

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE
N° :CE07



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE
FILIERE : GENIE ELECTRIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par : GUEDOUAR Thouria

Intitulé

**Commande IP à Gain Adaptatif Flou D'une
Machine Asynchrone à Double Alimentation**

Soutenu devant le jury composé de:

BENYOUNES	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Président
LOUKAL Keltoum	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Rapporteur
ROUBACHE Toufik	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Examineur

Année universitaire : 2018 /2019

Remerciements

Je remercie Dieu, le tout puissant, pour m'avoir donné, le courage, la patience, la volonté et la force nécessaire, pour affronter toutes les difficultés et les obstacles notamment à mon promoteur Mme. LOUKALE KALTHOUM d'avoir proposé le sujet sur lequel

j'ai travaillé, et qui a assuré la direction et l'encadrement du travail présenté dans ce mémoire.

Je tiens aussi à exprimer mes remerciements à Mr BENYOUNCE et Mr ROUBACHE , d'avoir bien voulu de me faire profiter pleinement de ces compétences scientifiques et de ses idées pour l'accomplissement de ce travail.

Je tiens notamment, à adresser l'expression de ma sincère reconnaissance aux membres du jury d'examen, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail.

Enfin, mes remerciements vont à tous ceux qui m'ont soutenu de près ou de loin à réussir ce travail.

Table des matières

Remerciements

Table des Matières **i**

Introduction Générale **1**

Chapitre 1

Etat de l'art et notions de base

1.1 Introduction	4
1.2 Fonctionnement de la (MADA)	4
1.2.1 Fonctionnement en génératrice	4
1.2.2 fonctionnement en moteur	5
1.2.2.1 Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur	5
1.2.2.2 Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un cyclo convertisseur	7
1.2.2.3 MADA alimentée par convertisseurs indépendants	7
1.3 Description de la machine asynchrone à double alimentation	11
1.4 Modes de Fonctionnement de la MADA	12
1.4.1 Fonctionnement en mode moteur Hypo-Synchrone	12
1.4.2 Fonctionnement en mode moteur Hyper-Synchrone	13
1.4.3 Fonctionnement en mode générateur Hypo-Synchrone	13
1.4.4 Fonctionnement en mode générateur Hyper-Synchrone	14
1.5 Avantages et inconvénients de la MADA	15
1.5.1 Avantages de la MADA	15
1.5.2 Inconvénients de la MADA	16
1.6.Conclusion	17

Chapitre 2

Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

2.1 Introduction	18
2.2 Modélisation de la MADA	19
2.2.1 Hypothèses simplificatrices	19
2.2.2 Equation électriques	20
2.2.3 Equations magnétiques	20
2.2.4 Equation mécanique	21
2.3 La transformation de PARK	21
2.3.1 Application de la transformation de Park à la MADA	23
2.4.1 Choix du référentiel	23
2.4.1.1 Référentiel fixé par rapport au champ tournant (d, q)	23
2.5 Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état	25
2.6 Simulation de la machine asynchrone à double alimentation	26
2.7 Résultats de simulation	26
2.8 Interprétation des résultats	28
2.9 Modélisation du système d'alimentation	29
2.9.1. Modélisation du redresseur	29
2.9.3 Modélisation de l'onduleur de tension	31
2.9.4. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	32
2.11 Conclusion	35

Chapitre 3
Commande vectorielle par orientation
du flux statorique de la MADA

3.1 Introduction	36
3.2 Commande vectorielle par orientation du flux statorique	36
3.2.1 Commande vectorielle directe et indirecte	38
3.2.1.1 Commande vectorielle directe	38
3.2.1.2 Commande vectorielle indirecte	39
3.2.2. Bloc de défluxage	39
3.3 La régulation	40
3.3.1 Calcul des régulateurs	41
3.3.1.1 Régulateur du courant I_{rd}	41
3.3.1.2 Régulateur du courant I_{rq}	43
3.3.1.3 Régulation de vitesse	43
3.4 Schéma de simulation	44
3.6 Conclusion	47

CHAPITRE 4

Commande IP à Gains Adaptatifs Floue de La MADA

4.1 Introduction	48
4.2 Principe d'un Contrôleur Flou	48
4.2.1 Fuzzification	49
4.2.2 Inférence	49
4.2.3 Défuzzification	50
4.2 Description du mécanisme d'adaptation d'un régulateur classique par la logique floue	50
4.3 Application de la commande IP à gain adaptatif par la logique floue type-1 pour régler la vitesse de la MADA	51
4.4 Résultats de Simulation	53
4.5 Conclusion	56
Conclusion générale	57
Annexe	53
Références	58
Résumé	

Introduction générale

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

Dans le domaine des entraînements de grandes puissances, il existe d'autres solutions utilisant la machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier, il s'agit des machines asynchrones à double alimentation "MADA" : sont des machines asynchrones triphasées avec un rotor bobiné alimentée par deux sources de tension l'un au stator et l'autre au rotor, et les machines multiphasées (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois), alimentées par un onduleur ayant autant de bras que de phases. L'idée de multiplier le nombre de phases trouve là une de ses principales raisons d'être. En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus élevé de bras, chacun d'eux est alors dimensionné pour une puissance réduite ce qui permet d'obtenir des fréquences de commutation plus élevées et donc des ondulations de courant et de couple amoindries [1][2].

Dans notre travail on s'intéresse à l'étude de la machine asynchrone à double alimentation 'MADA' alimentée en tension, dont l'objectif principal est d'appliquer des techniques de commandes robustes telle que la commande vectorielle par orientation de flux statorique et la commande IP à gains adaptatifs par la logique floue sur cette machine afin d'améliorer ses performances.

La machine à double alimentation est constituée principalement d'un bobinage polyphasé au stator et au rotor. De nombreuses applications utilisent une machine de ce type. On peut avoir la cascade hypo synchrone, la variation de la résistance rotorique, le fonctionnement en générateur avec une vitesse mécanique variable, l'alimentation au stator et au rotor par un convertisseur, ou le stator par un réseau fixe et le rotor par une alimentation variable qui peut être une source de tension ou une source de courant, cette dernière présente beaucoup d'avantages par rapport à celle en tension, car elle procure une grande souplesse et une plus grande simplicité de fonctionnement [3][4].

La commande vectorielle à flux orienté a été réalisée par Blaschke [3] [5] sous le titre Commande découplée : découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique. Cependant, l'expérience a mis en valeur quelques faiblesses de cette méthode face aux perturbations dues aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesures, comme la vitesse des machines, ou qu'ils varient au cours du fonctionnement, comme les résistances du rotor et du stator. Il devient important d'utiliser des méthodes de commandes robustes, linéaires ou non linéaires pour remédier à ce problème.

La théorie de la logique floue a été établie par L. Zadeh [3][6]. Cette logique permet la représentation et le traitement de connaissances imprécises ou approximatives. Le nombre d'applications basées sur la théorie de la logique floue a augmenté considérablement ces dernières années. Ceci est dû au fait que la logique floue est exprimée usuellement par des règles linguistiques de la forme SI-ALORS, elle est utilisée pour résoudre les problèmes de décisions en contrôle ou bien pour décrire le comportement dynamique d'un système inconnu ou mal défini.

Afin d'atteindre l'objectif principal fixé, différents sous objectifs sont définis comme suit :

- 1) Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation (MADA)
- 2) Synthèse d'une loi de commande vectorielle par orientation de flux statorique de la machine asynchrone à double alimentation (MADA).
- 3) Proposition d'une loi de commande adaptative basée sur la logique floue .

Structure de la Mémoire :

Ce travail qui comprend quatre chapitres est organisé comme suit :

- Le **chapitre 1** présente l'état de l'art la machine asynchrone à double alimentation (MADA) pour un fonctionnement moteur, en couvrant tous les modes d'alimentations des deux armatures. Les avantages et les inconvénients de cette machine, ainsi les domaines d'utilisation sont présentés.
- Le **chapitre 2** est consacré à la modélisation de la MADA où les résultats de simulation en boucle ouvert seront présentés.
- Le **chapitre 3** est l'objet de la commande vectorielle par orientation de flux statorique de la MADA. Les résultats de la simulation numérique obtenus seront présentés et discutés.
- Le **chapitre 4** exposera une autre stratégie de commande est la commande IP à gain adaptatif par la logique floue type-1 et présentera leurs performances.

Introduction générale

Finalement, ce travail sera clôturé par une conclusion générale qui résumera l'ensemble des résultats obtenus, ainsi que des recommandations et des suggestions sur les travaux futurs dans ce domaine de recherche.

CHAPITRE 1

État de l'art et notions de base

1.1 Introduction

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

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée(MADA) pour diverses applications: en tant que génératrice pour les énergies éoliennes ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime et aéronautique [2].

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

1.2 Fonctionnement de la (MADA):

1.2.1 Fonctionnement en génératrice

Bien que cette application ne concerne pas le thème considéré dans cette thèse, son étude s'impose du fait du nombre important des travaux effectués et de la variété des thèmes abordés (modélisation, commande à vitesse variable, sûreté de fonctionnement, etc.).L'intérêt porté à la MADA nécessite croire dans le domaine des énergies renouvelables. En effet la MADA présente bien des avantages, le convertisseur lié à l'armature rotorique est dimensionné au tiers de la puissance nominale du rotor, les pertes dans les semi-conducteurs sont faibles, en plus d'autres avantages (Figure 1.1) [2][7].

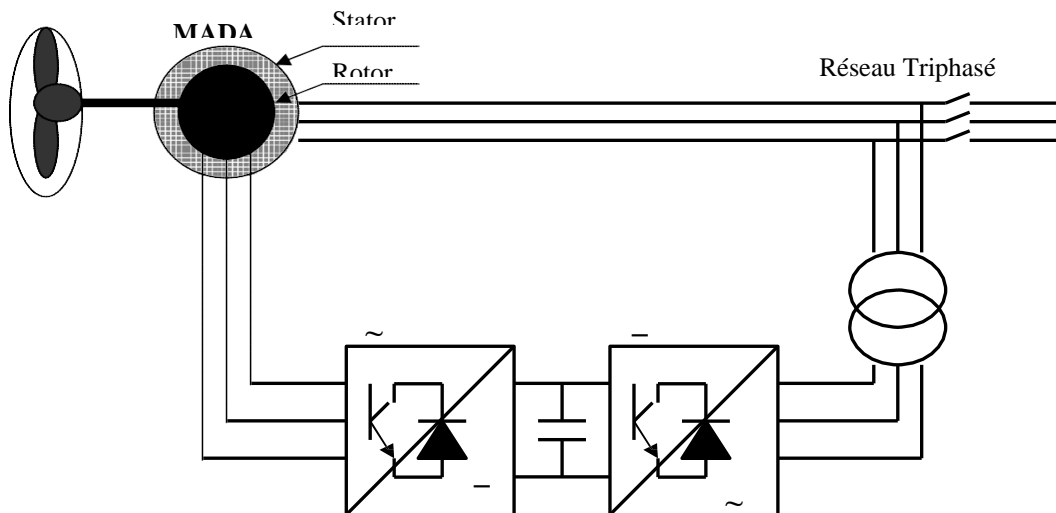


Figure. 1.1. Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application génératrice[8].

1.2.2 fonctionnement en moteur

Pour le cas de l'application moteur de la MADA les principales études ont été dédiées aux stratégies de commande linéaire ou non linéaire avec ou sans capteur de vitesse ou de position de la MADA. La stratégie de commande la plus utilisée mentionnée par la bibliographie est le contrôle vectoriel par orientation du flux notamment l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer, mais pour P. Vidal [9] qui oriente ses travaux vers une commande non linéaire de la MADA. Les convertisseurs utilisés pour alimenter la MADA sont soit les cycle convertisseurs soit des onduleurs à base d'IGBT [2][10]. Pour cette application de la MADA, il existe plusieurs configurations de fonctionnement [11].

1.2.2.1 Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié au réseau à fréquence et tension constantes, tandis que le rotor est relié à un onduleur. Cette solution permet de réduire fortement la puissance du convertisseur. La Figure 1.2 présente le schéma de principe de cette catégorie de MADA [7][11].

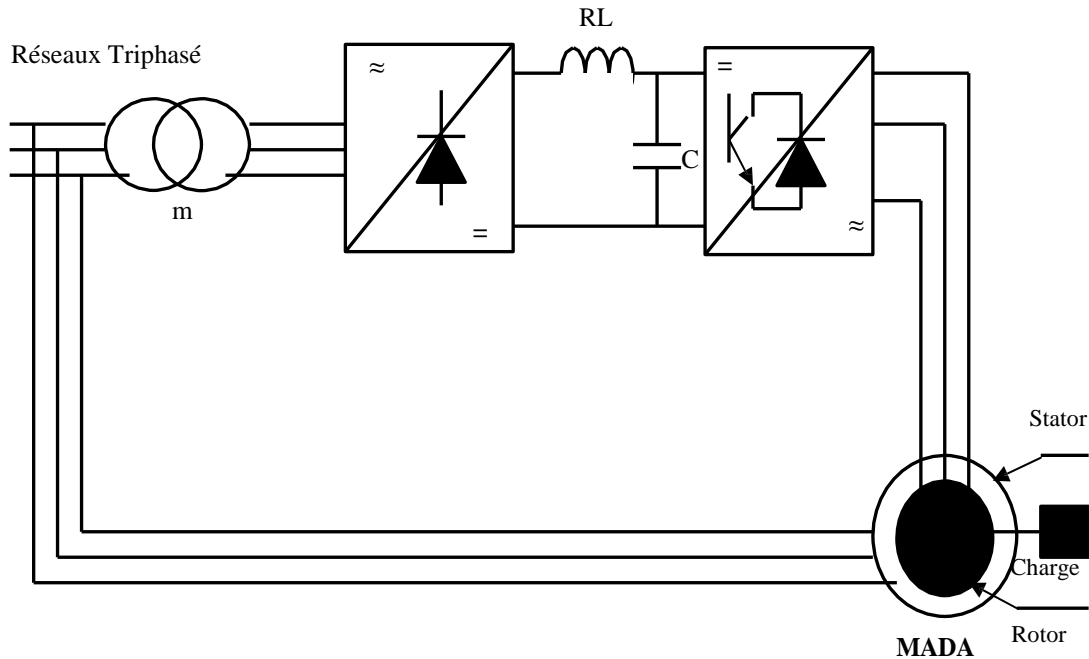


Figure. 1.2. Machine utilisée en moteur avec un onduleur [8].

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

SHAPOVAL dans [12], présente un algorithme de commande vectorielle indirecte du couple et de la puissance réactive de la machine asynchrone à rotor bobiné alimentée par un convertisseur matriciel au niveau du rotor, alors que le stator est alimenté directement par le réseau. Cette méthode est basée sur l'orientation du référentiel suivant le vecteur de la tension statorique. L'auteur a adopté la stratégie de commande par modulation vectorielle (Space Vector Modulation) SVM pour le convertisseur matriciel. Il présente ensuite quelques résultats expérimentaux pour les deux modes de fonctionnements de la MADA (moteur ou générateur). Il constate que l'algorithme proposé assure une bonne poursuite du couple à sa référence et garantit un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire. Les formes d'ondes des courants obtenues à l'entrée du stator et à l'entrée du convertisseur matriciel sont satisfaisantes (proches de la forme sinusoïdale).courants obtenues à l'entrée du stator et à l'entrée du convertisseur matriciel sont satisfaisantes (proches de la forme sinusoïdale).

1.2.2.2 Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un cycloconvertisseur

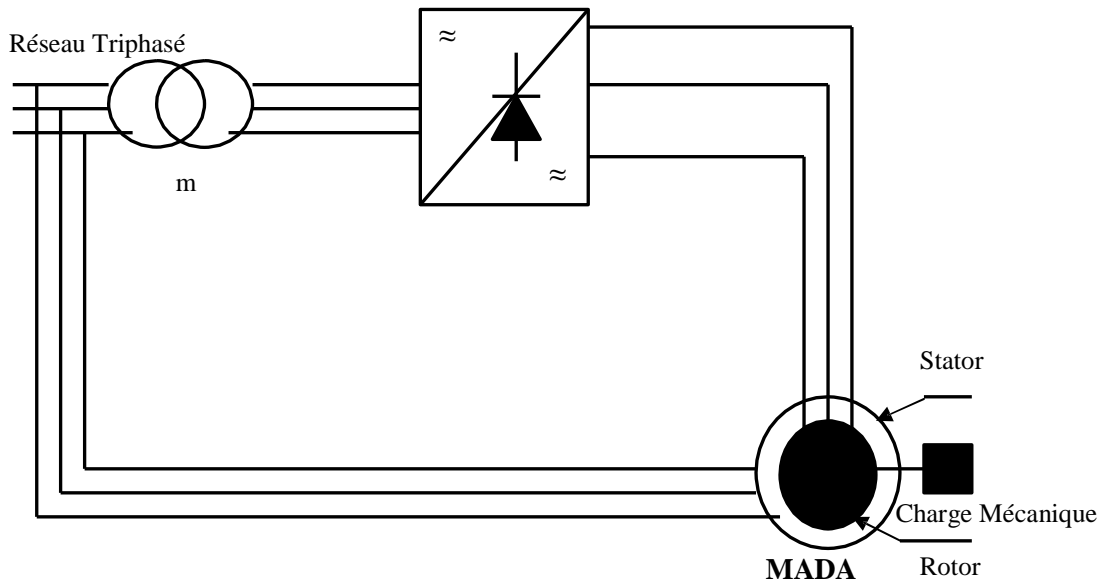


Figure.1.3. Machine utilisée en moteur avec un cycle convertisseur [8].

