

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

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° D'ORDRE : ELM-09



FILIERE: ELECTROMECHANIQUE
OPTION : ELECTROMECHANIQUE

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

Par :

- **KECHAT Abbes**
- **CHERFAOUI Ziad**

THEME

***Nouvelle conception de contrôleur PI robuste
basé sur floue à 12 variables linguistiques pour le
moteur asynchrone à double alimentation***

Soutenu devant le jury composé de:

BENGUESMIA Hani
HERIZI Abdelghafour
ROUABHI Riyadh
OUAGUENI Fayssal

MCA_ Université de M'sila
MCA_ Université de M'sila
MCA_ Université de M'sila
MCA_ Université de M'sila

Président
Encadreur
Co-Encadreur
Examineur

Année universitaire : 2023/2024

Remerciements

A L'issue de la travail nous adressons nos remerciement

Premièrement à dieu de nous avoir donné la force pour

accomplir ce travail.

Nous voudrions remercier mon encadreur de mémoire, Dr. A. HERIZI et Dr. R. ROUABHI, pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter notre réflexion.

également toute l'équipe pédagogique du département Génie électrique de l'université M'sila

Nous remercions toutes les personnes qui ont aidé lors de la rédaction de ce mémoire.

Nous remercions ainsi que tous mes amis et proches.

Dédicace

À mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études,

À mes chères sœurs pour leurs encouragements permanents et leur soutien moral,

À mes chers frères, pour leur appui et leur encouragement,

À toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire,

Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux et le fruit de votre soutien infailible.

Merci d'être toujours là pour moi

CHERFAOUI Ziad

Dédicace

À mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études,

À mes chères sœurs pour leurs encouragements permanents et leur soutien moral,

À mes chers frères, pour leur appui et leur encouragement,

À toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire,

Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux et le fruit de votre soutien infailible.

Merci d'être toujours là pour moi

KECHAT Abbes

SOMMAIRE

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

Chapitre I

Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

I.1 Introduction.....	4
I.2 Généralités sur la machine asynchrone à double alimentation.....	4
I.2.1 Classification	4
I.2.1.1 Machine à double alimentation simple.....	5
I.2.1.2 Machine à double alimentation en cascade.....	5
I.2.1.3 Machine à double alimentation sans balai	5
I.2.1.4 Machine à double alimentation cascade à un repère.....	6
I.2.1.5 Machine à double alimentation sans collecteur.....	6
I.2.2 Modes de fonctionnement de la MADA.....	7
I.2.2.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.....	7
I.2.2.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.....	8
I.2.2.3 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.....	8
I.2.2.4 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.....	9
I.3 Avantages et inconvénients de la MADA.....	9
I.3.1 Avantages De La MADA.....	9
I.3.2 Inconvénients de la MADA.....	10
I.4 Modélisation de la machine asynchrone double alimentation.....	10
I.4.1 Hypothèses simplificatrices.....	10
I.4.2 Comportement de la machine asynchrone à double alimentation.....	11
I.4.3 Modèle mathématique de la MADA.....	11
I.4.3.1 Equations électrique.....	11
I.4.3.2 Equations magnétiques.....	12
I.4.3.3 Equations mécanique.....	12
I.4.4 Modèle diphasé mathématique de la MADA.....	13
I.4.4.1 Description de la transformation de park.....	13
I.4.4.2 Cas particulier de la transformation de park.....	14
I.4.4.3 Modélisation de la MADA dans le repère de park.....	15
I.4.5 Modèle d'état de la MADA.....	15
I.4.6 Résultats de simulation de la MADA.....	16
I.5 Modélisation du système d'alimentation.....	17
I.5.1 La structure de la chaîne d'alimentation choisie.....	17
I.5.2 Modélisation du redresseur	17
I.5.3 Modélisation du filtre.....	18
I.5.4 Modélisation de l'onduleur de tension.....	19
I.5.5 Modélisation de la commande à modulation de largeur d'impulsion.....	21
I.6 Simulation de l'association MADA avec onduleurs a MLI.....	22
I.7 Conclusion.....	23

