] N. ZERARI « Les Algorithmes Génétiques en Maintenance », Mémoire de Magister en Génie Industriel, Université de Batna, Algérie, 2006.
- [17] Bruno Francois « La génératrice asynchrone À double alimentation », Master (Recherche) Sciences et Technologies, Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance L2EP, France 2007.
- [18] MOKRANE, SMAILI « Modélisation et commande d'un aérogénérateur à machine asynchrone à double alimentation en vue de simulation des problèmes de cogénération », maitrise en ingénierie. UQAT, Canada, 2013

- [19] A. CHAIBA « Commande par la Logique Floue de la Machine Asynchrone à Double Alimentation Alimentée en Tension », Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2004.
- [20] F. MALRAIT « Problèmes d'Identification et d'Observabilité du Moteur à Induction pour la variation de Vitesse Industrielle sans Capteurs », Thèse de Doctorat en Mathématique et Automatique, École Nationale Supérieure des Mines de Paris, France, 2001.
- [21] https://fr.wikiversity.org/wiki/Redresseur/Redresseur_double_alternance_triphas%C3%A9#/media/File:Redresseur_triphas_double_alternance.png
- [22] https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/3/3b/RC_Divider.svg
- [23] Melle. HIBER Wafa « Analyse harmonique dans un réseau électrique avec une production d'énergie éolienne », Mémoire de Magister en Électrotechnique, Université Setif1, Algérie, 2013.
- [24] Pdf :http://ressource.electron.free.fr/pre_bac/projet/2007/fp3/pwm.pdf
- [25] A.L. NEMMOUR « Contribution à la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation », Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [26] I. CAMILLE DE BARROS « Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Droit, d'Économie et des Sciences d'Aix-Marseille, Aix-Marseille III, France, 2003.
- [27] G. A. CAPOLINO « Méthode de Conception d'une Commande Vectorielle pour Machine à Induction », SEE, Journée d'Études, Organisée par le Groupe Nord, le Club 13, Lille, France, Décembre 1992.
- [28] M. PIETRZAK « Comparaison et Synthèse des Procédés de Commande Vectorielle », SEE, Journée d'Études, Organisée par le Groupe Nord, le Club 13, Lille, France, Décembre 1992.
- [29] 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 Électrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [30] M.FILLIPPICH « Digital Control of a Three Phase Induction Motor», Thesis Submitted in Fulfillment of the Requirements of the Degree of Electrical Engineering, University of Queensland, 2002.

- [31] D. Robert, O. Sename, D. Simon, «sampling period dependent RST controller used in control» scheduling co-design” IEEE Conference on Advanced Motion Control AMC’98.
- [32] G. Gerllet, G. Clerc « Actionneurs Électriques, Principe, Modèles, Commande » Collection Électrotechnique. Edition Eyrolles 2000. [33] : de Larminat, « Automatique, commande des systèmes linéaires » Editions Hermes, ISBN : 2-86601-359-X. France 2000.
- [34] Zadeh, L. A, “Fuzzy Sets”, Information and Control, 8, 338, 1965.
- [35] J. Yan, M. Ryan & J. Power, “Using fuzzy logic”, Prentice Hall International (UK), 1994.
- [36] E. Mamdani, “An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller”, Inter. Jour. on Man-Machine Studies, Vol. 7, pp. 1-13, 1975.
- [37] Mamdani E. H, “Application of Fuzzy Algorithms for Control of Simple Dynamic Plant”, Proc. of IEE, Vol. 121, No. 12, 1974.
- [38] J. Godjevac, ‘‘Idées Nettes sur la Logique Floue ‘’ Collection Informatique, Première Edition, Press Polytechnique et Université Romandes, Lausanne, Suisse, 1999
- [39] H. Bühler, “Réglage par logique floue”, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994
- [40] P. Borne, J. Rozinoer, J. Y. Dieulot, “Introduction à la logique floue”, Edition technip, 1998.
- [41] N. Zerari, ‘‘Les algorithmes Génétique en Maintenance’’, Mémoire de Magister en Génie Industriel, Université de Batna, Algérie, 2007.
- [42] Nezar. M, “Diagnostic des associations convertisseurs statiques machines asynchrones en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle”, thèse de doctorat d'état de l'université de Batna, 2006
- [43] Braae. M and Rutherford, D.A, “Theoretical and linguistic aspects of the fuzzy logic controller”, Automatica, 15, 553–577, 1979.
- [44] Hohle. U and Stout, L.N, “Foundations of fuzzy sets”, Fuzzy Sets and Systems, 40, 257–296, 1991.
- [45] L. BAGHLI, “Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques”, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, France, 1999