Dans [13], DALAL propose une étude de simulation sur la commande de la vitesse par des régulateurs PI du moteur asynchrone à rotor bobiné dont le stator est alimenté directement par le réseau, alors que le rotor est alimenté par un convertisseur matriciel afin de réaliser une commande avec un facteur de puissance unitaire. La technique de commande MLI vectorielle est adoptée pour la commande du convertisseur matriciel. Cette étude est validée par simulation. D'après les résultats de simulation, l'auteur constate que le réglage de la puissance de glissement par un convertisseur matriciel apporte une amélioration significative au niveau de la qualité de puissance du système considéré par rapport au cycloconvertisseur. Ceci est prouvé par un courant quasiment sinusoïdal avec un facteur de puissance unitaire à l'entrée du convertisseur matriciel, ainsi qu'une tension presque sinusoïdale à la sortie de celui-ci, qui permet d'avoir un courant sinusoïdal dans le rotor, et ce qui conduit à une amélioration du rendement et une réduction du taux d'harmoniques dans le système.

1.2.2.3 MADA alimentée par convertisseurs indépendants

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes :

- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun comme représenté sur la Figure 1.4.

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs comme représentés à la Figure 1.5.
- Deux cycle convertisseurs comme le montre la Figure 1.6.

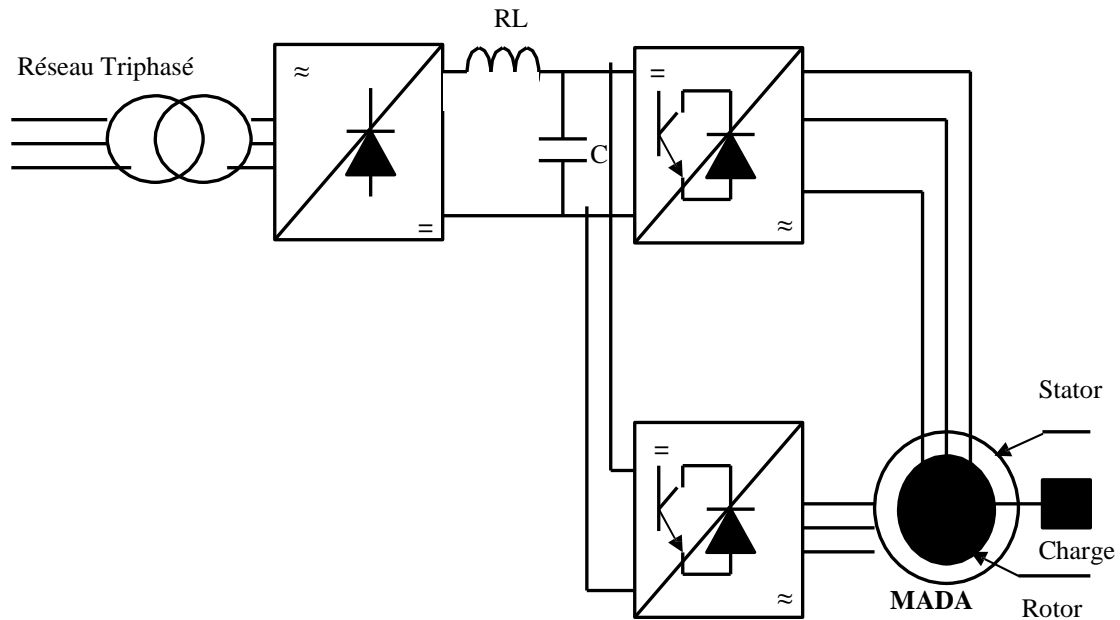


Figure.1.4. Alimentation de la MADA avec deux onduleurs et un bus continu commun [8].

Dans [9], VIDAL reprend la commande vectorielle. Il essaie d'élaborer de nouvelles lois de commande linéaire et non linéaire à partir d'un modèle d'état basé tout d'abord sur les courants puis sur les flux. L'alimentation de la MADA est assurée par un onduleur à MLI. En analysant le comportement de la MADA en régime permanent, il parvient à déterminer les couplages mis en jeu dans la modélisation choisie. Il adopte une loi de répartition de puissance et impose une fréquence minimale de fonctionnement. Pour la commande linéaire, il a fait la commande par orientation de flux qui il présente de meilleurs résultats. Et dans le cas non linéaire, il opte pour la commande par modes glissants. Enfin, il affirme que cette stratégie donne de très bons résultats vis-à-vis de la commande linéaire.

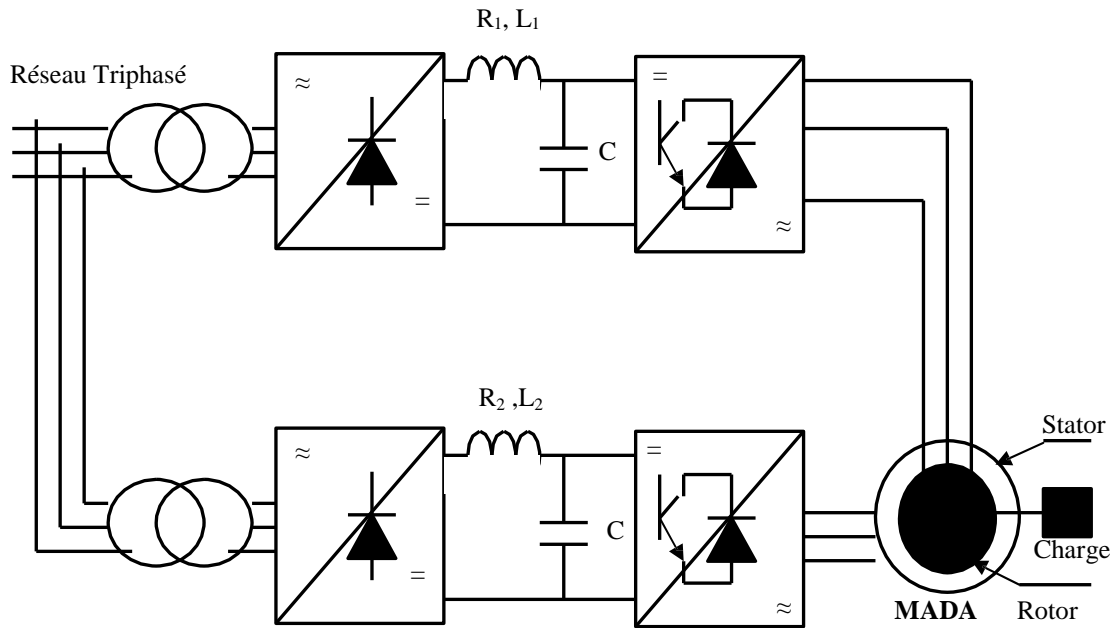


Figure.1.5. Alimentation de la MADA avec deux onduleurs avec deux bus continus indépendants [8].

RAMUZ dans sa mémoire [14], propose d'utiliser une configuration de la MADA pour un fonctionnement moteur. Les enroulements statoriques et rotoriques de la MADA sont alimentés par deux onduleurs indépendants. Il utilise un contrôle vectoriel à orientation de flux. Dans un premier temps, il présente des résultats expérimentaux avec un contrôle basé sur un repère tournant lié au flux statorique; dans un deuxième temps, le contrôle est basé sur une orientation du repère suivant le flux d'entrefer. Ces résultats expérimentaux ont été obtenus sur une maquette dont le moteur a une puissance de 1.5 kW.

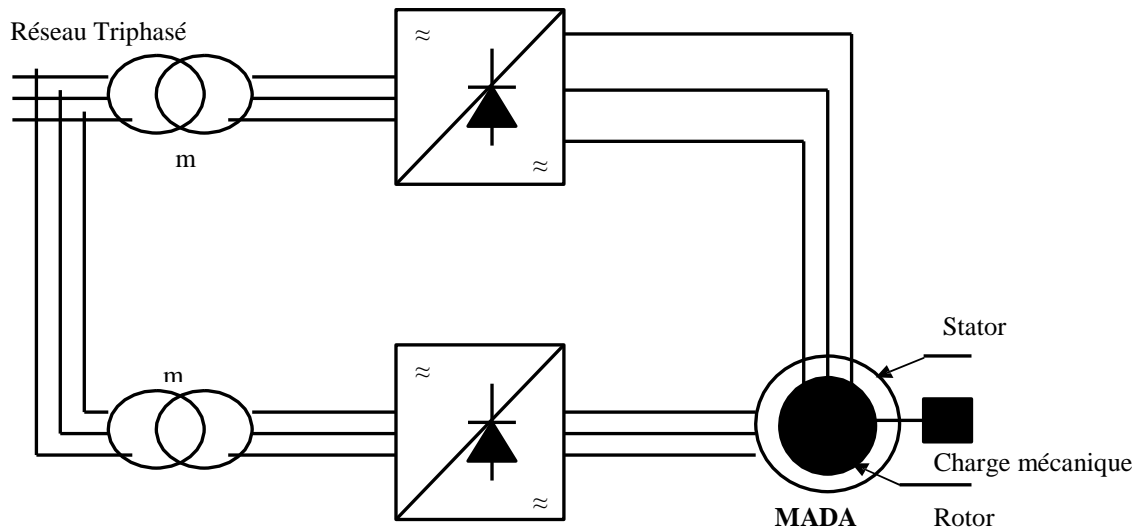


Figure.1.6. Alimentation de la MADA par deux cyclo convertisseurs [7].

KHOJET dans [15] pour son étude a proposé une loi de répartition de puissance entre le stator et le rotor afin d'optimiser le dimensionnement des convertisseurs de puissance. Cette loi de répartition de puissance a amené à une loi de commande en vitesse de la machine à double alimentation en permettant un choix adéquat des pulsations rotorique et statorique. La loi de répartition de puissance a permis aussi d'avoir un fonctionnement en survitesse qui peut atteindre deux fois la vitesse de base.

BENNANI dans [16], du fonctionnement, de la modélisation, du contrôle, d'une étude analytique et de l'optimisation des performances de la MADA. Il trouve des lois de commande par différentes façons et pour plusieurs fonctions objectives qui peuvent optimiser les performances de la machine (rendement, facteur de puissance, taille du convertisseur). Il montre aussi que le mode de fonctionnement de la machine dépend principalement des caractéristiques de la source extérieure (tension, déphasage et fréquence).

Dans la thèse de [17], BEKAKRA propose des méthodes de commande linéaire et non linéaire de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) pour les deux modes de fonctionnements moteur et génératrice. Pour le cas linéaire, il a appliqué les lois de commande classique de type PI qui donne des bons résultats. Dans le cas non linéaire ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes, pour cela il a fait deux commandes (par mode glissant et logique flou type 1). L'étude comparative entre les deux commandes, montre que la régulation par ces méthodes présente des performances deux commandes, montre que la régulation par ces méthodes présente des performances meilleures en termes de temps de réponse et de rejet de perturbation.

1.3 Description de la machine asynchrone à double alimentation

la première apparition de la machine asynchrone à double alimentation "doubly-fed induction machine (DFIM) ", date de l'année 1899 [7] [18] ; il s'agit d'une nouvelle structure et nouveau mode d'alimentation [9].

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements (Figure. 1.7) [8]. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulement triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques (rotor bobiné) [7], [19]. Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator raccordé en étoile et dont l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague et permet une connexion externe des bobinages au rotor. Cette connexion d'alimentation externe qui permet de réaliser un contrôle des grandeurs rotoriques (Figure. 1.7) [10].

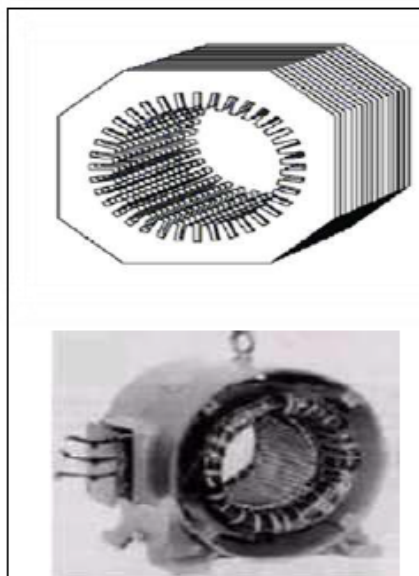


Fig.1.7 (1) Stator [18]

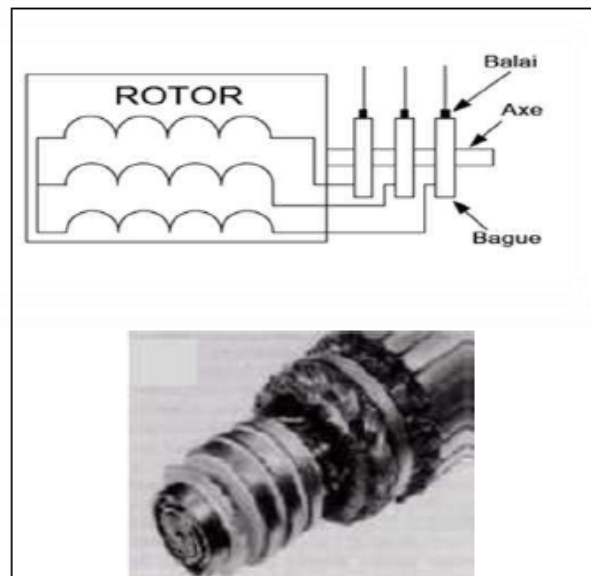


Fig.1.7:(2) Rotor bobiné [18]

Pour être classer comme machine à double alimentation il faut qu'il y ait des sources actives sur le stator et le rotor à la fois. Dans les systèmes modernes, une de ces sources est dérivée électroniquement, et peut être commandée pour fournir l'opération vitesse variable du système, soit comme un moteur ou un générateur. Le convertisseur de puissance est typiquement relié à

l'enroulement du rotor. L'autre source (réseau) a typiquement une fréquence et une tension nominalement fixées, qui est habituellement un raccordement direct au stator (Figure. 1.8) [20].

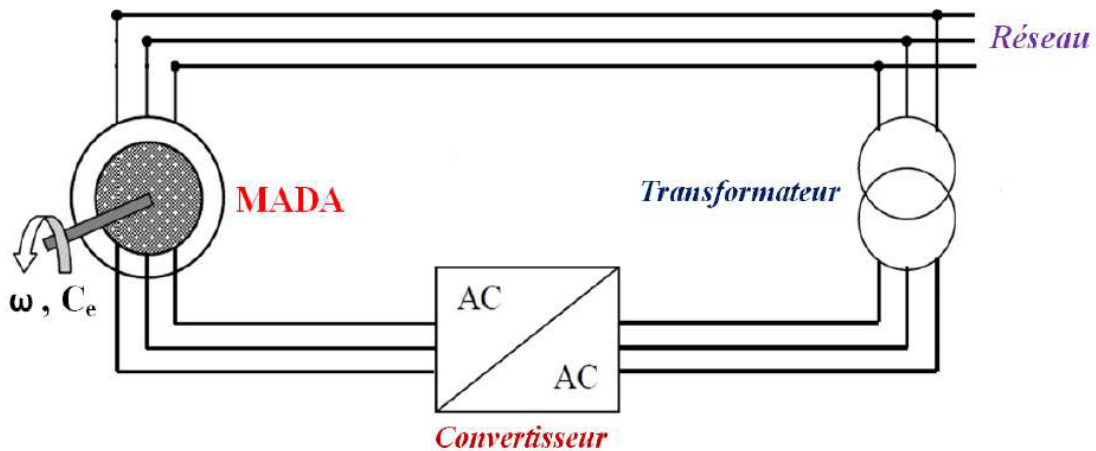


Fig. 1.8 Schéma d'alimentation typique de la MADA.[20]

1.4 Modes de Fonctionnement de la MADA

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur [20]. Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au dessus pour être en générateur, au contraire la MADA c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [21].

La MADA est parfaitement commandable si toutefois le flux des puissances est bien contrôlé dans les enroulements du rotor. Puisque la MADA peut fonctionner en moteur comme générateur aux vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones, il y a à distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine [21].

1.4.1 Fonctionnement en mode moteur Hypo-Synchrone

La figure 1.13 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [22].

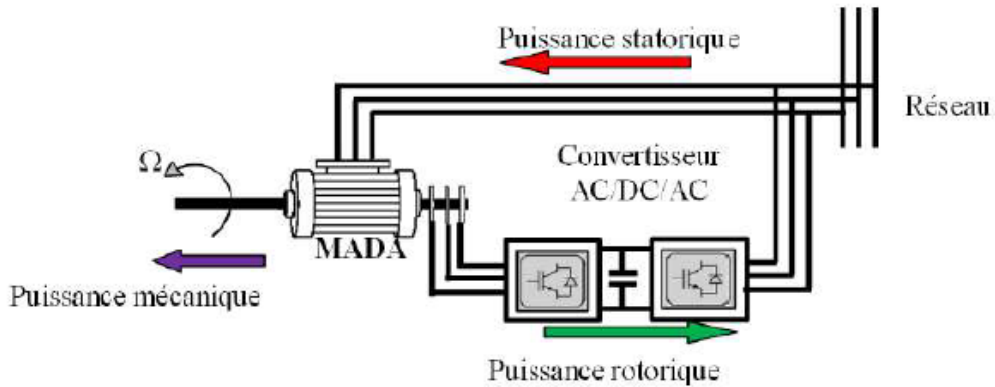


Fig.1.9 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone [22] .

1.4.2 Fonctionnement en mode moteur Hyper-Synchrone

La figure 1.10 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement [22].

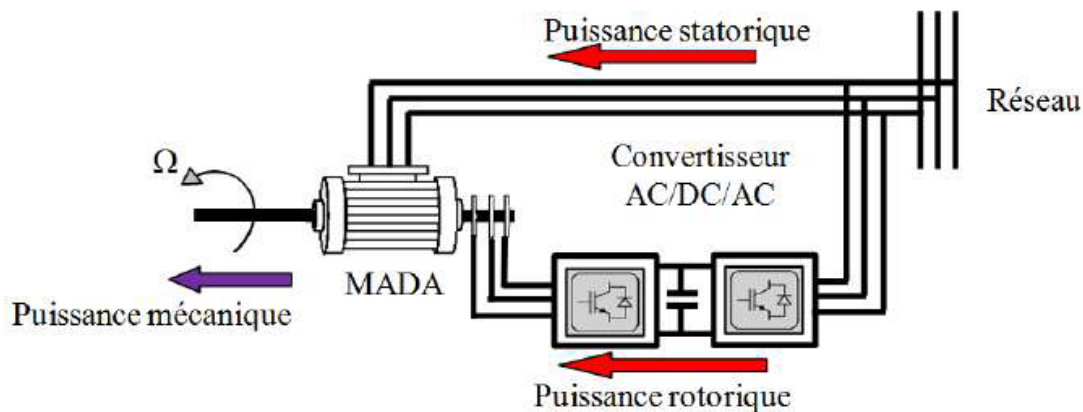


Fig. 1.10 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone [22].