Chapitre II :

Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

II.1 Introduction	25
II.2 Principe de la commande vectorielle.....	25
II.3 Variantes de la commande vectorielle.....	26
II.4 Application de la commande vectorielle à la MADA.....	26
II.5 Structure de la commande vectorielle directe de la MADA.....	28
II.5.1 Bloc de défluxage.....	28
II.5.2 Principe du découplage par compensation.....	29
II.6 Dimensionnement des régulateurs.....	29
II.6.1 Régulateur du courant I_{rd}	29
II.6.2 Régulateur du courant I_{rq}	30
II.6.3 Régulateur du flux statorique.....	31
II.6.4 Régulateur de la vitesse.....	31
II.7 Simulation de la commande vectorielle de la MADA.....	32
II.7.1 Interprétation des résultats	35
II.8 Conclusion.....	35

Chapitre III :

Commande Floue de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

III.1 Introduction	38
III.2 Principe de la logique floue.....	38
III.3 Eléments de base de la logique floue.....	38
III.3.1 Variables linguistiques et ensembles flous.....	38
III.3.2 Fonctions d'appartenance.....	39
III.3.3 Propriétés des ensembles flous.....	40
III.4 Structure générale d'un régulateur flou	41
III.4.1 Interface de fuzzification.....	41
III.4.2 Base de connaissance.....	41
III.4.3 Inférence floue.....	42
III.4.4 Interface De Défuzzification.....	44
III.5 Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue.....	44
III.5.1 Avantages [36].....	44
III.5.2 Inconvénients [37].....	44
III.6 Application de la commande par la logique floue à la MADA.....	45
III.6.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse.....	45
III.7 Résultats de simulation	47
III.7.1 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge.....	47
III.7.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse.....	48
III.7.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique.....	49
III.7.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique.....	50
III.7.5 Interprétations.....	51
III.8 Conclusion.....	41
Conclusion générale.....	53
Références bibliographiques.....	56

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

Figure (I.1) : Principe de l'alimentation de la MADA [09].....	04
Figure (I.2) : Principe de la machine à double alimentation simple [14].....	05
Figure (I.3) : Principe de la machine à double alimentation en cascade [14].....	05
Figure (I.4) : Principe de la machine à double alimentation sans balai [14].....	06
Figure (I.5) : Principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère [14]	06
Figure (I.6) : Principe de la machine à double alimentation sans collecteur [14].....	06
Figure (I.7) : Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone [19].....	08
Figure (I.8) : Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone [19].....	08
Figure (I.9) : Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone [19].....	08
Figure (I.10) : Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone [19].....	09
Figure (I.11) : Représentation simplifiée de la MADA.....	11
Figure (I.12): Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.....	13
Figure (I.13) : Résultats de simulation de la MADA en charge ($C_r=15$ N.m).....	16
Figure (I.14) : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine [14].....	17
Figure (I.15) : Représentation du redresseur triphasé à diodes [14].....	18
Figure (I.16): Représentation de la tension redressée.....	18
Figure (I.17) : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux [25].....	19
Figure (I.18) : Représentation d'un GTO [14].....	20
Figure (I.19): Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.....	21
Figure (I.20) : Réponses du système avec ($V_r=12V$; $f_r=5Hz$).....	22

Chapitre II :

Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

Figure (II.1) : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC [14].....	26
Figure (II.2) : Illustration de l'orientation du flux statorique.....	27
Figure (II.3) : Schéma de principe de la commande vectorielle à flux statorique orienté de la MADA.....	28
Figure (II.4) : Profil du flux statorique de consigne (défluxage).....	29
Figure (II.5) : Schéma de régulation du courant I_{rd}^*	30
Figure (II.6) : Schéma de régulation du courant I_{rq}^*	30
Figure (II.7) : Schéma de régulation du flux statorique.....	31
Figure (II.8) : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.....	31
Figure (II.9) : Test de robustesse pour une variation de couple résistant.....	33
Figure (II.10) : Test de robustesse pour la variation de sens de rotation.....	33
Figure (II.11) : Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% de sa valeur nominale.....	34
Figure (II.12) : Test de robustesse pour une variation de R_s de +100% de sa valeur nominale.....	35