- [46] Mizumoto, M, “Fuzzy controls under various fuzzy reasoning methods”, *Information Sciences*, 45, 129–151, 1988.
- [47] Hellendoorn. H, “Closure properties of the compositional rule of inference”, *Fuzzy Sets and Systems*, 35, 163–183, 1990.
- [48] Chaiba. A, R. Abdessemed, M. L. Bendaas and A. Dendouga, “Performances of Torque Tracking Control for Doubly Fed Asynchronous Motor using PI and Fuzzy Logic Controllers”, *Journal of Electrical Engineering, JEE*, Vol.5, N°2, pp. 25-30, Romania, 2005.
- [49] khelifa khelifi “Analyse d’une commande prédictive sous contrainte pour la conduite d’une machine asynchrone triphasée ”, *Memoire de magister, Université Hassiba Ben Bouali de Chlef, Algérie*, 2008
- [50] A. L, Y. ZIDANI et S. DOUBABI, “Comparaison des performances des régulateurs PI et IP appliqué pour la commande vectorielle a flux rotorique orienté d’une machine asynchrone ”, *8e Conférence internationale de Modélisation et Simulation, Tunisie*, 2010.
- [51] Wikipedia : https://fr.wikipedia.org/wiki/Logique_floue
- [52] A. CHAIBA « Commande de la MADA par des techniques de l’intelligence artificielle », *thèse de doctorat, Université de Batna, Algérie*, 2010.
- [53] A. Amrane « Commande robuste sans capteur mécanique d'une machine asynchrone couplée à un générateur photovoltaïque », *mémoire de magister, Université de Batna, Algérie*, 2010.

Annexe – Paramètres du moteur asynchrone double alimentation utilisé

Puissance	$P = 1.5 \text{ kW}$
Tension statorique nominale (étoile)	$u_{sn} = 380 \text{ V}$
Courant statorique	$i_s = 6.4/3.7 \text{ A}$
Tension rotorique nominale (étoile)	$u_{rn}=130 \text{ V}$
Courant rotorique	$i_r = 19 \text{ A}$
Vitesse de rotation nominale	$Nn=1500 \text{ tr/min}$
Résistance de phase statorique	$R_s = 4.85 \Omega$
Résistance de phase rotorique	$R_r = 3.805 \Omega$
Inductance cyclique statorique	$L_s = 274 \text{ mH}$
Inductance cyclique rotorique	$L_r = 274 \text{ mH}$
Inductance mutuelle	$L_m = 258 \text{ mH}$
Nombre de paires de pôles	$P=2$
Moment d'inertie	$J=0.031 \text{ kg.m}^2$
Coefficient des frottements	$f_r=0.0114 \text{ N.m.s/rd}$

➤ **Paramètres du réseau d'alimentation :**

Tension efficace de phase $V=220 \text{ V}$.

Fréquence $f=50 \text{ Hz}$.