1.4.3 Fonctionnement en mode générateur Hypo-Synchrone

La figure 1.11 montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est alors absorbée par le rotor. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement [22].

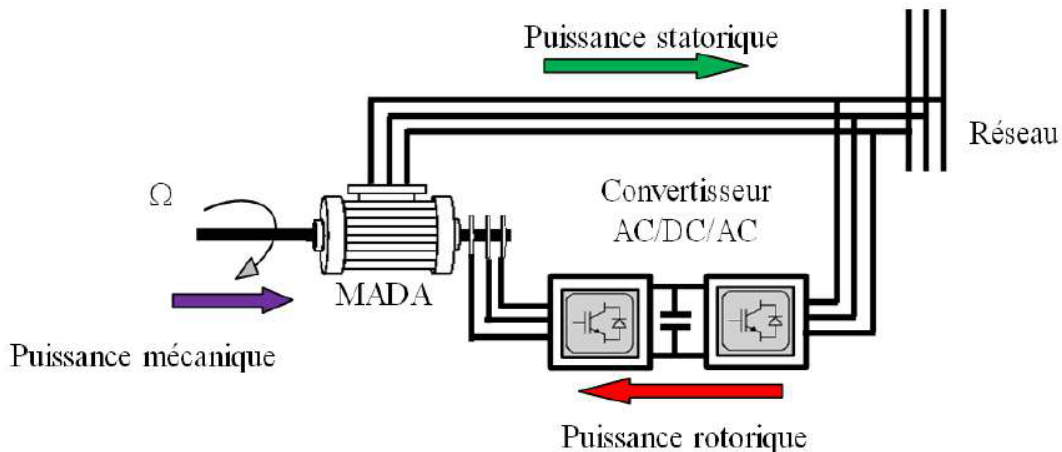


Fig. 1.11 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone[22].

1.4.4 Fonctionnement en mode générateur Hyper-Synchrone

La figure 1.12 montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor [22].

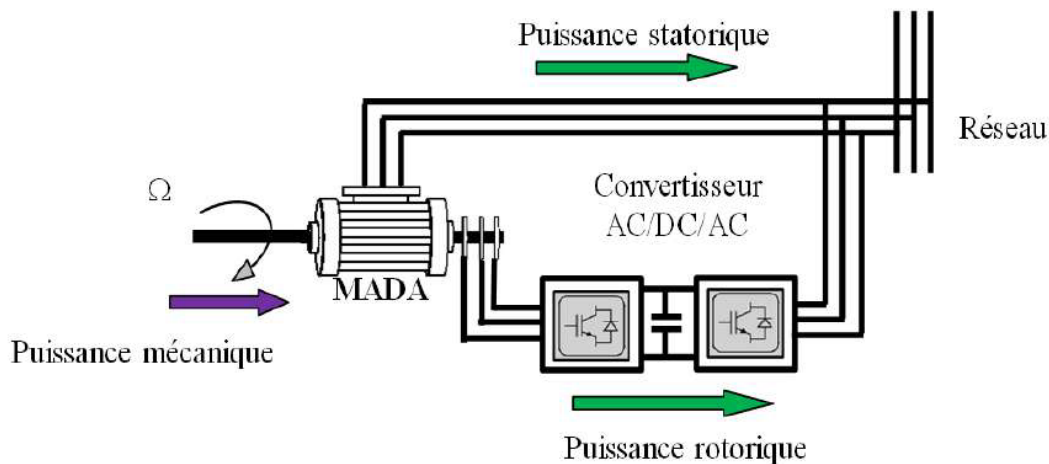


Fig.1.12 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone[22].

Le tableau 1.1 résume les différents modes et régimes de fonctionnement de la MADA dans les quatre quadrants. Le signe moins (-) attribué à une telle puissance signifie que celle-ci est fournie par la MADA, alors que le signe plus (+) est attribué dans le cas où la puissance est fournie de l'extérieur à la MADA.

Tableau 1.1 les différents modes et régimes de fonctionnement de la MADA

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

1.5 Avantages et inconvénients de la MADA

Comme les autres machines, la MADA présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs : sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

1.5.1 Avantages de la MADA

Parmi ses nombreux avantages, nous citons :

- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou l'injection d'énergie dans les enroulements de la machine [7].
- Dans la MADA, le circuit rotorique peut être piloté par un convertisseur de fréquence de puissance relativement faible par rapport au stator. Ce convertisseur rotorique de haute commutation est utilisé pour réaliser de hautes performances dynamiques en termes de temps de réponse, de minimisation des harmoniques et d'amélioration de rendement [7].
- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances [8].
- La MADA se comporte comme une machine synchrone et l'on peut pratiquer des rapports de démagnétisation très importants (de l'ordre de 1 à 6) [8].
- La possibilité de fonctionner à couple constant au delà de la vitesse nominale [8].
- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation [8].
- 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 [8].

- La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme. De plus, l'application de la commande vectorielle associée à une technique de commande moderne permet d'obtenir un couple nominal sur une grande plage de vitesse [8] [23].
- L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur [23].
- En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [23].
- Son utilisation est préférée pour ses propriétés de réglage de vitesse par action sur des résistances placées dans le circuit rotorique, et encore sa possibilité de démarrer sans demander un courant important du réseau [24].

1.5.2 Inconvénients de la MADA

Tout d'abord, la MADA est une machine asynchrone ; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants :

- Elle est plus longue à causes des balais [8].
- 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. 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) [8].
- Pourtant certaines études prétendent le contraire [9].

1.6.CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté un état de l'art de la machine à double alimentation MADA. Trois configurations sont généralement utilisées dans la littérature selon l'alimentation du rotor et du stator. L'utilisation d'un convertisseur au rotor (onduleur ou cycloconvertisseur) et d'un stator relié directement au réseau, ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients ont été affichés et discutés.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation et à la commande vectorielle par orientation du flux statorique de la MADA

CHAPITRE 2

Modélisation De La Machine Asynchrone

à Double Alimentation

2.1 Introduction

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

La modélisation de la machine asynchrone est généralement traitée par la méthode des deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système diphasé fictif. Pour certaines raisons, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices sont adoptées dans l'élaboration des modèles mathématiques [18].

Notre objectif est de présenter mathématiquement une modélisation de la machine asynchrone à double alimentation sous forme d'état selon le choix des différents repères. Généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant (d, q), soit fixe au stator (α, β). Ces référentiels sont définis à partir du référentiel triphasé naturel de la MADA à l'aide de transformations mathématiques adaptées [18][25].

Ce chapitre sera consacré à étudier la modélisation de la MADA dans un repère diphasé à l'aide de transformation de Park [26]. Avec ses deux alimentations à fréquence variable, l'une alimente le stator et l'autre alimente le rotor de façon à mettre en évidence les relations entre les grandeurs statorique et rotorique. Ces relations vont permettre de simplifier le modèle complexe de la MADA. La simulation sera réalisée sous Matlab/Simulink.

2.2 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 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'équation en variable d'état [9][26].

2.2.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier l'étude de cette machine on considère les hypothèses simplificatrices suivantes [25] :

- la machine a une parfaite symétrie de construction ;
- Une entrefer constant ;
- L'effet d'encoche, l'effet de peau et l'échauffement des résistances sont négligeables ;
- Un même nombre des phases entre le stator et le rotor ;
- Une répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, de la force magnétomotrice créée par chaque bobine ;
- L'absence de saturation dans le circuit magnétique ;
- Les pertes ferromagnétiques sont négligeables ;

La représentation schématique d'une machine à double alimentation dans le repère triphasé est donnée par la figure 2.1.

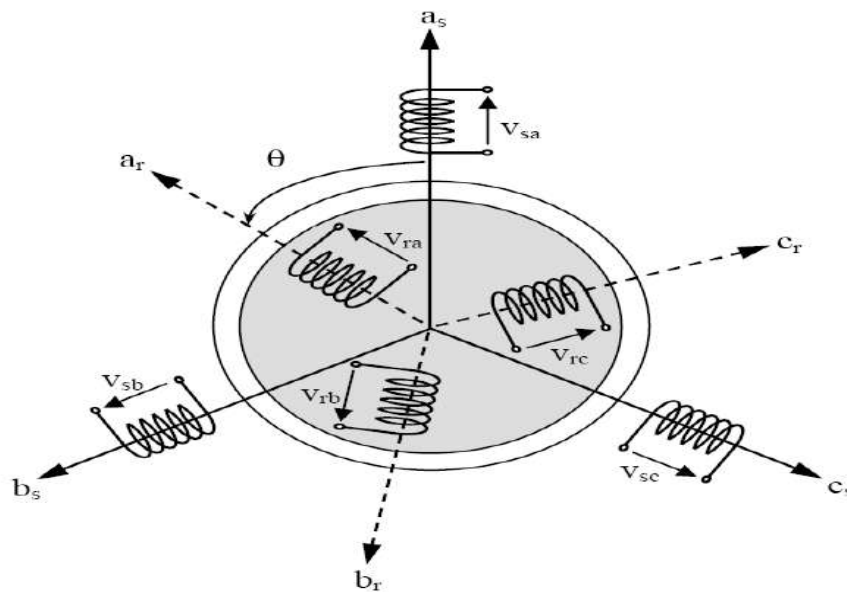


Fig.2.1 Représentation de la MADA dans le système triphasé [18].

2.2.2 Equations électriques

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

✓ **Pour le stator**

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Avec :

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

✓ **Pour le rotor**

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Avec :

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

2.2.3 Equations magnétiques

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

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \\ \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Les valeur des inductance mutuelle entre les phases statorique et rotorique sont :

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

Avec :

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

2.2.4 Equation mécanique

$$C_e = \frac{1}{2} p [i]^T \frac{d[L]}{dt} [i] \quad (2.4)$$

Avec :

[i] : Matrice de courant totale ;

[L] : Matrice inductance totale ;

P : est le nombre de paire de pole.

$$L = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Et

$$[i] = [i_{sc} \ i_{sb} \ i_{sa} \ i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T = \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ ne contiennent que des termes constant lorsque l'angle θ vari, cela permet de simplifier l'expression du couple :

$$C_e = p [I_s]^T \cdot \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right\} \cdot [i_r] \quad (2.7)$$

On peut exprimer le couple électromagnétique en fonction du couple résistant C_r opposé par la charge mécanique du moteur, du moment d'inertie de J toutes les parties tournantes et du coefficient de frottement visqueux f :

$$C_e = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r \quad (2.8)$$

2.3 La transformation de PARK

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer des référentiels (A, B, C) vers (α, β, O) , puis (d, q, O) . Le référentiel (α, β, O) est toujours fixe, par rapport à (A, B, C) , par contre le référentiel (d, q, O) est mobile. Il forme avec le repère fixe (α, β, O) un angle qui est appelé angle de la transformation de Park, ou angle de Park [18][27][28].

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

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

donc :

$$[x_{d,q,0}][R(\theta)]. [x_{\alpha,\beta,0}] \quad (2.10)$$

Avec

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

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

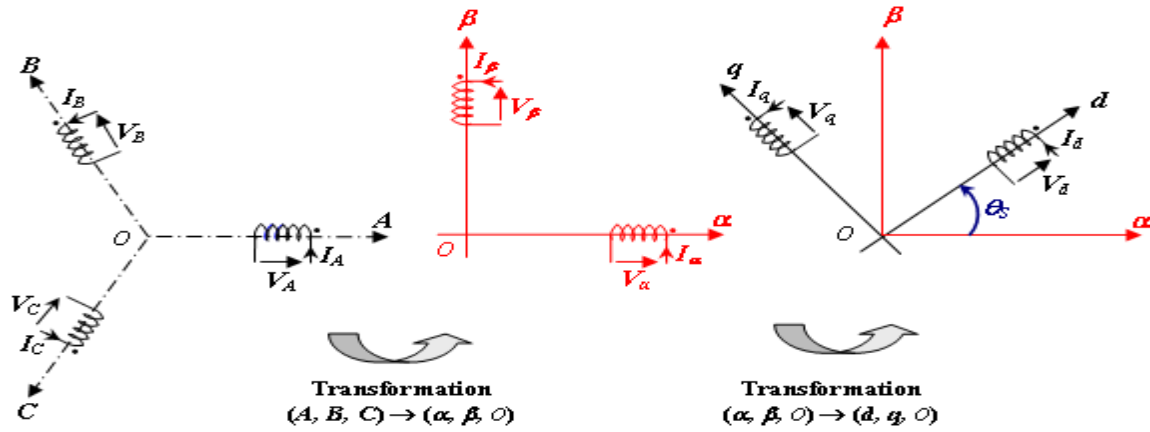


Fig .2.2 Décomposition de la transformation de Park [18].

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

$$[x_{d,q,0}] = [R(\theta)]. [x_{A,B,C}] \quad (2.11)$$

Ou :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

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

La transformation inverse est définie par :

$$[x_{A,B,C}] = [P(\theta)]^{-1} \cdot [x_{d,q,0}] \quad (2.13)$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$P[\theta]$ et $P[\theta]^{-1}$ représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Park.

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

$$[P(\theta)] \cdot [P(\theta)]^T = [1] \quad (2.15)$$

La composante homopolaire (o) ne participe pas à la création du champ tournant de sorte que

l'axe homopolaire peut être choisi arbitrairement orthogonal au plan (d, q) [25].

2.3.1 Application de la transformation de Park à la MADA

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

Désignons par θ_s et θ_r les angles électriques que forment les axes du stator et du rotor avec l'axe direct du référentiel biphasé de Park [9].

2.4.1 Choix du référentiel

Pour effectuer une étude par simulation du moteur asynchrone, il est recommandé de choisir un système d'axes de référence qui permet d'aboutir au système différentiel le plus simple possible, car le résultat final est indépendant du choix du système de coordonnées. On trouve que le calcul peut être plus ou moins complexe[29][30].

2.4.1.1 Référentiel fixé par rapport au champ tournant (d, q)

Pour un référentiel lié au champ tournant, on a $s \ r \ m \ \omega = \omega + \omega$ dans le système d'équation devient comme suit[8][9] :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Les expressions des flux sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = l_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = l_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = l_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = l_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (2.18)$$

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

En remplace (2.18) dans (2.17) et (2.16) on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + l_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{dI_{dr}}{dt} - \omega_s l_s I_{qs} - \omega_s M I_{qr} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + l_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \frac{dI_{qr}}{dt} + \omega_s l_s I_{ds} + \omega_s M I_{dr} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + l_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega_r l_r I_{qr} - \omega M I_{qs} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + l_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_r l_r I_{dr} + \omega M I_{ds} \end{cases} \quad (2.19)$$

En générale, le référentiel lié au champ tournant est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel à un fait que les grandeurs deviennent continues. De plus, les équations représentant le mouvement mécanique sont données par :

$$C_{em} = P \cdot M (I_{sq} \cdot I_{rd} - I_{sd} \cdot I_{rq}) \quad (2.20)$$

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (2.21)$$

Avec

C_e et C_r ; le couple électromagnétique et le couple résistant (la charge mécanique).

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

2.5 Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état

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

$$\begin{cases} \dot{X} = dX + BU \\ Y = C.X \end{cases} \quad (2.22)$$

Avec :

X : Vecteur d'état.

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

B : Matrice de la commande.

U : Vecteur du système de commande.

Y : vecteur de sortie,

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

Où :

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

Par une représentation matricielle :

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Et

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ (\omega_s - \omega)M & 0 & (\omega_s - \omega)L_r & -R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

2.6 Simulation de la machine asynchrone à double alimentation :

Pour réaliser la simulation de la MADA ; on peut transférer le modèle représenté par les équations (2), (2.22) et (2.23) sous forme de structure en schéma bloc comme il est illustré sur la figure (2.4).

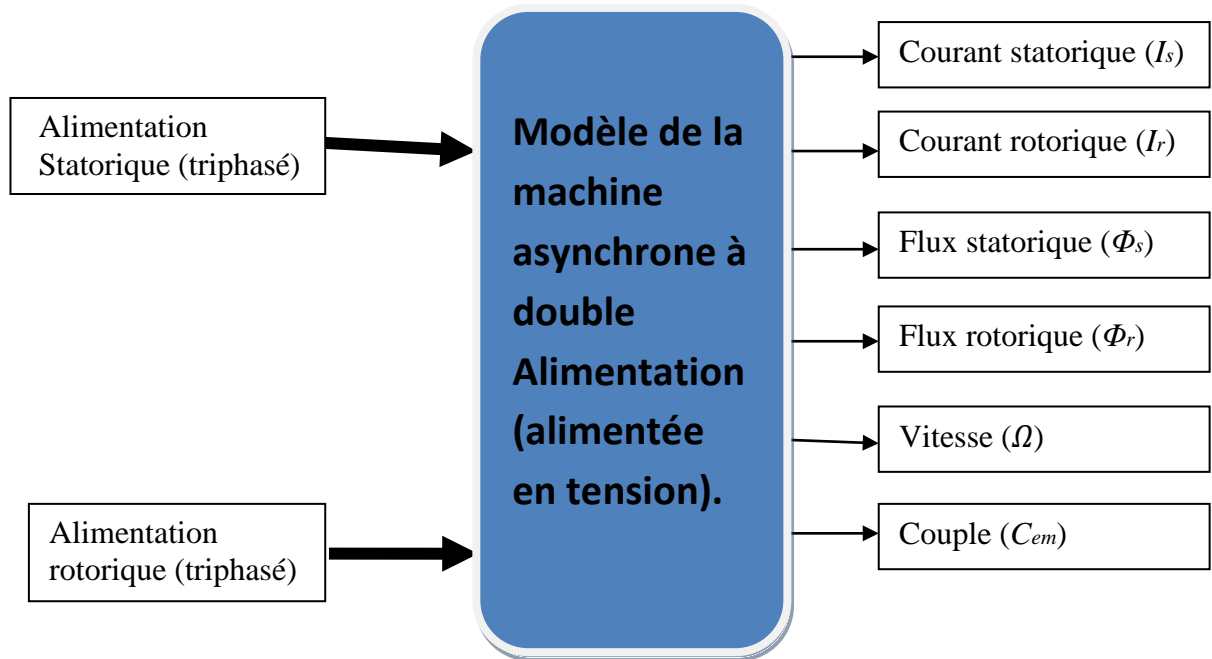


Fig.2.3 Schéma bloc de simulation de la MADA[31].