Chapitre III :

Commande Floue de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

Figure (III.1) : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.....	38
Figure (III.2) : Représentation de la fonction triangulaire.....	39
Figure (III.3) : Représentation de la fonction trapézoïdale.....	39
Figure (III.4) : Représentation de la fonction gaussienne.....	40
Figure (III.5) : Caractéristiques d'un ensemble flou.....	40
Figure (III.6) : Structure interne d'un régulateur	41
Figure (III.7) : Exemple d'inférence Max-Min.....	43
Figure (III.8) : Exemple d'inférence Max-Produit.....	43
Figure (III.9) : Schéma bloc de la structure de commande floue de la MADA.....	45
Figure (III.10) : Schéma synoptique d'un régulateur PI-flou de vitesse.....	46
Figure (III.11) : Fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.....	46
Figure (III.12) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.....	48
Figure (III.13) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.....	49
Figure (III.14) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.....	50
Figure (III.15) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.....	50

Introduction générale

Les moteurs asynchrones sont largement préférés dans les installations industrielles en raison de leur faible coût, de leur masse réduite, de leur robustesse et de leur construction simple, nécessitant un entretien minimal [1]. Parmi les types de moteurs asynchrones les plus utilisés dans l'industrie, la machine asynchrone à double alimentation (MADA) se distingue. Il s'agit d'une machine triphasée avec un rotor bobiné pouvant être alimentée par deux sources de tension, l'une au stator et l'autre au rotor [2]. La MADA offre une solution idéale pour les entraînements à haute performance et à vitesse variable, permettant un fonctionnement à très basse vitesse.

Cependant, du point de vue de la commande, ces moteurs posent des défis qui contredisent les hypothèses de la théorie de commande classique [3-6]. Ils se caractérisent par une dynamique non linéaire, couplée, multi-variable et à paramètres variant dans le temps, avec un rotor inaccessible. Au fil des quarante dernières années, des efforts considérables ont été déployés pour développer des commandes efficaces afin de maîtriser le comportement dynamique des moteurs asynchrones [7].

Diverses approches de commande de la machine asynchrone ont été explorées, notamment la commande vectorielle par orientation du flux (FOC) qui a été introduite au début des années 70 par F. Blaschke et Hass [8], visant à réaliser un découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique, similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Bien que cette technique offre des performances dynamiques de bonne qualité, elle est sensible aux variations paramétriques, en particulier à la variation de la résistance rotorique, qui affecte directement l'angle d'orientation du flux. Deux types de contrôle vectoriel à flux orienté sont possibles : direct, nécessitant la connaissance du module et de la phase du flux rotorique réel, et indirect, où seule la position du flux rotorique est estimée [9, 10].

Ainsi, plusieurs techniques de contrôle ont été développées pour améliorer la robustesse face à ces variations, notamment la commande non linéaire par retour d'état de linéarisation entrée-sortie [11], la commande directe du couple (DTC), la commande par mode glissant, la commande par Backstepping et la technique du commande par la logique floue, ...etc.

La logique floue, en particulier, s'est imposée comme une méthode prometteuse en raison de ses propriétés, notamment sa capacité à générer des lois de contrôle efficaces sans nécessiter une modélisation approfondie. Contrairement à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, un régulateur basé sur la logique floue n'exploite pas une relation mathématique précise, mais utilise des inférences basées sur plusieurs règles, en se basant sur des variables linguistiques. Ainsi, il peut prendre en compte l'expertise des opérateurs d'un processus technique [12]. La logique floue s'est avérée être l'un des outils les plus efficaces pour améliorer la robustesse de la commande des systèmes non linéaires, en surmontant les erreurs de modélisation et les variations paramétriques. Ces propriétés ont été largement démontrées tant sur le plan théorique que pratique dans de nombreuses études [13, 14, 15, 16]

Nous proposons dans ce travail une approche combinant la logique floue avec la commande vectorielle à flux statorique orienté de la MADA. Cette combinaison sera exploitée pour développer une nouvelle commande adaptative basée sur la logique floue, visant à améliorer les performances dynamiques du moteur asynchrone à double alimentation.