➤ **Paramètres de l'alimentation statorique :**

L'alimentation statorique est composée d'un onduleur de tension alimenté par un redresseur triphasé double alternance à diodes à travers un filtre passe-bas, et dont les caractéristiques sont les suivantes :

Tension moyenne redressée, appliquée à l'onduleur	$E_s=500$ volt
Capacité du filtre	$C_f=75$ mF
Inductance du filtre	$L=400$ mH

➤ **Paramètres de l'alimentation rotorique :**

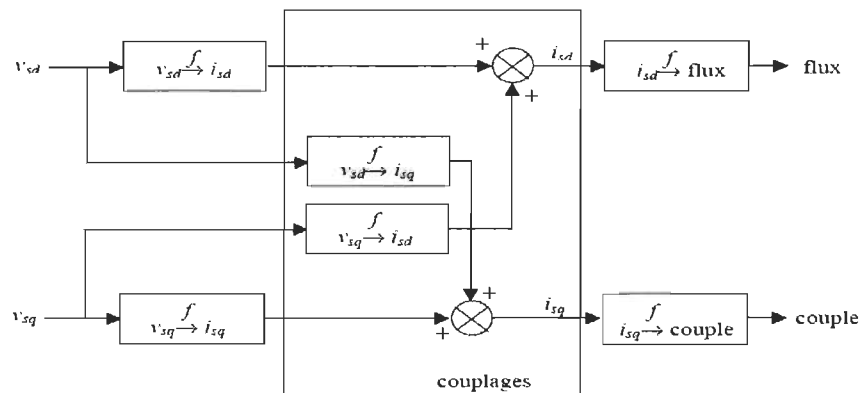
L'alimentation rotorique est similaire à celle du stator, sauf que le redresseur rotorique est relié à un transformateur abaisseur. Ses caractéristiques sont résumées dans le tableau suivant

Tension moyenne appliquée à l'onduleur	$E_r=150$ V
Capacité du filtre	$C=75$ mF
Inductance du filtre	$L=400$ mH
Fréquence rotorique	$f_{ro}=5$ Hz

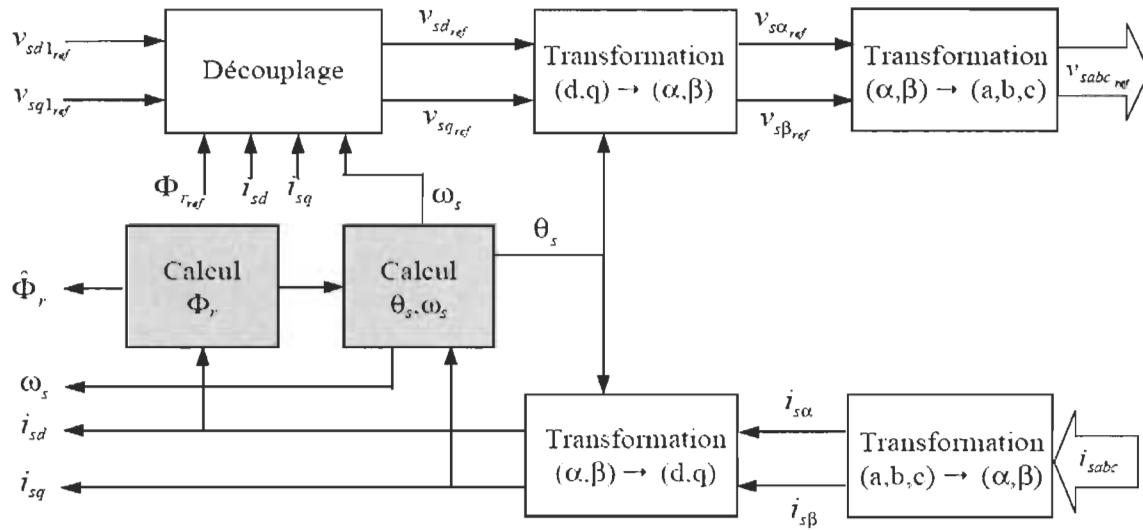
➤ Pas d'échantillonnage de la simulation : (le langage de machine et de programmation MATLAB)

Dans tous les essais de simulation on a utilisé un pas d'intégration $T_e=0.001$ s.

➤ Description du couplage :



➤ Schéma de principe d'une commande vectorielle :



➤ La figure ci-dessous présente le schéma de la commande vectorielle de la machine utilisant le logiciel MATLAB :