2.7 Résultats de simulation

La simulation numérique nous permet de modéliser, d'analyser et de simuler les systèmes avec beaucoup de précision. De nos jours, il existe toute une panoplie de logiciels utilisés pour l'étude des machines électriques. Afin de simuler le comportement de la MADA, nous avons opté pour le logiciel MATLAB/SIMULINK. La machine asynchrone à double alimentation dont les paramètres sont donnés dans l'annexe (A1), est alimentée par un réseau triphasé équilibré, Les résultats de simulation obtenus sont donnés par les Figures (2.4) et(2.6).

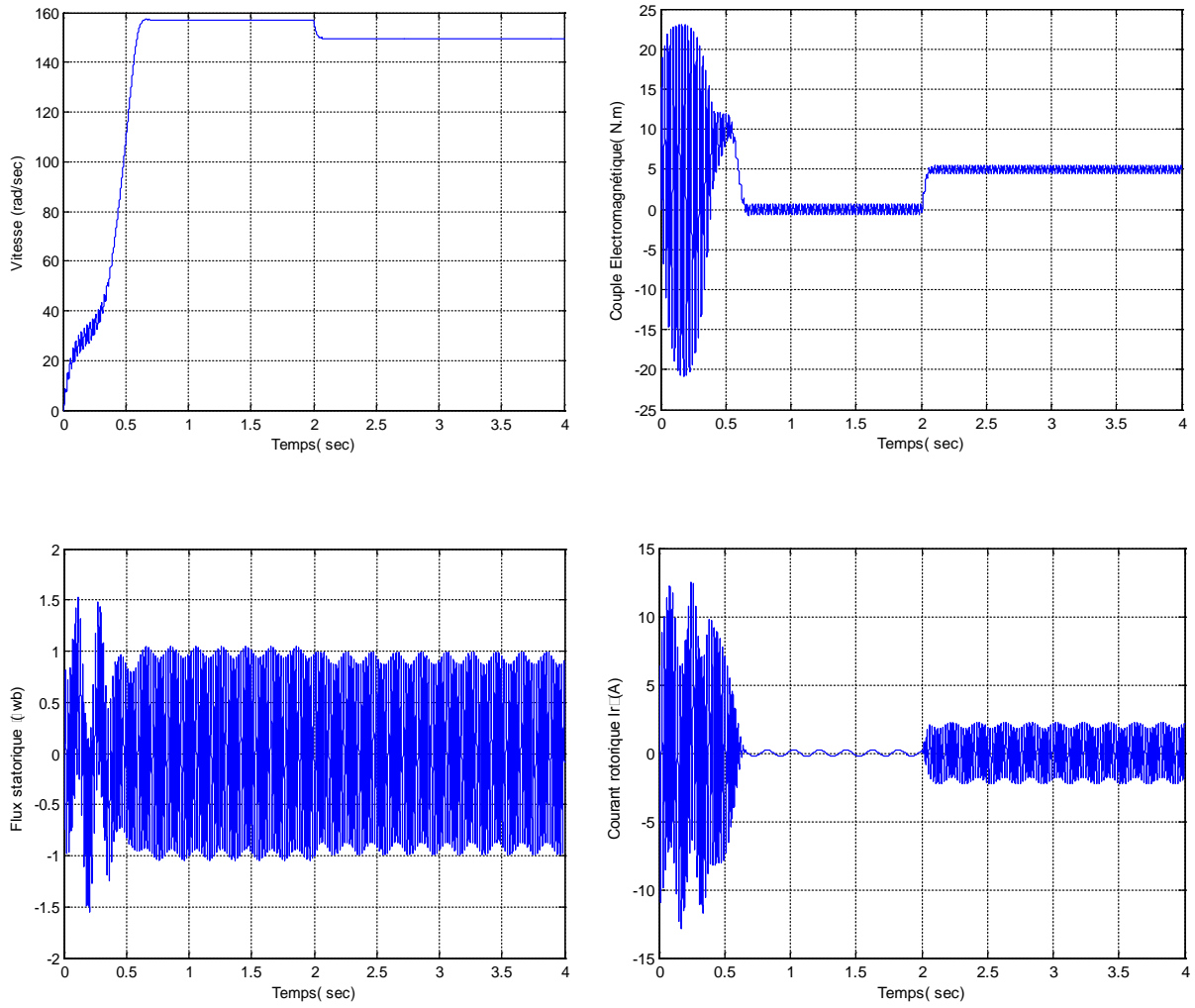
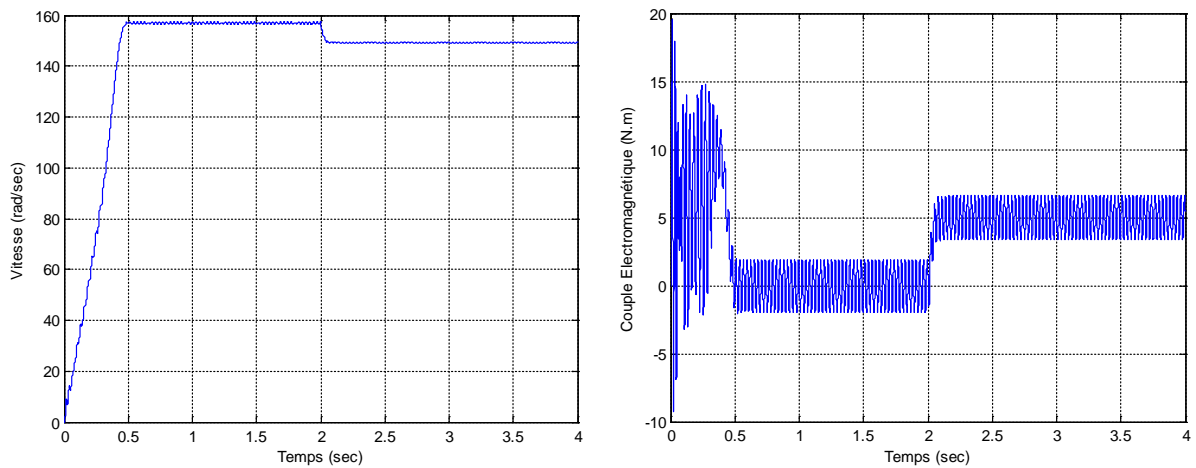


Fig. 2.4. Résultat de simulation de la MADA

($V_r= 12V$, $f_r= 5Hz$, $C_r= 5N.m$)



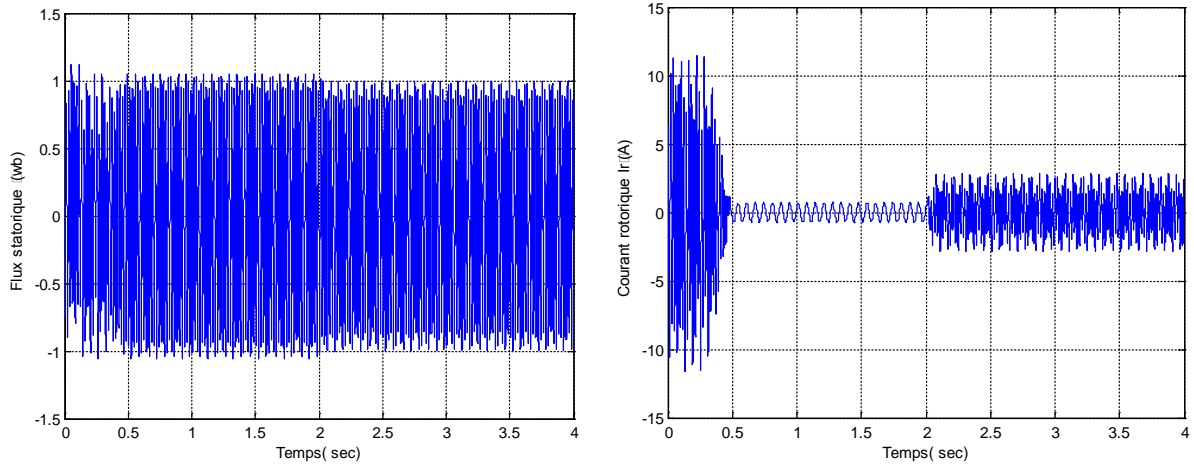


Fig. 2.5. Résultat de simulation de la MADA
($V_r= 12V$, $f_r= 15Hz$, $C_r= 5N.m$)

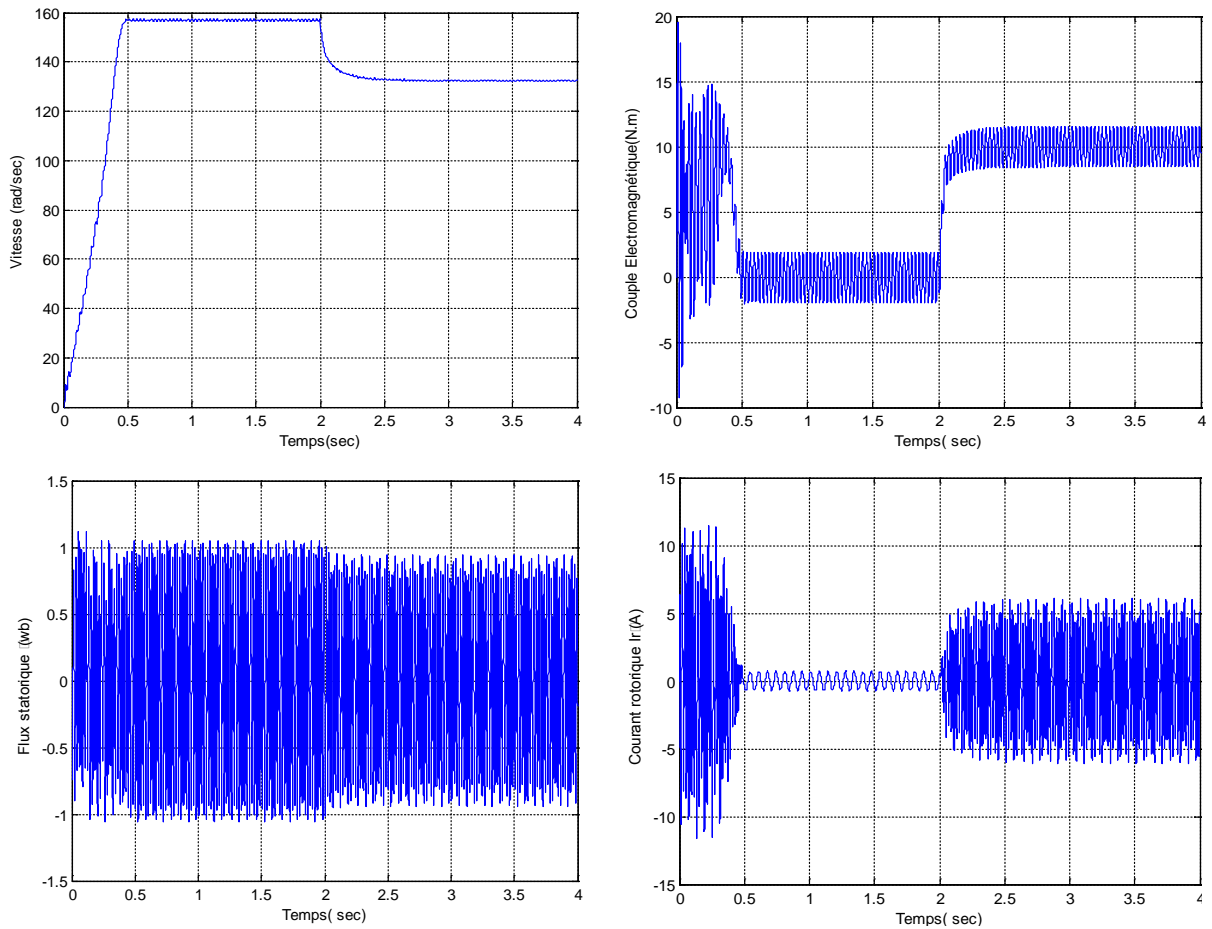


Fig. 2.6. Résultat de simulation de la MADA
($V_r= 12V$, $f_r= 15Hz$, $C_r= 10N.m$)

2.8 Interprétation des résultats

La modélisation et la simulation de la MADA ont permis de déterminer et d’analyser les différentes caractéristiques du couple, de la vitesse, du flux et des courants pour différentes

valeurs de fréquence et couple résistant. La tension d'attaque de la MADA à $t = 0$ coté stator c'est la tension de réseau électrique à fréquence et tension constantes ($V = 220\text{V}$; $f = 50\text{Hz}$). Du côté rotorique, on va étudier le cas où on maintient la tension constante et on fait varier la fréquence.

Dans les différents tests obtenus, on remarque un fort courant d'appel, puis il se stabilise selon la charge imposée.

- Au démarrage, le couple électromagnétique présente un pic important et des oscillations. Lors de l'application d'une charge de $5(\text{N.m})$ à l'instant 2 (s), nous observons que le couple électromagnétique se stabilise à sa valeur de 5 (N.m) qui compense l'effet de charge et des frottements et la vitesse de rotation diminue.
- Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants importants, leur amplitude atteint la valeur 13A . Après le régime transitoire les courants diminuent et à l'instant de l'application de la charge ils augmentent.
- On remarque également que le flux varie avec la variation de la charge ce qui montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux.
- D'après les Figures (2.3) et (2.4), on remarque que l'augmentation au niveau de la fréquence rotorique f_r implique des oscillations au niveau des grandeurs de la machine.
- On peut signaler aussi que la machine peut supporter le double de sa charge nominale comme il est démontré sur la Figure (2.6).

2. 9 Modélisation du système d'alimentation

L'alimentation de la machine est assurée par un ensemble redresseur, filtre RLC et un onduleur MLI

2. 9.1. Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [27].

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composantes sont des diodes Figure (2.7).

L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

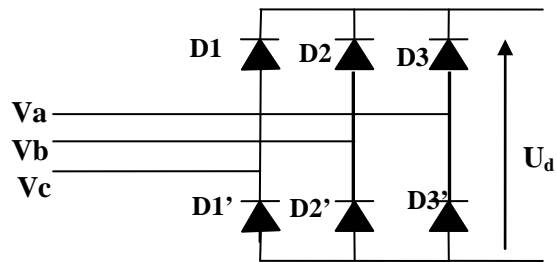


Figure. 2.7. Redresseur à diodes.

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D_2 et D_3 conduit également. Il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 , ou encore : $V_1 = \text{Max}(V_j)$; $j=1, 2, 3$.

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

D_i conduit si $V_i = \text{Max}(V_j)$; $i=1, 2, 3$; $j=1, 2, 3$.

D'_i conduit si $V'_i = \text{Min}(V_j)$; $i=1, 2, 3$; $j=1, 2, 3$.

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

$$U_r = \text{Max}(V_j) - \text{Min}(V_j) ; j=1, 2, 3. \quad (2.25)$$

Les tensions triphasées à l'entrée et celle à la sortie du redresseur sont représentées par la figure (II-4).

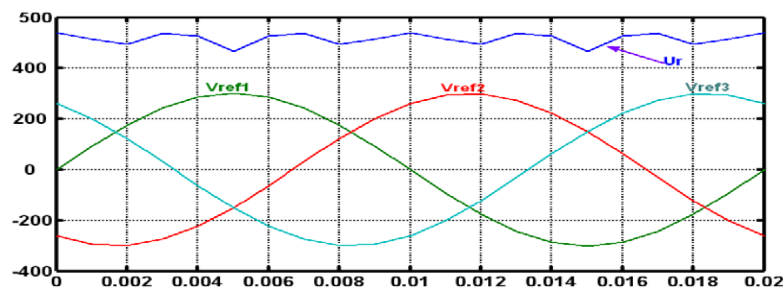


Fig.2.8. Tension redressée.

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations important, ce qui nécessite un filtre.

2.9.2 Modélisation du filtre

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas [27]. Le schéma de principe de ce filtre est donné par la figure ci-dessous.

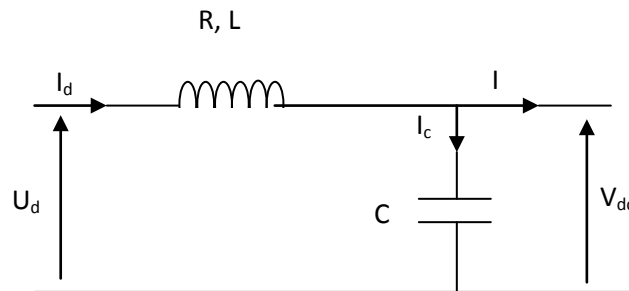


Fig.2.9 Représentation du filtre.

Les équations du filtre sont :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L}(U_d - V_{dc} - RI_d) \quad (2.26)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}(I_d - I) \quad (2.27)$$

2.9.3 Modélisation de l'onduleur de tension

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative.

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

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche (Figure 2.10). Les couples

d'interrupteurs (K11, K21), (K12, K22), (K13, K23) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source [29]. Les diodes D_{ij} ($ij=1, 2, 3$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors.