La structure du présent travail est organisée en trois chapitres, comme suit :

Dans le premier chapitre, nous examinerons la modélisation classique de la MADA dans le repère de Park lié au champ tournant (d, q), suivi d'un aperçu sur la commande à modulation de largeur d'impulsion des onduleurs de tension. L'objectif est de définir une représentation d'état et de mettre en évidence la structure multi-variable et la nature non linéaire de cette machine.

Le deuxième chapitre aborde la commande vectorielle conventionnelle appliquée à la MADA alimentée en tension. Nous expliquerons le principe de l'orientation du flux statorique et résumerons les fondements des méthodes directe et indirecte pour sa réalisation. La méthode directe d'orientation du flux sera ensuite utilisée pour le réglage de la vitesse de la machine, avec des résultats de simulation et des interprétations pour évaluer les performances face aux variations paramétriques.

Dans le troisième chapitre, nous nous obliquerons la commande floue à 12 variables linguistiques à la MADA. Nous commencerons par aborder la logique floue, ses concepts fondamentaux et le mode de raisonnement propre aux variables linguistiques, ainsi que l'intérêt d'une commande basée sur cette branche de l'intelligence artificielle. Enfin, nous illustrerons les performances et les améliorations apportées par cette approche par rapport au réglage classique de la vitesse à travers des résultats de simulation et des interprétations.

En conclusion, nous proposerons une synthèse générale pour récapituler et commenter cette étude, en envisageant quelques pistes de recherche pour l'avenir.

Chapitre I :
Modélisation de la Machine Asynchrone à Double
Alimentation

I.1 Introduction :

Étudier le comportement d'un système est une tâche complexe qui requiert une solide compréhension de son modèle dynamique pour prédire avec précision son fonctionnement dans divers scénarios. Pour les machines électriques tournantes, une modélisation efficace exige une connaissance approfondie de leur structure électrique (alimentation électrique) et mécanique (masse en rotation, couple résistant, frottement visqueux).

Ce chapitre vise à réaliser une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation, en examinant son principe de fonctionnement, les différentes stratégies de commande, ainsi que ses avantages et inconvénients. La modélisation de cette machine dans le repère de Park avec ses deux alimentations à fréquences variables sera présentée, la modélisation de l'onduleur de tension et sa commande MLI de type sinus triangle seront abordées.

I.2 Généralités sur la machine asynchrone à double alimentation :

La machine asynchrone à double alimentation, également connue sous le nom de "DFIM", est apparue pour la première fois en 1899. Il s'agit non pas d'une nouvelle structure, mais d'un nouveau mode d'alimentation. Son stator ressemble à celui des machines triphasées classiques, généralement constitué de tôles magnétiques empilées avec des encoches pour les enroulements. Le rotor de cette machine est constitué de trois bobinages connectés en étoile, dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices frottées par des balais lorsque la machine tourne.

L'aspect original de cette machine réside dans son rotor, qui se distingue par des enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques (rotor bobiné). Chaque enroulement du rotor est relié à une bague pour permettre une connexion externe, ce qui différencie cette conception des rotors à aimants ou cages d'écureuil traditionnels [07, 08].