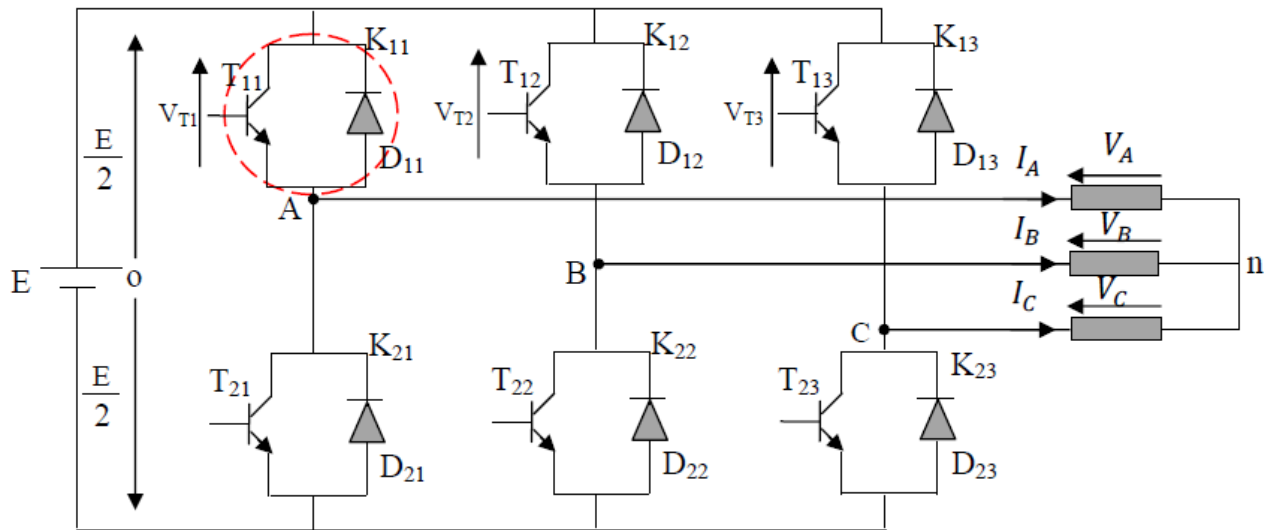


Figure 2.10 Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

2.9.4. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

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

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [18][29]

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale [30][31]:

➤ L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence : $m = f_p/f_r$

➤ Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse: $r = V_r/V_p$

Le schéma de principe est donné par la figure(2.11).

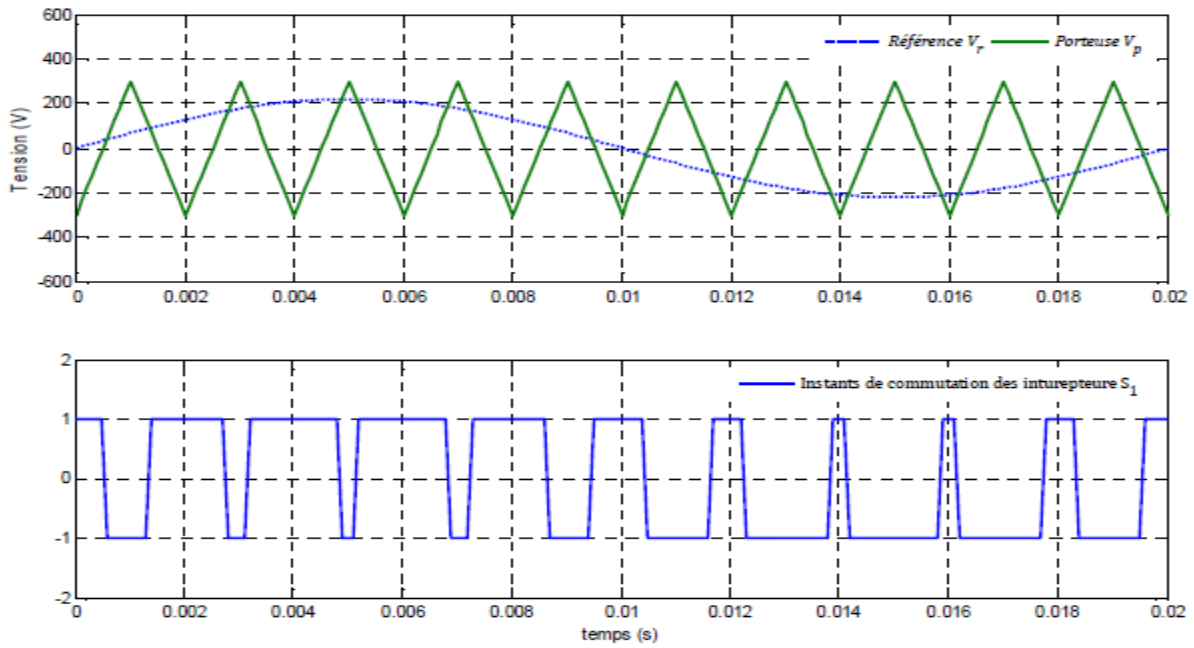
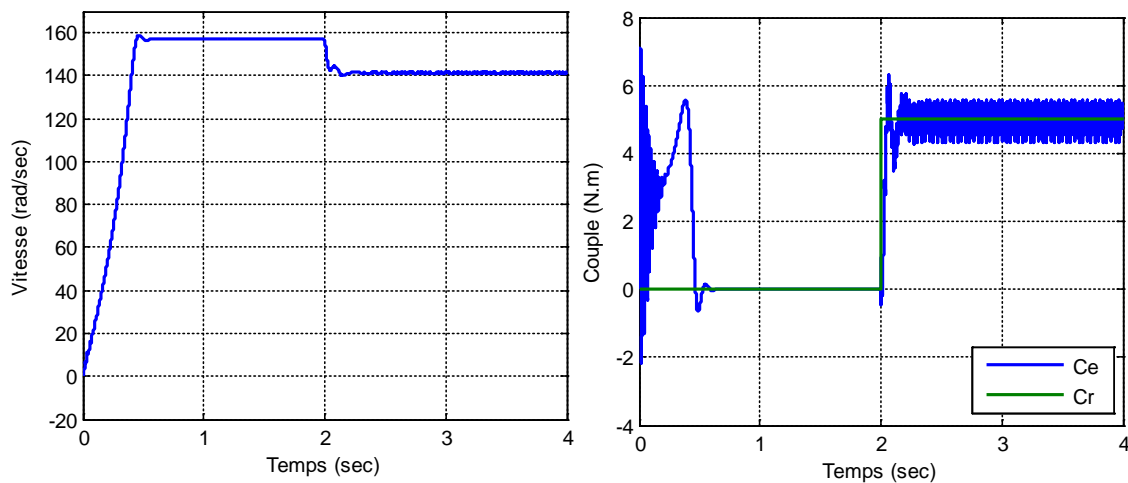


Figure 2.9 Principe de la commande MLI.

2.10. Simulation de l'association MADA avec onduleur à MLI

La Figure (2.10), représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation statorique à travers un onduleur (220v ,50Hz) et du coté rotorique par le réseau(12v ,10Hz à $t=1s$), avec une application d'un couple de charge de 5N.m à $t= 2sec$.



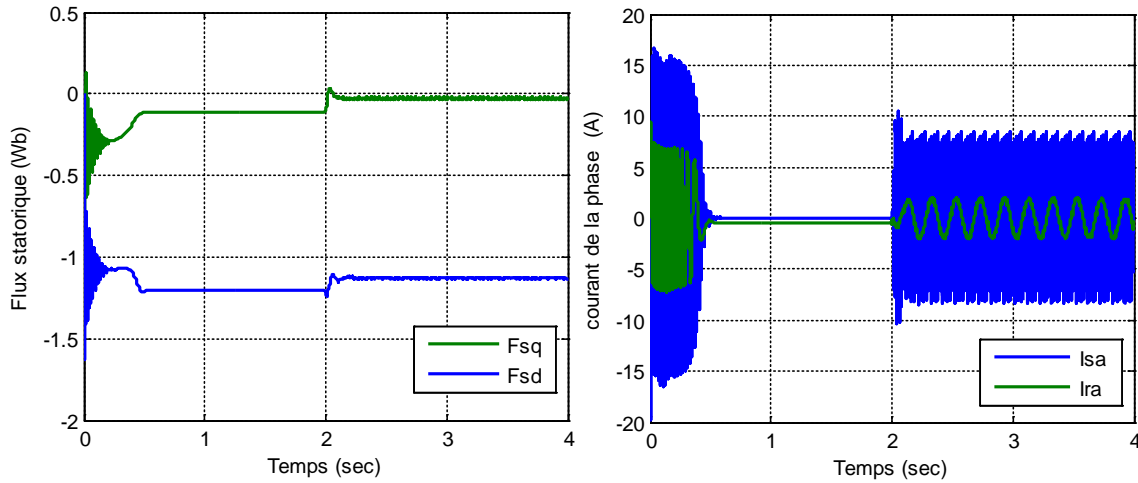


Fig. 2.10. Réponses du système avec $C_r=5N.m$ à $t = 2sec$ (seul onduleur du coté statorique).

La Figure (2.11), représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation par deux onduleurs ,statorique (220V,50Hz) et du coté rotorique ($V_r= 12 V$, $f_r= 10 Hz$, a $t=1s$), avec une application d'un couple de charge de 5N.m à $t= 2sec$.

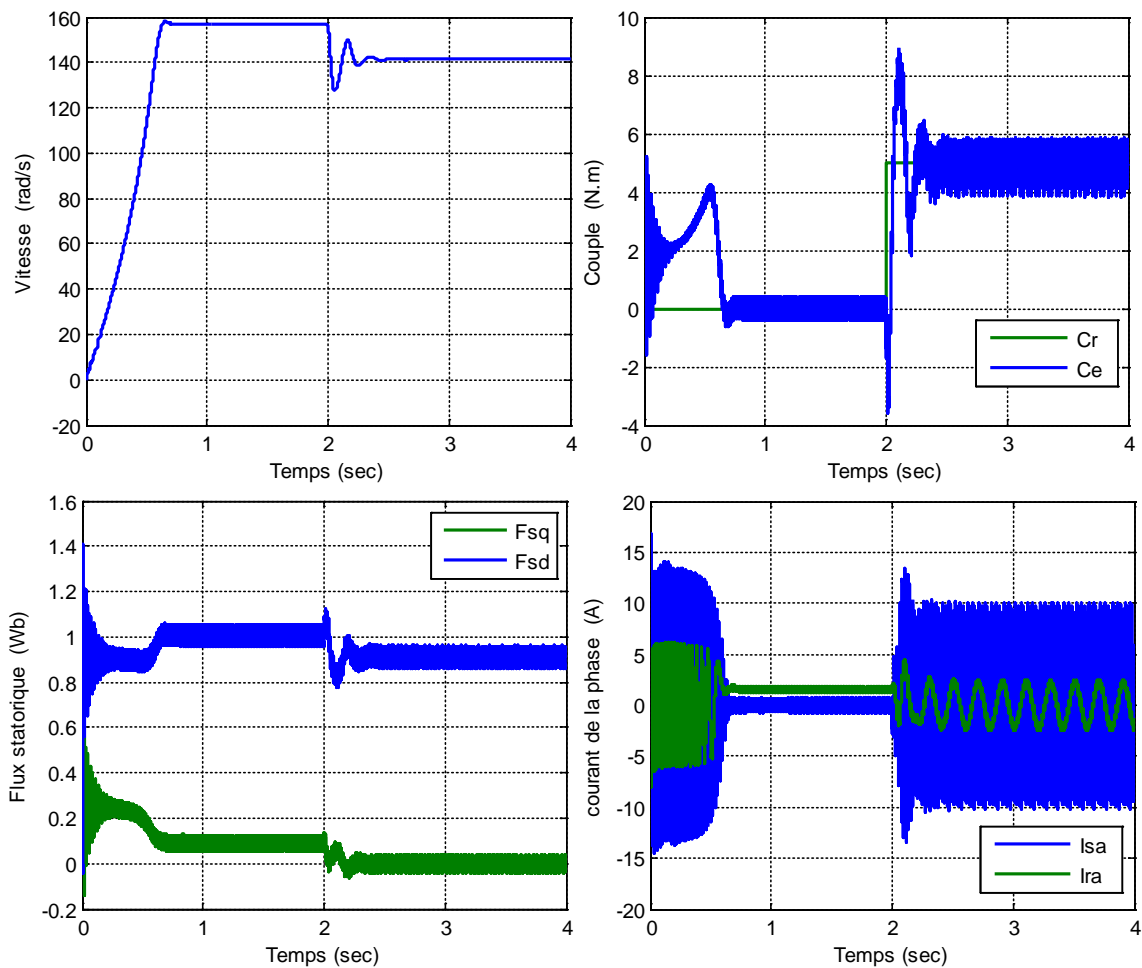


Fig. 2.11. Réponses du système avec double onduleurs statorique et rotorique avec $C_r=5 N.m$ à $t=2sec$

Vu ces résultats, on constate que la vitesse répond sans dépassement avec un temps de réponse plus rapide que le système sans convertisseur, mais reste toujours sensible au couple de charge. Les autres grandeurs sont le siège des pulsations créées par des harmoniques à hautes fréquences dus à la présence des convertisseurs. Donc, ils font clairement apparaître que la machine asynchrone à double alimentation se distingue par une sensibilité au couple de charge en boucle ouverte. Afin de régler ce problème, le recours aux commandes bouclées devient indispensable.

2.11 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation qui permet de traiter la machine asynchrone à double alimentation de façon semblable à celle de la machine à courant continu.

Les résultats de simulation de la MADA alimentée par le réseau et à travers un onduleur MLI, ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques du couple, de la vitesse, du flux et des courants pour différentes valeurs de fréquence et du couple résistant.

Dans le chapitre suivant on va étudier la régulation de la vitesse par la technique de la commande vectorielle par orientation du flux statorique de la MADA.

CHAPITRE 3

Commande vectorielle par orientation du flux statorique de la MADA

3.1 Introduction

Une bonne commande des machines à courant alternatif à vitesse variable est assurée si nous garantissons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques. Ceci est réalisé par orientation de ces derniers dans un repère (d, q) tournant à la vitesse de rotation du champ tournant. Si cela est réalisé, nous pouvons rapprocher son comportement de celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante où nous retrouvons un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit fournissant le couple électromagnétique nécessaire pour la faire tourner [32].

Le principe du contrôle vectoriel réside dans l'orientation du flux dans la machine au stator, au rotor ou dans l'entrefer suivant l'un des deux axes (d, q). Conventionnellement nous travaillons avec une orientation suivant l'axe d, l'axe en quadrature portera par conséquent le courant qui participera à la création du couple électromagnétique dans la machine. Donc le contrôle des courants suivant l'axe 'd' va déterminer l'état magnétique de la machine alors que le contrôle des courants suivants l'axe 'q' nous assure le couple nécessaire [8].

3.2 Commande vectorielle par orientation du flux statorique

La machine asynchrone est un système multivariable régit par des équations différentielles. L'utilisation de la transformation de Park par le changement des repères, sous certain hypothèses, permet de simplifier ces équations et donc d'appréhender une meilleure compréhension du comportement physique de la machine.

Un choix adéquat du référentiel (d-q) est fait de telle manière que le flux statorique soit aligné avec l'axe (d) permettant d'obtenir une expression de couple dans laquelle deux courants orthogonaux (i_{rd}, i_{rq}) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple [33][34].

Dans ce cas de commande où le type d'orientation de flux est statorique, on a comme condition :

$$\phi_{sd} = \phi_s \text{ et } \phi_{sq} = 0, \text{ alors :}$$

$$\phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} = 0 \quad (3.1)$$

$$\text{Impose :} \quad i_{sq} = \frac{-M}{L_s} i_{rq} \quad (3.2)$$

$$\phi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} \quad (3.3)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = \frac{PM}{L_s} \phi_s i_{rq} \quad (3.4)$$

L'expression du flux statorique es donnée par :

$$\phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \rightarrow \phi_s = M i_{rd} (i_{sd} = 0) \quad (3.5)$$

En introduisant l'expression du flux statorique dans l'expression du couple électromagnétique

(3.4) on obtient :

$$C_e = k_t i_{rd} i_{rq} \quad (3.6)$$

$$\text{Avec : } k_t = \frac{pM^2}{L_s}$$

L'expression (3.5) est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. Ceci permet d'obtenir une commande vectorielle découplée où la composante i_{rq} contrôle le couple et le flux ϕ_s étant imposé par la composante i_{rd} [32][33][34].

Puisque $\phi_{sd} = \phi_s$ et $\phi_{sq} = 0$, on peut écrire les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{sd}}{dt} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \\ \frac{d\phi_{sq}}{dt} = V_{sq} + \frac{M}{T_s} i_{rq} - \omega_s \phi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{rd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) i_{rq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} + \frac{M}{\sigma L_r L_s} \omega \phi_{sd} - (\omega_s - \omega) i_{rd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \end{cases} \quad (3.8)$$

$$i_{rd} = \frac{\phi_s^*}{M} \quad (3.9)$$

D'après le système d'équations (3.7) et (3.8) :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \frac{R_s M}{L_s} i_{rq} + V_{sq} \quad (3.10)$$

Et d'après l'équation (3.4) :

$$i_{rq} = \frac{C_e^*}{k_t \cdot \phi_s^*} \quad (2.11)$$

3.2.1 Commande vectorielle directe et indirecte

Dans la commande vectorielle directe, on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, alors que dans la commande vectorielle indirecte, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelque approximation [32].

3.2.1.1 Commande vectorielle directe

Ce mode de contrôle est ainsi appelé par ce qu'une régulation du flux statorique φ_s est introduite par une boucle de contre réaction nécessitant la mesure ou l'estimation de ses variations.

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quelque soit le régime de fonctionnement.

Pour cela deux procédés sont utilisés :

- 1- la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles et ne peuvent travailler dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables.
- 2- l'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. [8][33].

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- 1- Le non fiabilité de la mesure de flux :
 - Problème de filtrage du signal mesuré ;
 - Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- 2- Le coût de production élevé (capteur + filtre).