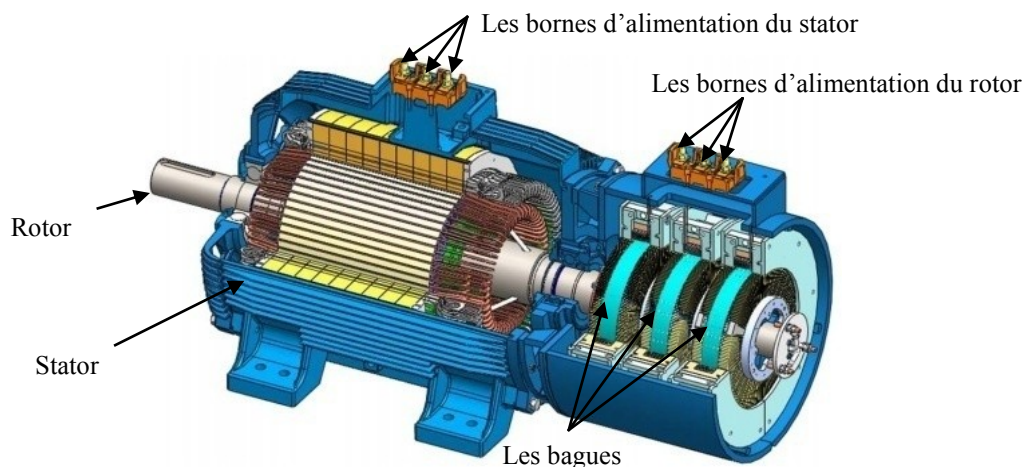


Figure I.1 : Principe de l'alimentation de la MADA [09].

I.2.1 Classification :

Dans la littérature du domaine des machines asynchrone à double alimentation, on trouvera la classification suivante [02, 10-13].

I.2.1.1 Machine à double alimentation simple :

La machine à double alimentation simple est une machine asynchrone à rotor bobiné occupée par un système balais-bague (Single Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.2) illustre le principe de cette dernière, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, ainsi que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de la machine peut être contrôlé [10], [12, 13].

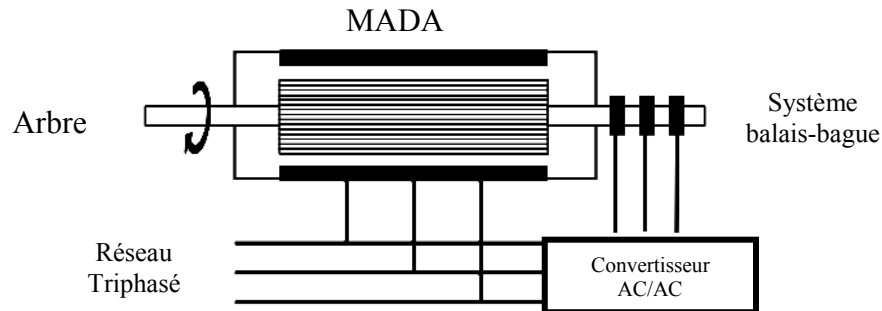


Figure I.2 : Principe de la machine à double alimentation simple [14].

I.2.1.2 Machine à double alimentation en cascade :

Cette machine est constituée de deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement, (Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.3) présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées [11].

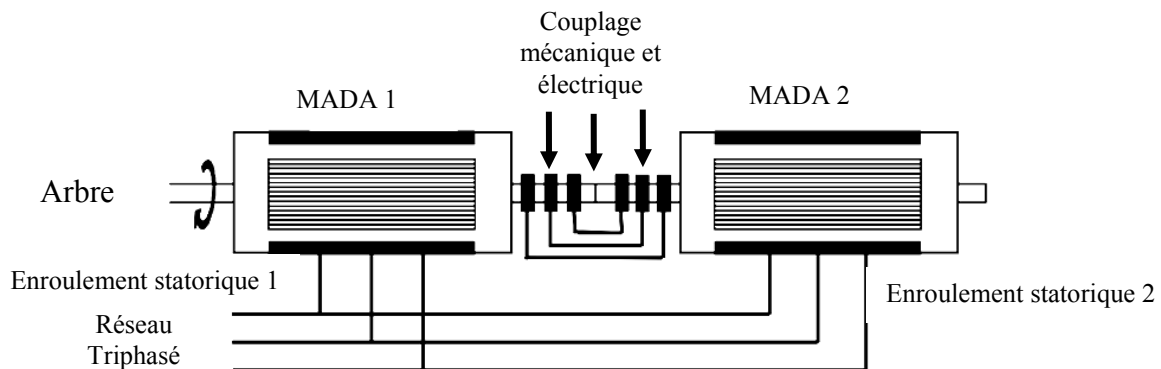


Figure I.3 : Principe de la machine à double alimentation en cascade [14].

I.2.1.3 Machine à double alimentation sans balai :

L'idée de la machine à double alimentation sans balais (Brushless Doubly Fed Induction Machine) a été pour la première fois mise en évidence par Steinmetz à la fin du 19^{ème} siècle. Les enroulements statoriques des deux machines sont reliés au réseau, alors que les enroulements rotoriques sont interconnectés entre eux et par conséquent les bagues sont de facto éliminées (figure (I.4)), où deux machines à rotor bobiné ont été calées sur le même axe. La puissance de glissement de la première machine est donc employée pour exciter la deuxième machine. Ce concept est une solution efficace pour les applications des grandes puissances [11].

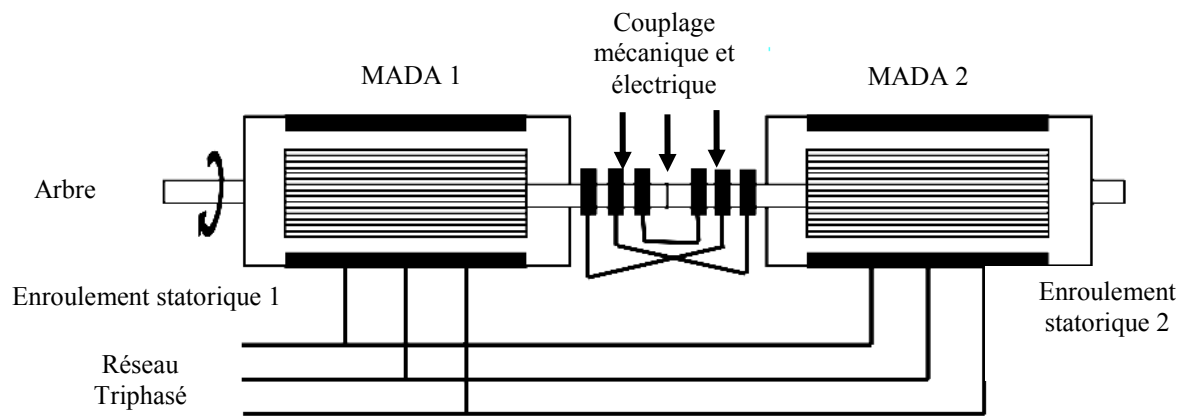


Figure I.4 : Principe de la machine à double alimentation sans balai [14].

I.2.1.4 Machine à double alimentation cascade à un repère :

La machine dans ce cas, (Single Frame Cascaded DFIM), consiste de deux machines asynchrones à cage connectés mécaniquement, tel que le stator de l'une est connecté directement au réseau alors que l'autre connecté par un convertisseur alternatif-alternatif [11].

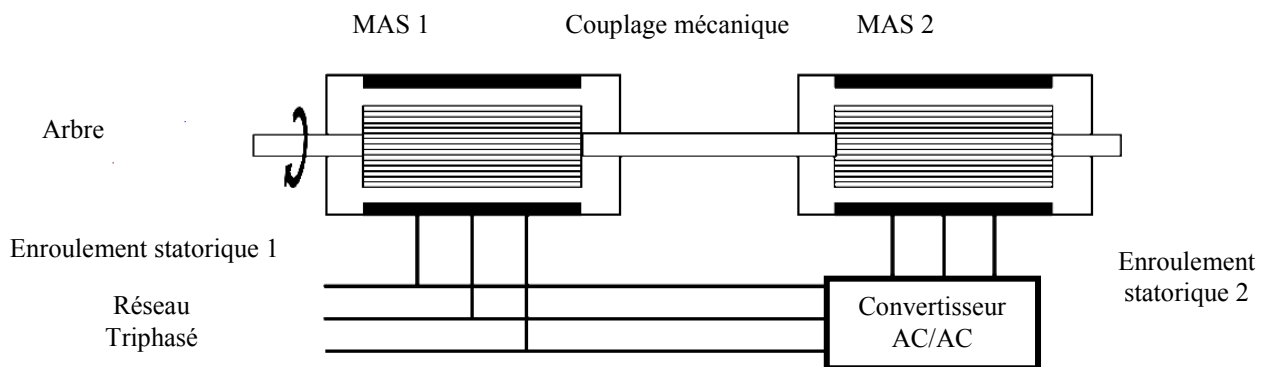


Figure I.5 : Principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère [14].