3.2.1.2 Commande vectorielle indirecte

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position [35].

Dans ce cas, le flux est contrôlé en boucle ouverte. Comme la vitesse est mesurée, il est donc aisé de faire sa régulation par contre-réaction en utilisant un régulateur PI. La méthode indirecte est plus facile à implanter, mais elle est fortement dépendante des variations des paramètres de la machine dues à la saturation magnétique et à la variation de la température surtout pour la constante de temps rotorique T_r [8][33].

3.2.2. Bloc de défluxage

Ce bloc permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale, il permet également d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale (Figure. 3.1). Ce dernier est défini par la fonction non-linéaire suivante [32] :

$$\begin{cases} \phi_s = \phi_{nom} & \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom} \\ \phi_s = \phi_{nom} \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} & \text{pour } |\Omega| \geq \Omega_{nom} \end{cases} \quad (3.12)$$

Avec :

Ω_{nom} : Vitesse nominale.

ϕ_{nom} : Flux statorique nominale.

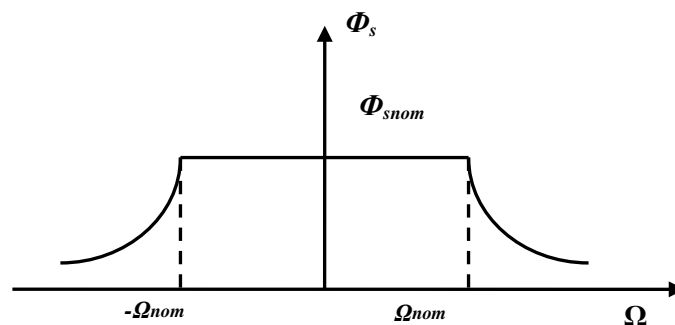


Fig. 3.1. Profil du flux statorique de consigne (défluxage).

3.3 La régulation

Pour régler les courants i_{rd} et i_{rq} , on utilise deux régulateurs de type PI et une troisième régulation est éventuellement envisagée pour la régulation de la vitesse.

En règle générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne et compenser rapidement les perturbations [8] [33] [36].

Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus. Tous les régulateurs, qui seront utilisés dans notre travail, seront de type PI dont la forme est donnée par la relation :

$$G_{PI}(S) = K_P + \frac{K_I}{S} \quad (3.13)$$

Avec :

K_P : Coefficient de proportionnalité.

K_I : Coefficient d'intégration.

D'après le système d'équations (3.8) on obtient :

$$\begin{cases} U_d^* = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} \\ U_q^* = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (3.14)$$

(U_d^*, U_q^*) , représentent les f.e.m de compensation qui permettent le découplage de régulation du courant i_{rd} et le courant i_{rq} .

$$e_{d^*} = \sigma L_r \omega_r i_{rq} \quad (3.15)$$

$$e_{q^*} = \left[\sigma L_r \omega_s - \left(\frac{M^2}{L_s} + \sigma L_r \right) \omega \right] i_{rd} \quad (3.16)$$

Les termes (e_{d^*}, e_{q^*}) représentent les forces électromotrices de compensation qu'on doit ajouter à la sortie de chaque régulateur.

$$V_{reg1} = e_{d^*} - \frac{M}{L_s} V_{sd} \quad (3.17)$$

$$V_{reg2} = e_{q^*} - \frac{M}{L_s} V_{sq} \quad (3.18)$$

Le modèle que nous allons utiliser pour la compensation est donc donné par la Figure. 3.2.

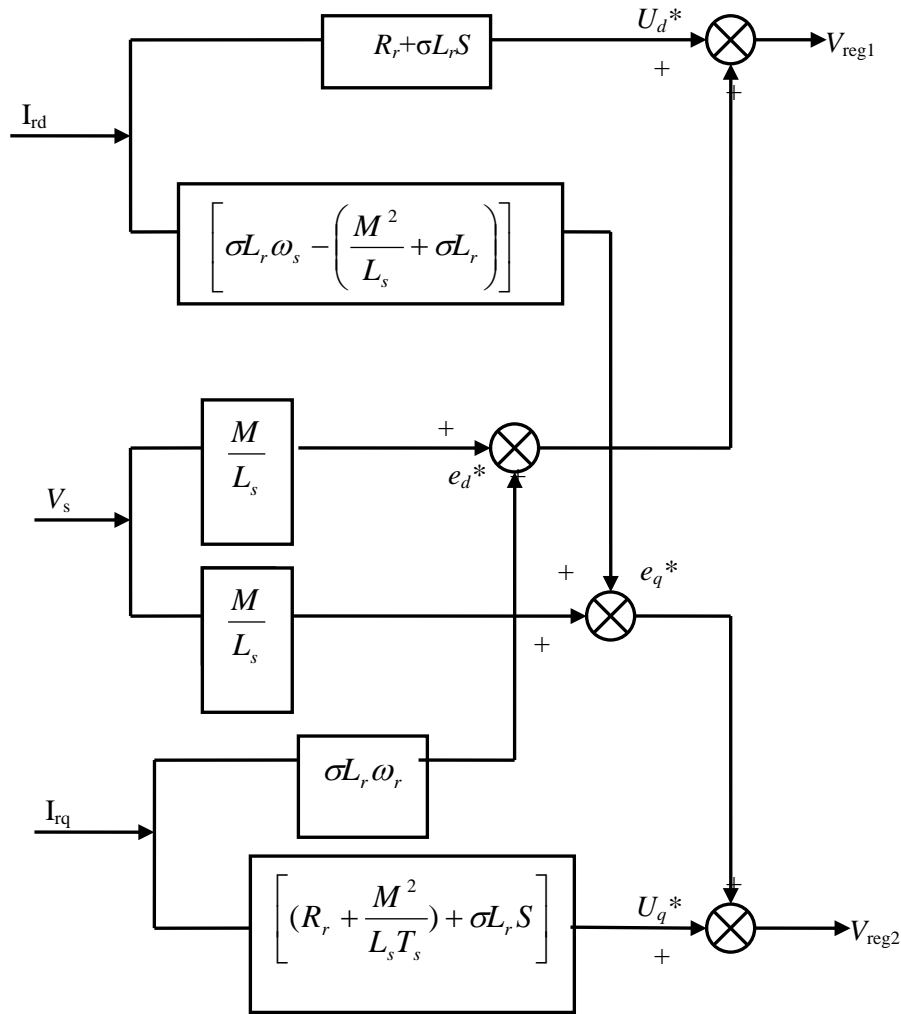


Fig. 3.2. Schéma de compensation.

3.3.1 Calcul des régulateurs

3.3.1.1 Régulateur du courant I_{rd}

Il prend en entrée le courant I_{rd}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence V_{rd}^* . Réguler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux statorique constant.

Le schéma bloc de la régulation du courant I_{rd}^* est représenté par la Figure 3.3.

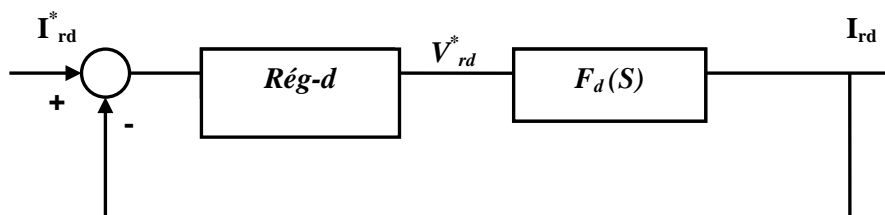


Fig. 3.3. Schéma de régulation du courant I_{rd}^* .

La fonction de transfert de régulateur est donnée par l'équation suivante :

$$Rég_d = K_d + \frac{1 + \sigma T_r S}{S} \quad (3.19)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc :

$$F.T.B.O = k_d \frac{1 + \sigma T_r S}{S} F_d(S) = \frac{k_d^*}{S} = K \quad (3.20)$$

Avec : $F_d(S) = \frac{1}{1 + \sigma T_r S} \frac{R_r}{R_r}$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F.T.B.F = \frac{K}{1 + K} = \frac{\frac{k_d^*}{S}}{1 + \frac{k_d^*}{S}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_d^*} S} = \frac{1}{1 + \tau_1 S} \quad (3.21)$$

On choisit : $\tau_1 = \sigma T_r = \frac{1}{k_d^*} = \frac{R_r}{k_d} \Rightarrow k_d = \frac{R_r}{\sigma T_r}$

3.3.1.2 Régulateur du courant I_{rq}

Le schéma bloc de la régulation du courant I_{rq}^* est représenté par la Figure 3.4.

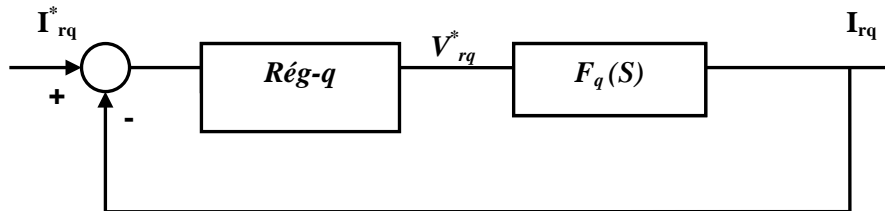


Figure. 3.4. Schéma de régulation du courant I_{rq}^* .

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc :

$$F.T.B.O = k_q \frac{1 + \tau_2 S}{S} F_q(S) = \frac{k_q^*}{S} = T \quad (3.22)$$

Avec : $F_q(S) = \frac{1}{1 + \tau_2 S} \frac{N}{N}$; $N = R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}$; $\tau_2 = \frac{\sigma L_r T_s}{R_r L_s T_s + M^2}$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F.T.B.F = \frac{T}{T + 1} \frac{k_q^*}{k_q^* + S} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_q^*} S} = \frac{1}{1 + \tau S} \quad (3.23)$$

Avec : $\tau = \frac{1}{k_q^*}$

La fonction de transfert de régulateur est donnée par l'équation suivante :

$$Rég_q = \frac{N}{\sigma L_r} \frac{1 + \tau_2 S}{S} \tag{3.24}$$

3.3.1.3 Régulation de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante:

$$C_e - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \Rightarrow \Omega = \frac{C_e - C_r}{JS + f} \tag{3.25}$$

Le schéma fonctionnel simplifié du système de contrôle avec le régulateur PI est donné par la Figure 3.5.

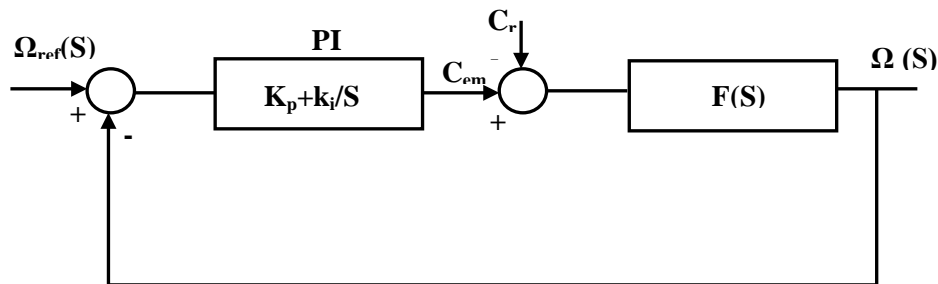


Figure. 3.5. Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$\Omega(S) = \frac{k_i (1 + \tau S)}{S(JS + f)} (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{JS + f} C_r \tag{3.26}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\Omega(S) = \frac{k_i (\tau S + 1)}{JS^2 + (f + k_i \nu)S + k_i} \Omega^* - \frac{S}{JS^2 + (f + k_i \nu)S + k_i} C_r \tag{3.27}$$

Par identification avec l'équation caractéristique de second ordre fondamental, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{J}{k_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{f + k_i \tau}{k_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \tag{3.28}$$

On a : $k_p + \frac{k_i}{S} = k_i \frac{(1 + \tau S)}{S}$, $\tau = \frac{k_p}{k_i}$.

$$k_I = \frac{4\xi^2 J}{\tau} \text{ et } k_P = \tau k_I$$

Pour un amortissement critique $\xi = 1$, on trouve : $k_I = \frac{4J}{\tau^2}$

On peut utiliser un filtre d'équation $\frac{1}{1 + \tau S}$ pour éliminer les dépassements qui apparaissent dans la vitesse ω_r .

3.4 Schéma de simulation

La figure (3.6) représente la structure sous MATLAB SIMULINK de la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique d'une machine asynchrone à double alimentation MADA avec l'onduleur alimentant le rotor.

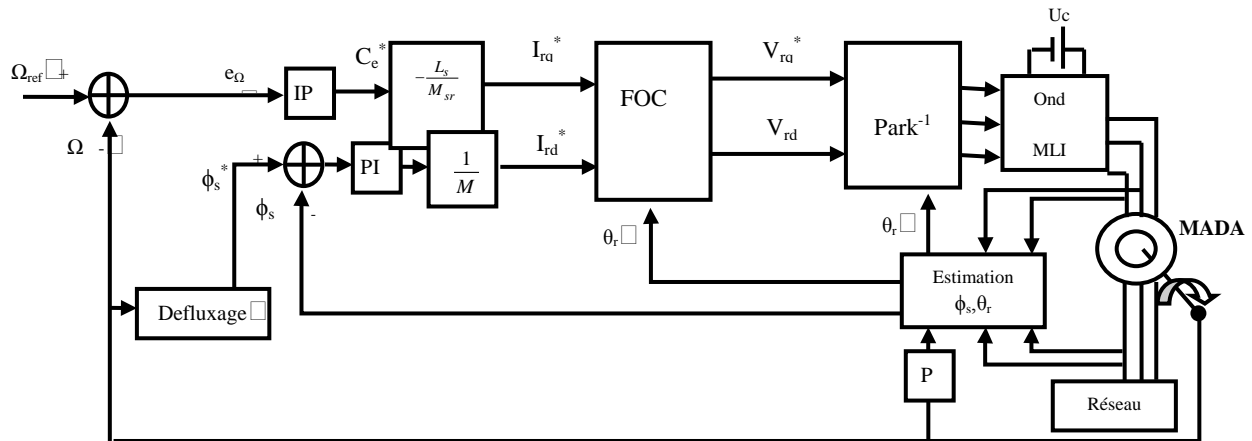


Figure. 3.6. Structure sous MATLAB SIMULINK de la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique.

3.5 Résultat de simulation avec Application de la Commande

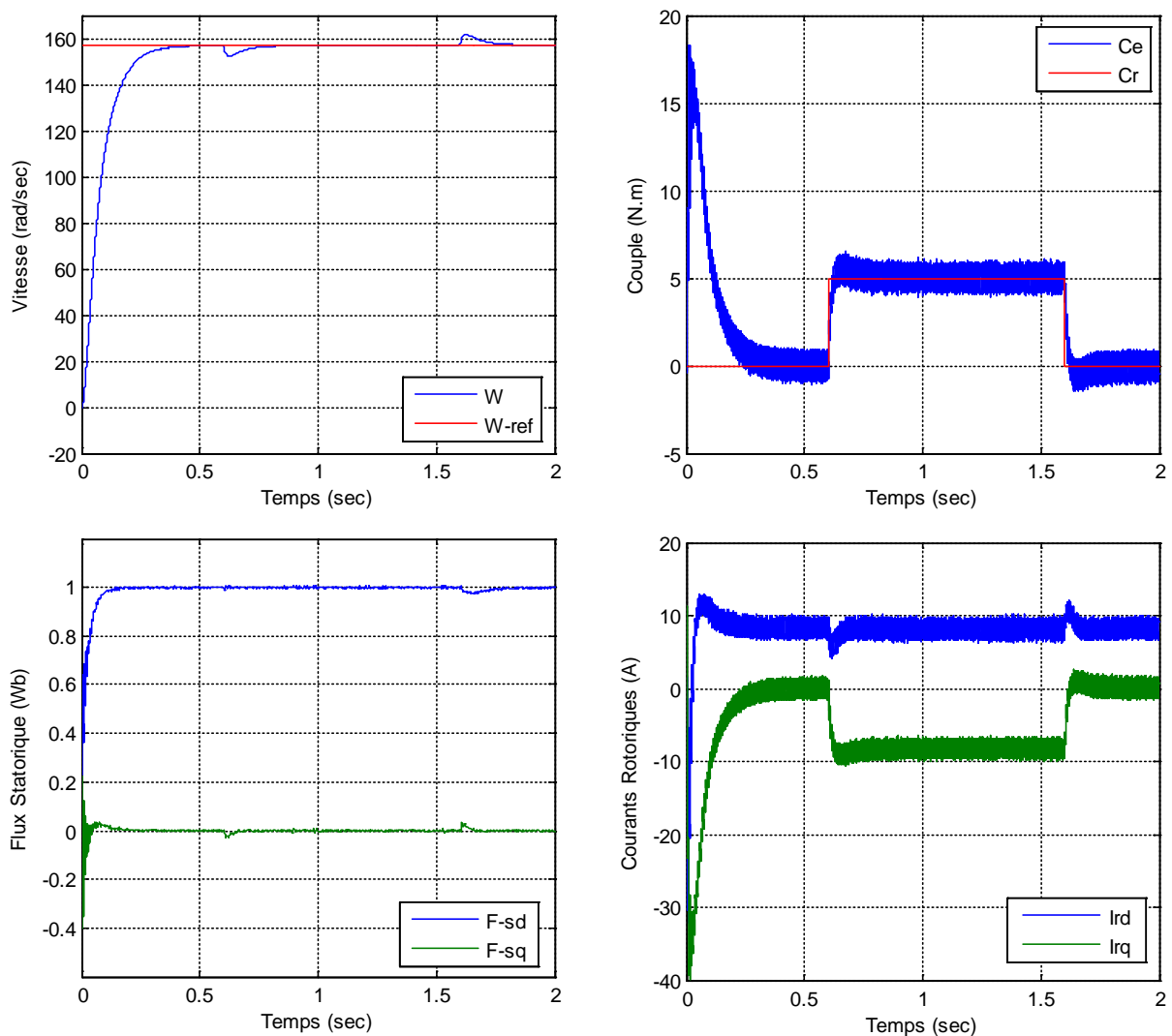
Nous avons réalisé plusieurs séries de simulation numérique pour mettre en évidence les propriétés, mais aussi les insuffisances, de la commande vectorielle. Celles-ci seront retenues dans les prochains chapitres, avec les mêmes conditions, afin de permettre la comparaison des différentes stratégies de commande envisagées dans ce travail.