I.2.1.5 Machine à double alimentation sans collecteur :

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

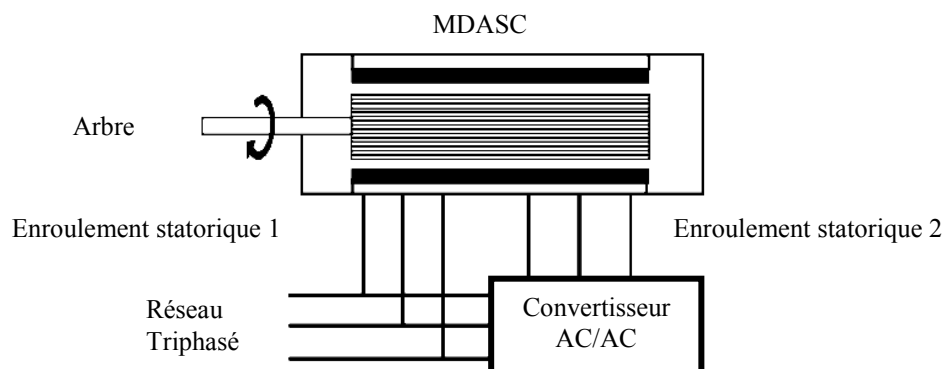


Figure I.6 : Principe de la machine à double alimentation sans collecteur [14].

I.2.2 Modes de fonctionnement de la MADA :

Comme la machine asynchrone classique, la MADA peut 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 mais 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 [17, 18].

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.

$$g = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} = \frac{f_r}{f_s} \quad (I.1)$$

Selon l'équation (I.1), on peut distinguer quatre régimes de fonctionnement:

- **Régime stationnaire** : ($\omega_m = 0 \Rightarrow g = 1$). Dans ce cas, le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s . Par conséquent le rotor est le siège d'une f.é.m. induite mais, il n'y a pas de courant qui circule dans son circuit, donc aucun couple n'existe dans cette machine. Dans ces conditions, le rotor était bloqué et la MADA se comporte comme un transformateur.
- **Régime hypo-synchrone** : ($\omega_m < \omega_s \Rightarrow 0 < g < 1$), le glissement est positif, cela signifie que le champ tournant créé par les enroulements du rotor tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du stator. Dans ce cas, la fréquence du rotor commence à décroître et plus la vitesse du rotor s'approche de celle du synchronisme, plus tend vers 0. De même, la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible pour une vitesse du synchronisme.
- **Régime synchrone** : ($\omega_m = \omega_s \Rightarrow g = 0$), lorsque la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse du synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Dans ce cas, le rotor tourne avec la même vitesse que celle du flux statorique ; donc le rotor ne "voit" aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier ($\omega_r = 0$), il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor.
- **Régime hyper-synchrone** : ($\omega_m > \omega_s \Rightarrow g < 0$), par davantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et le glissement devient négatif, ce que signifie que l'ordre de succession de phase du rotor s'inverse. L'augmentation de la vitesse relative du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor.

I.2.2.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone :

La Figure 1.7 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 [14].