Dans le présent chapitre, ces simulations ont trois motivations principales :

- l'examen des performances de l'association, faite entre le moteur, son alimentation et la commande vectorielle, sur la trajectoire de vitesse à un échelon ;

- l'analyse du comportement du processus à commander face aux variations des conditions de fonctionnement changement de charge et du moment d'inertie est montrée par l'augmentation de ce dernier, de +50 % de sa valeur nominale à $t=0,6$ s;
- la vérification de la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques du moteur, et plus particulièrement celles de la partie statorique et rotorique.
 - une augmentation de 100 % des résistances ; RS et RR , à $t=0,6$ s.

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation réalisés, pour l'ensemble Onduleurs-MADA équipé de la commande vectorielle directe développée dans le présent chapitre, sont exposés respectivement sur les figures (3.7):



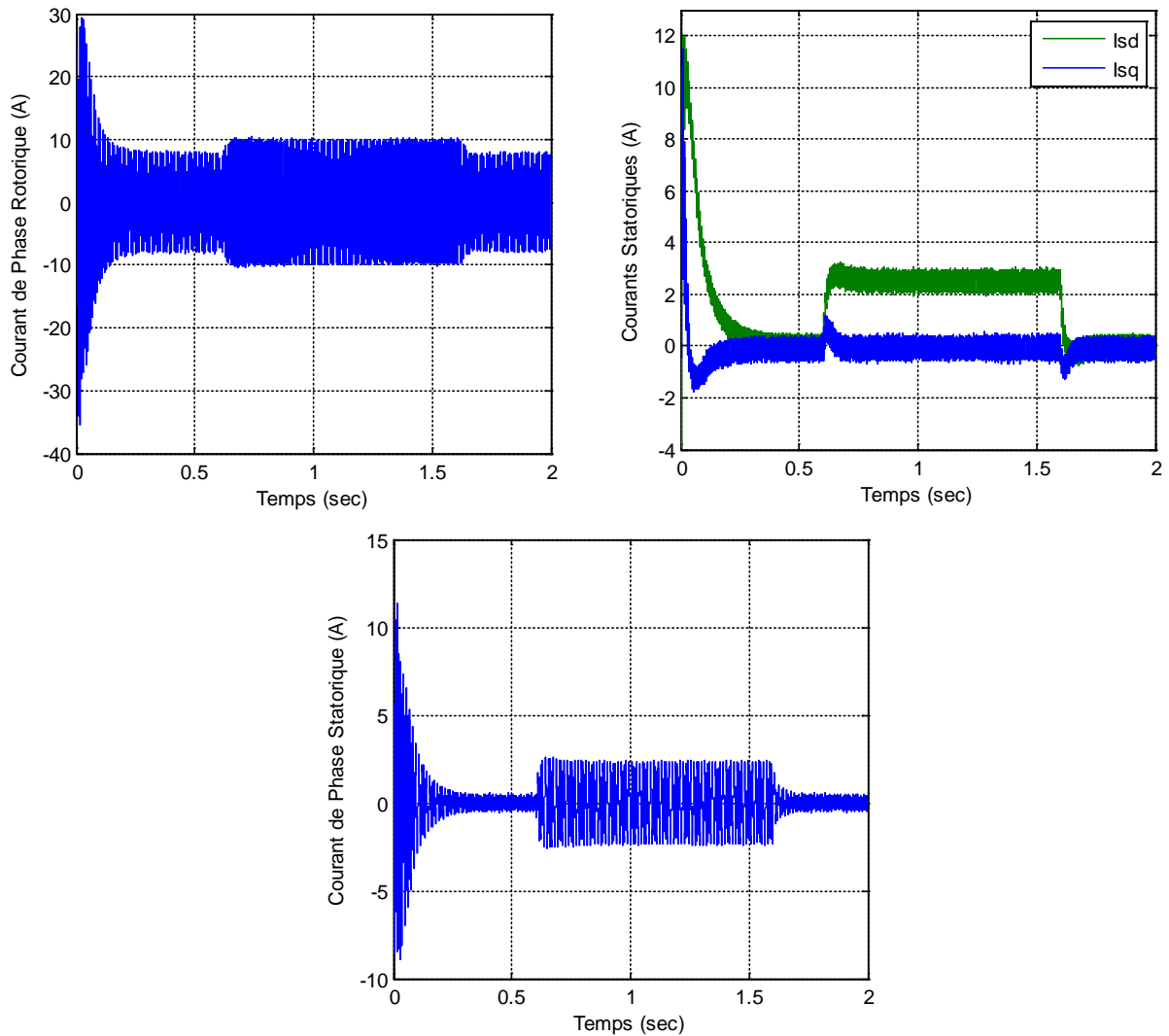


Figure. 3.7. Résultats de simulation de la Commande Vectorielle suivie d'une application d'une charge sur l'intervalle $t = [0.6, 1.6]$ sec.

Au regard des résultats de simulation obtenus, nous pouvons remarquer les biens faits de la commande vectorielle munit de la structure de régulation de vitesse de type IP, la vitesse de rotation suit relativement bien sa référence avec une erreur de poursuite pendant les phases transitoires et en s'annulant en régime permanent.

On observe une bien orientation du flux rotorique sur l'axe direct. Ce qui se répercute sur le couple électromagnétique, qui suit parfaitement le couple de référence, représentant la loi de commande générée par le contrôleur et avec une bonne sensibilité aux perturbations de charge, avec un temps de rejet relativement faible. Aussi à l'application ou à couple de charge, le régulateur réagit instantanément sur le couple électromagnétique de référence, et ainsi rejoint la vitesse de consigne.

Le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre.

2.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation qui permet de traiter la machine asynchrone à double alimentation de façon semblable à celle de la machine à courant continu.

Les résultats de simulation de la MADA alimentée par le réseau et à travers un onduleur MLI, ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques du couple, de la vitesse, du flux et des courants pour différentes valeurs de fréquence et du couple résistant.

Dans le chapitre suivant on va étudier la régulation de la vitesse par la technique de la commande IP à gain adaptatif flou de la MADA.

CHAPITRE 4

Commande IP à Gain Adaptatif Floue de La MADA

4.1 Introduction

La commande floue adaptative comporte deux termes, floue et adaptative. Le terme flou présenté par un régulateur (FLC, Fuzzy Logic Controller). Le deuxième terme adaptatif, dont le rôle est l'adaptation des paramètres du régulateur flou au cours du fonctionnement [37]. La technique de commande adaptative repose sur les critères de stabilité du système à commander, les changements paramétriques du système et les perturbations externes qui influent sur le fonctionnement requis [38][39].

Dans ce chapitre nous allons essayer d'appliquer la commande IP à gains adaptatifs utilisant le régulateur flou type 1 pour régler la vitesse de la machine asynchrone double alimentation (MADA).

4.2 Principe d'un Contrôleur Flou

La conception d'un régulateur classique PID préconise la connaissance précise du modèle du système à commander. Les valeurs d'entrée doivent être mesurées avec exactitude afin d'éviter les erreurs. Pour un régulateur flou la connaissance du modèle mathématique du processus n'est pas nécessaire. C'est l'expérience des opérateurs du procédé ou les connaissances des experts, qui sont prises en compte pour établir la commande floue. Les algorithmes de réglage conventionnels sont alors remplacés par une série de règles linguistiques [40][41].

La commande par logique floue peut opérer lorsque les procédés à commander sont mal connus ou difficiles à décrire précisément, ou lorsque les variables sont évaluées subjectivement et exprimées en langage naturel et non numériquement. Elle est simple à réaliser, flexible et donc facilement adaptable aux conditions de fonctionnement du processus. Les règles sont faciles à comprendre et à modifier puisqu'elles sont exprimées par des termes du langage naturel [40] [42]. L'architecture interne d'un régulateur flou est donnée par la figure 4.1.

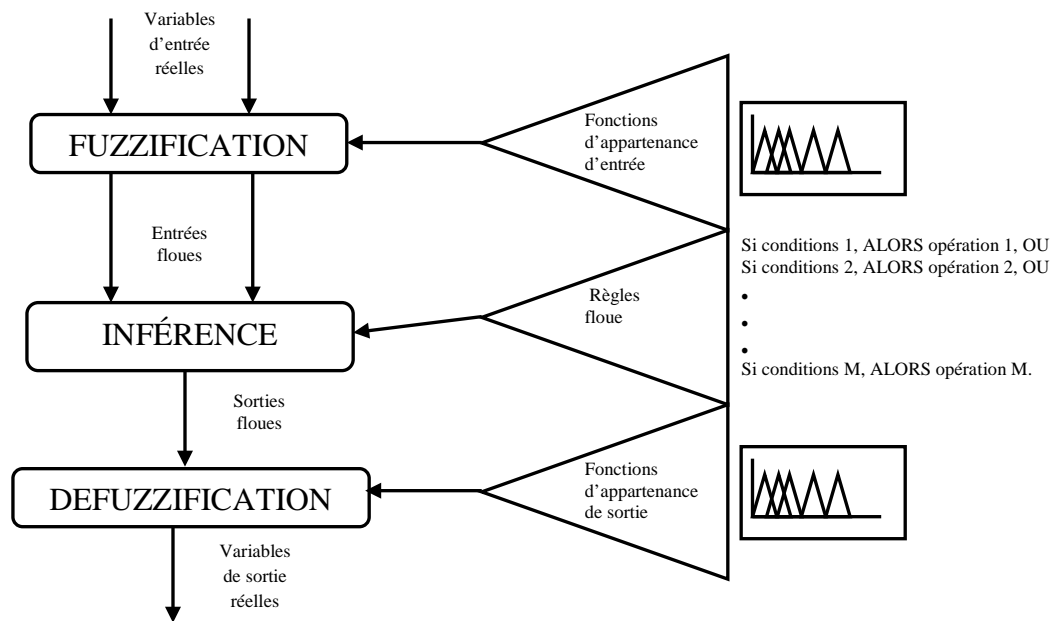


Fig. 4.1. Structure d'un régulateur flou [43].

Un contrôleur flou est composé de trois blocs : la fuzzification, l'inférence et la défuzzification.

4.2.1 Fuzzification

Elle représente le passage des grandeurs réelles aux valeurs floues et cela, en déterminant les différents univers de discours correspondant aux domaines de variation des variables d'entrée et sortie. Ensuite, on définit pour chacune des variables ses sous-ensembles flous ainsi que leurs fonctions d'appartenance associée [41] [43].

4.2.2 Inférence

Dans ce bloc, les valeurs des variables linguistiques d'entrée et sortie sont liées par une table de règles qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système à contrôler.

C'est un mécanisme de décision qui, en manipulant les règles floues, établit une décision. Il existe plusieurs méthodes d'inférence : *Maximum-Minimum*, *Max-Produit*, *Somme-Produit*. Le nom de la méthode désigne les opérateurs utilisés respectivement pour l'agrégation des règles floues et l'implication floue [44]. Dans notre travail nous avons utilisé la méthode *somme-produit*.

4.2.3 Défuzzification

Elle consiste à définir précisément quelle doit être l'action sur le processus. En effet, le procédé ne peut pas interpréter des ordres linguistiques fournis par les méthodes d'inférences. L'opération de défuzzification permet de calculer à partir de la fonction d'appartenance résultante, la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus. Il existe plusieurs méthodes de défuzzification : *méthode du maxima*, *méthode du centre de gravité*, *méthode de la moyenne des maxima*. Il est toutefois reconnu que la méthode du centre de gravité donne les meilleurs résultats.

Notons que des blocs de normalisation et de dénormalisation sont ajoutés respectivement en entrée et sortie du contrôleur flou afin qu'il soit transportable et adaptable même avec des paramètres différents [45].

4.2 Description du mécanisme d'adaptation d'un régulateur classique par la logique floue

En raison de sa structure simple, sa simplicité d'implémentation et ses performances de commande satisfaisantes, le régulateur IP reste, jusqu'à nos jours, le régulateur le plus utilisé en industrie. On peut distinguer deux catégories principales de ce type de régulateurs : les régulateurs PI à paramètres fixes et les régulateurs IP à paramètres gains adaptatifs. L'une des méthodes les plus utilisées pour déterminer les paramètres d'un régulateur IP à paramètres fixes est la méthode de Ziegler-Nichols. Cette méthode a été abordée dans de nombreux travaux de recherche [46].

La deuxième méthode est les régulateurs IP à gains adaptatifs en temps réel, plusieurs méthodes pour adapter les paramètres d'un régulateur IP adaptatif ont été étudiées et comparées [47][48]. Nous présentons, dans cette partie, la synthèse d'un régulateur IP adaptatif en utilisant la logique floue type 1.

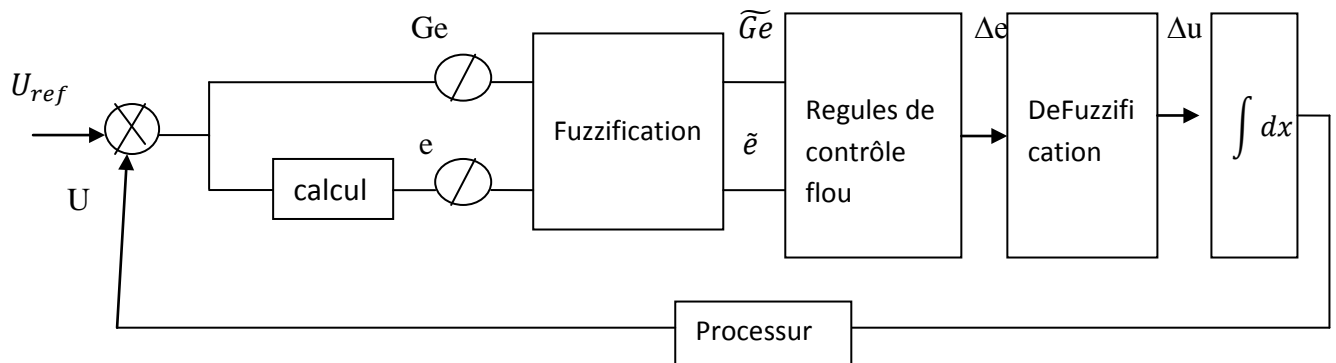


Fig. 4.2. Schéma bloc d'une boucle de régulation à contrôleur flou.

Un ensemble de règles floues de la forme suivante est utilisé pour faire cette adaptation :

$$si\ e(k)\ est\ A_i\ et\ \Delta e(k)\ est\ B_i\ alors\ \Delta k_p\ est\ C_i \tag{4.1}$$

où A_i, B_i et C_i sont les ensembles flous correspondant à $e(k), \Delta e(k)$ et ΔK_p , respectivement.

$e(k)$ et $\Delta e(k)$ représentent l'erreur de sortie et sa dérivée.

Pour la vitesse Ω l'erreur et sa dérivée sont données par :

$$e_{\Omega}(k) = \Omega_d - \Omega \tag{4.2}$$

$$\Delta e_{\Omega}(k) = \frac{e_{\Omega}(k+1) - e_{\Omega}(k)}{T} \tag{4.3}$$

Où T est la période d'échantillonnage.

Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée et sortie sont définies par des formes triangulaires et trapézoïdales (Figures 4.3 et 4.4).

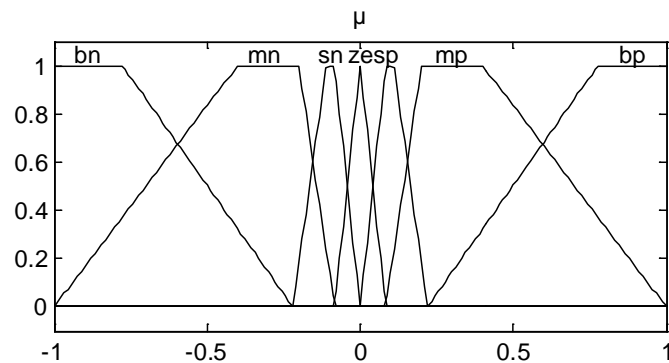


Fig. 4.3. Fonctions d'appartenance d'entrées $e(k)$ et $\Delta e(k)$.

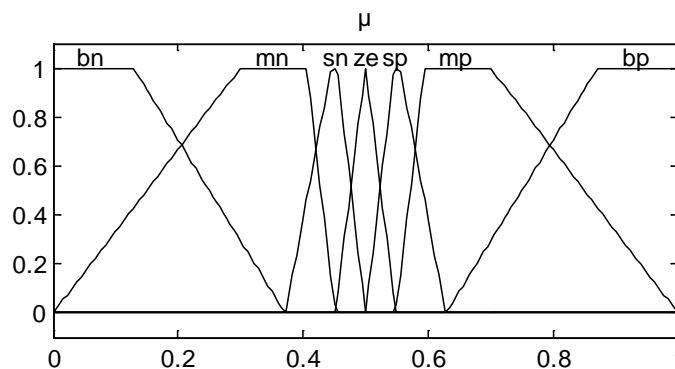


Fig. 4.4. Fonctions appartenance de paramètre K_p [43].

Dans ce table, n, p, ze, s, m, b représentent négatif, positif, zéro, petit, moyen et grand respectivement. Par exemple nb signifie négatif grand, et ainsi de suite.

Table. 4.1 Table de règle

		$e(k)$						
		nb	nm	ns	ze	ps	pm	pb
$\Delta e(k)$	nb	nb	nb	nb	nb	ze	ze	ze
	nm	nb	nb	nm	nm	ze	ze	ze
	ns	nb	nb	ns	ze	ze	ps	pm
	ze	nb	nm	ns	ze	ps	pm	pb
	ps	nm	ns	ns	ps	ps	pb	pb
	pm	ze	ze	ze	pm	pm	pb	pb
	pb	ze	ze	ze	pb	pb	pb	pb

La surface générée pour K_p est présentée sur la figure 4.5.

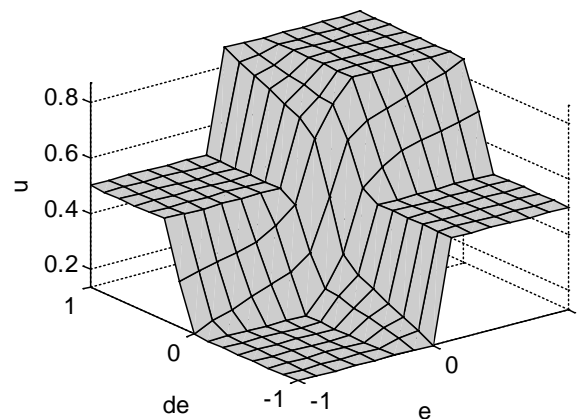


Fig.4.5. Surface K_p .

4.4 Résultats de Simulation

Nous avons procédé à une série de simulation afin d'étudier le comportement du contrôleur IP à gain adaptatif par la logique floue type -1 de la MADA, munit des commandes précédents. Les différentes simulations envisagées sont similaires à celles réalisées au chapitre (2).

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation, sont exposés sur les Figures (4.6), (4.7).

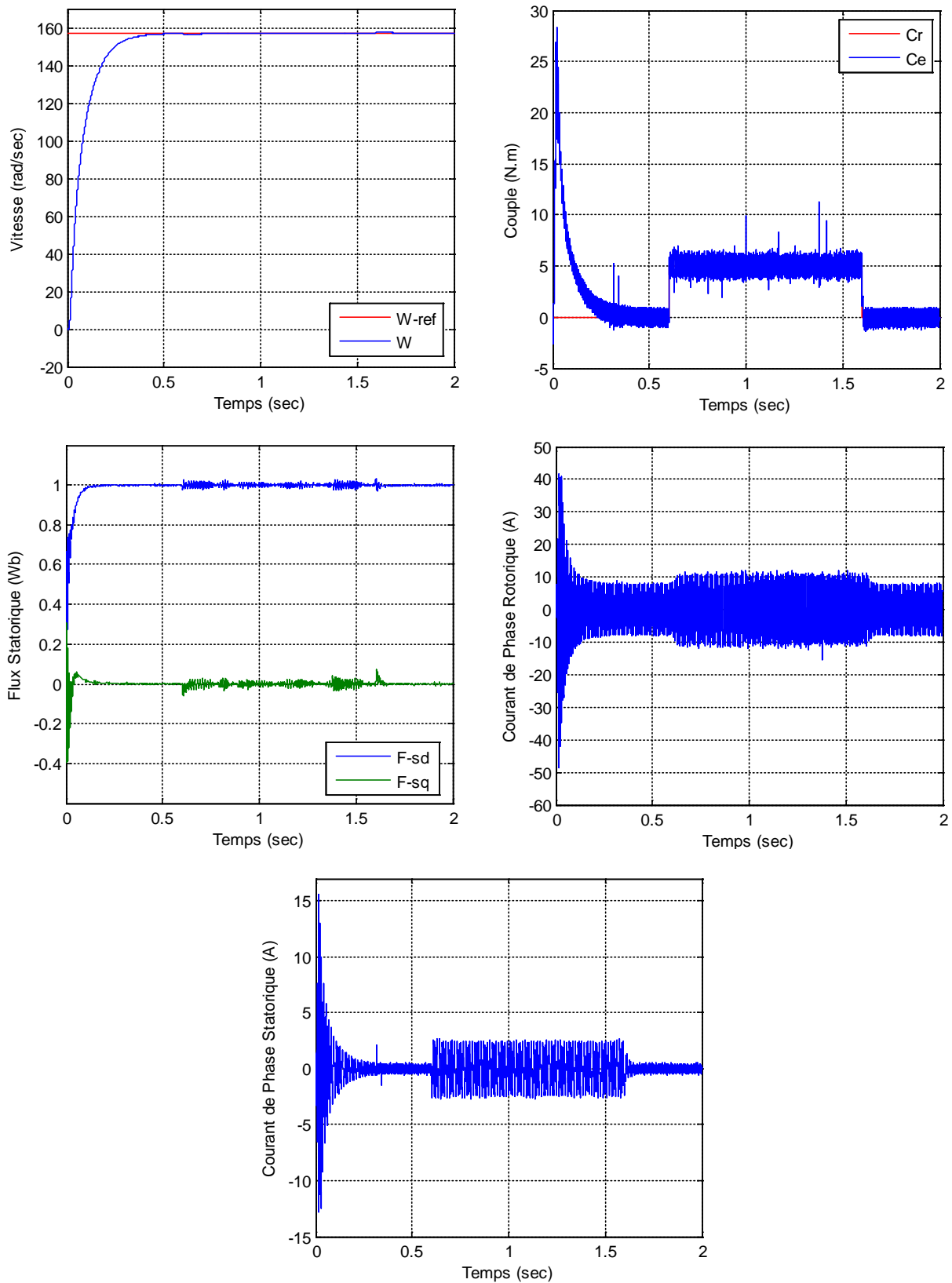
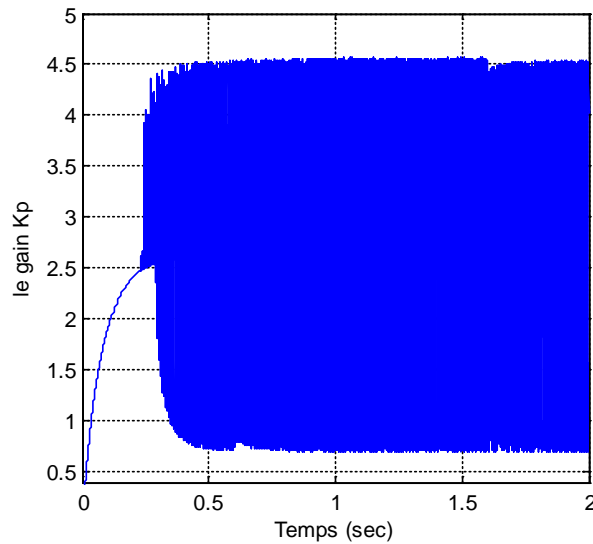


Fig. 4.6. Résultats de simulation de la commande IP adaptative par la logique floue type-1 sous une charge entre $t = [0.6, 1.6]$.

Fig. 4.7. Gain K_p .

Les résultats obtenus montrent bien que la commande floue type-1 adaptative utilisée de bonnes performances, en poursuite avec un bon suivi de la vitesse de référence avec une erreur statique. L'évolution du gain de commande est présentée par la figure (4.7), où nous constatons l'intervention de ce gain aux moments où la charge est appliquée, ce qui montre le besoin de faire changer ce gain au cours de fonctionnement de la MADA.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé la technique de commande adaptative floue type-1, les résultats de simulation possèdent de bonnes performances : la rapidité (temps de réponse), pas de dépassement et la robustesse de la commande adaptative floue type-1.

Une comparaison générale entre les deux types de commande utilisés dans cette mémoire, où nous avons bien constaté la supériorité des régulateurs floue type-1 par rapport à la commande vectorielle du point de vue l'insensibilité aux variations paramétriques et ces bonnes performances dynamiques.

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette mémoire, fait la commande IP à gains adaptatifs d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) alimentée en tension. Il s'agit de développer des techniques adaptatives robustes basées sur la logique floue type-1 afin d'assurer les performances de poursuite, tout en respectant l'analyse de la stabilité globale du système étudié. Ainsi que la commande vectorielle de cette machine.

Au premier temps, une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients ont été présentés. Afin de mieux maîtriser la machine, le deuxième point a été consacré à la modélisation de cette dernière, en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices, Ce modèle a été validé en simulation.

La commande par orientation de flux statorique a été présentée. Les résultats obtenus montrent que cette régulation présente des bonnes performances en termes de poursuite et de rejet de perturbation. Cependant, l'inconvénient majeur connu de cette commande est bien que sa sensibilité aux variations paramétriques de la machine où le découplage est affecté.

Dans le but d'améliorer les performances du système et éliminer les inconvénients principaux de la commande vectorielle à savoir la faible robustesse. Les résultats de simulation obtenus mettent bien en évidence les performances de cette technique de commande.

Finalement et afin d'améliorer la robustesse du système bouclé, nous avons présenté, une nouvelle commande adaptative basée sur la logique floue type-1.

Suggestions et perspectives

Suite à cette étude, quelques suggestions et perspectives peuvent être faites afin de pouvoir contribuer si possible à l'amélioration du fonctionnement de la machine considérée, à savoir :

- Application des techniques de réglage de l'automatique moderne à savoir la commande non linéaire, la fusion des réseaux de neurones avec les techniques flous type-2, la commande par mode glissant et mode glissant d'ordre supérieur, commande par la méthode du backstepping, commande hybride glissante-backstepping etc ...

- Reprendre l'étude présentée en changeant les onduleurs à deux niveaux par d'autres convertisseurs de puissance tels que, les onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.
- L'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commande proposés.

Références bibliographiques

- [1] L. Benalia. « Commande en tension des moteurs à induction double alimentés », Thèse de doctorat, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [2] T. Ayoub. « Analyse et commande quatre quadrants de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, l'école de génie de l'université du Québec en Abitibi Témiscaminque, Canada, 2013.
- [3] Y. Bekakra. « Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, Université de Biskra, Algérie, 2014.
- [4] M. Cherkaoui. « Contribution à la modélisation, à l'étude et à la commande des machines alternatives application à une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 1990.
- [5] N. Ezziani. « Commande adaptative floue backstepping d'une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, France, 2010.
- [6] K. Chafaa. « Structures d'identification et de commande des systèmes non linéaires basées sur les techniques floues », Thèse de doctorat, Université Batna, Algérie, 2006.
- [7] 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 & expérimentation », Thèse de doctorat, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [8] G. Salloum. « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, l'institut national polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [9] P.E. Vidal. « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, l'institut national polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [10] G. Khojet el khil. « Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) », Thèse de doctorat, l'institut national polytechnique de Toulouse, France, 2006.

Références bibliographiques

- [11] B. Hopfensperger et D.J. Atkinson. « Doubly fed A.C. Machines: classification and comparison », Proc.EPE, Graz,Autriche, August 2001, pp.1-17.
- [12] I. Shapoval, S. Peresada et J. Clare.« Torque and reactive power control of doubly fed induction machine with matrix converter », IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Cambridge, England, June 30-July 2 2008, pp. 2469-2474.
- [13] A. K. Dalal, P. Syam, A. K. Chattopadhyay. « Use of matrix converter as slip power regulator in doubly-fed induction motor drive for improvement of power quality », IEEE Proc. Power India Conference, New Delhi, India,2006.
- [14] D. Ramuz « Machine généralisée alimentée par deux convertisseurs », Thèse de Doctorat, Institut de Génie Energétique de Belfort, UFR des Sciences Techniques et Gestion de l'Industrie,France, 2000.
- [15] A. Petersson, L. Harnfors et T. Thiringer. « Evaluation of current control methods for wind turbines using Doubly-Fed Induction Machines ». IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 39, No. 3, January 2005, pp. 227-235.
- [16] H. Bennani. « Machine asynchrone à double alimentation : les lois de commande en régime permanent », Mémoire de Magister, Université Laval, France, 2011.
- [17] Y. Bekakra. « Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, Université de Biskra, Algérie, 2014.
- [18] Z. Boudjemaa. «Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou ». Mémoire de Magister, Université d'Oran, Algérie. 2010.
- [19] Y. Elbia, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009.

Références bibliographiques

- [20] A. Boyette, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone a double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », Thèse de doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 11, France, 2006.
- [21] R. Abdessemed, « Modélisation et simulation des Machines Electriques », Livre, Edition TECHNOSUP, Univ Batna , 2012.
- [22] B. Youcef, « Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation » , Thèse de doctorat en Electrotechnique, Université Mohamed Khider de Biskra, Algérie, 2014.
- [23] F. Poitiers. « Étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne », Thèse de doctorat, Université de Nantes, France, 2003.
- [24] M. S. Vicatos et A. J. Tegopoulos, « A doubly-fed induction machine differential drive model for automobiles », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, No. 2, pp. 225- 230, 2003.
- [25] D. Youcef, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle. » , Thèse de doctorat en Electrotechnique, universite djillali liabes de SIDI-BEL-ABBES , Algérie, 2015.
- [26] 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.
- [27] M. S. Vicatos et A. J. Tegopoulos, « A doubly-fed induction machine differential drive model for automobiles », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, No. 2, pp. 225- 230, 2003.
- [28] F. Javier, « Modélisation, conception et commande d'une machine sans balais doublement alimentée pour la génération a vitesse variable », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2003.
- [29] A. Zemmit, « Commande en tension d'un moteur asynchrone a double alimentation », Mémoire de Master en Electromécanique, université de M'sila, Algérie, 2013.

Références bibliographiques

- [30] A. Meroufel, « Contrôle De La Machine Asynchrone ». Polycopie De Cours, Université Djillali Liabes de Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [31] G.K.Singh, «Multi-phase induction machine drive research a survey» electric power systems research 61(2002) 139-147.
- [32] L. Benalia. « Commande en tension des moteurs à induction double alimentés », Thèse de doctorat, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [33] A. Merabet. « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine Asynchrone», Thèse de doctorat, Université de Québec à Chicoutimi, Canda, 2007.
- [34] Y. Bekakra. « Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, Université de Biskra, Algérie, 2014.
- [35] F. Blaschke. « The principle of field orientation as applied to the new closed loop control system for real time control of induction motors », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No.1, 1999, pp.3-13.
- [36] N. Akkari. « Commande adaptative de la machine asynchrone à double alimentation par des sources de courants », Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [37] E. Merabet . « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Mémoire de Magister, Université de Batna. Algérie. 2008.
- [38] M. Zelmat. « Automatisation des processus industriels tome 2 commande modale et adaptative », Presses Office des Publications Universitaires, 2001.
- [39] F. Naceri, N. Lakhdari et S. Sellami. « Théorie de la commande adaptative », Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1998.
- [40] L. Reznik : « Fuzzy Controllers ». Newness, Université de Technologie Victoria, Melbourne, Australie. 1997.
- [41] H. Rezzine : « Introduction à la Logique Floue & à la Commande Floue». Cours 3AIng Contrôle des Systèmes. Ecole Militaire Polytechnique (EMP), Alger (Algérie).

Références bibliographiques

- [42] H. Bühler : « Réglage par Logique Floue ». Collection Electricité. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes. Suisse. 1994.
- [43] A. Bouguerra. «Commande Tolérante aux Défauts d'un Appareil à Vol Vertical », These de doctorat, Université de M'sila, Algérie, 2015.
- [44] K. M. Passino et S. Yurkovich. « Fuzzy Control ». Addison-Wesley. The Ohio State University. 1998.
- [45] F. Chevré, F. Guély. « La logique floue ». Cahier Technique n° 191. Groupe Schneider. Mars, 1998.
- [46] J.G. Ziegler et N.B. Nichols. « Optimum settings for automatic controllers », ASME Trans., Vol. 64, 1942, pp. 759-768.
- [47] F. Karray, W. Gueaieb et S. Al-sharhan. « The hierarchical expert tuning of PID controllers using tools of soft computing », IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics-Part B: Cybernetics, Vol. 32, No. 1, 2002, pp. 77-90.
- [48] Y. Guo et T. Yang. « A new type of computational verb gain-scheduling PID controller », In International Conference on Counterfeiting Security and Identification in Communication. Chengdu, 2010, pp. 235-238.

Annexe

Données de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) [1].

Valeurs nominales : 0.8kW ; 220/380 V ; 50 Hz ; 3.8/2.2 A

Connexion du rotor-étoile : 3×120 V ; 4.1 A ; 1420 tr/min

Les Paramètres :

R_s (Résistance du stator) = 11.98 Ω

R_r (Résistance du rotor) = 0.904 Ω

L_s (Inductance du stator) = 0.414 H

L_r (Inductance du rotor) = 0.556 H

M (Inductance mutuelle) = 0.126 H

$P = 2$

J (Inertie de rotor) = 0.01 kg.m²

f (Coefficient de frottement) = 0.00 S.I

Résumé

Le travail réalisé dans cette mémoire concerne la commande IP à gains adaptatifs floue robuste d'une machines asynchrones à double alimentation, en utilisant des approches issues de la théorie de la logique floue telles que les algorithmes d'adaptation à base des régulateurs classiques de type Proportionnel-Intégral PI et leurs applications sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Dans une première partie, on a présenter un bref tour d'horizon sur la recherche dédiée à la machine asynchrone à double alimentation, puis la modélisation et la commande vectorielle par orientation de flux statorique et la commande adaptative floue type-1 appliquées à la MADA. Des simulations sont effectuées pour valider chaque commande. Finalement les résultats obtenus de ce technique de commande robuste basée sur les systèmes flous de la machine asynchrone à double alimentation se traduisent par de meilleures performances dynamiques de la vitesse, couple et du flux.

Mots clés : MADA, commande vectorielle par orientation de flux statorique, floue type-1, flou adaptatif.

Abstract

The work concerns the IP fuzzy gain adaptive of doubly feed inductions systems using approaches from the theory of fuzzy logic such the algorithms adaptation based classic type regulator Proportional-Integral PI and their applications to models of doubly feed inductions machines. In the first part, we gave a brief overview of research dedicated to doubly feed inductions machines (DFIM), after that the models and vector control by stator flux orientation (FOC) of (DFIM). The results obtained with robust control techniques based on fuzzy systems of doubly feed induction machine show superior performances of speed, torque and flux.

Key words: DFIM, FOC, type-1 fuzzy logic, adaptive fuzzy.