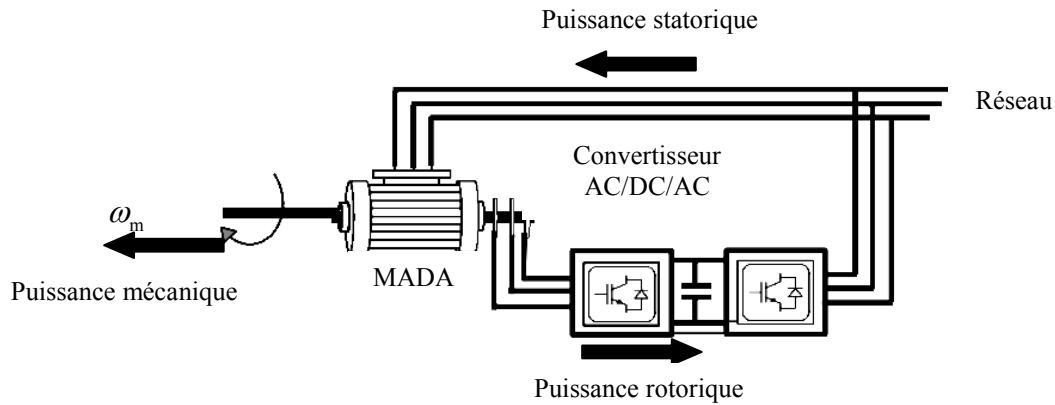


Figure I.7 : Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone [19].

I.2.2.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone :

La Figure I.8 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 [14, 18].

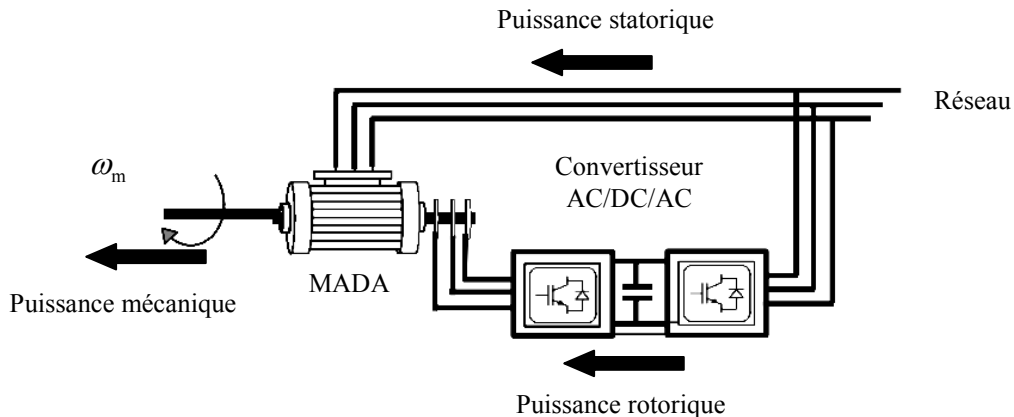


Figure I.8 : Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone [19].

I.2.2.3 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone :

La Figure I.9 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 au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement [19].

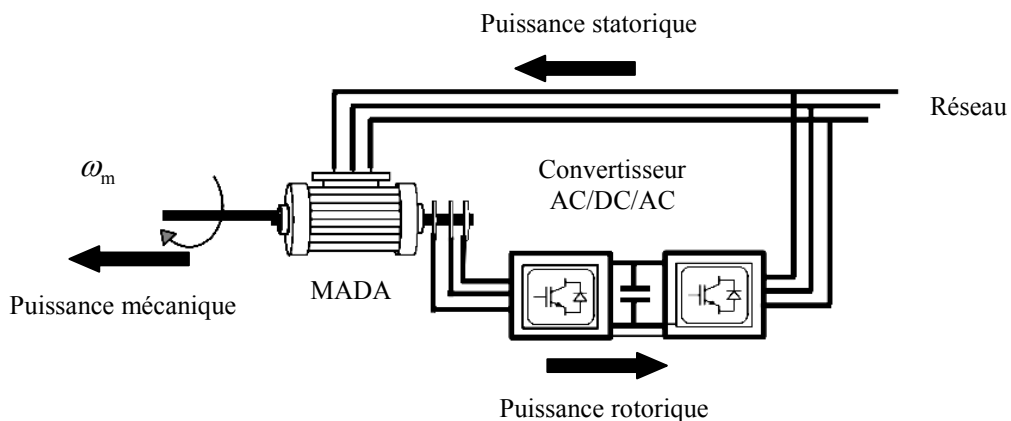


Figure I.9 : Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone [19].

I.2.2.4 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone :

La Figure I.10 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 [18].

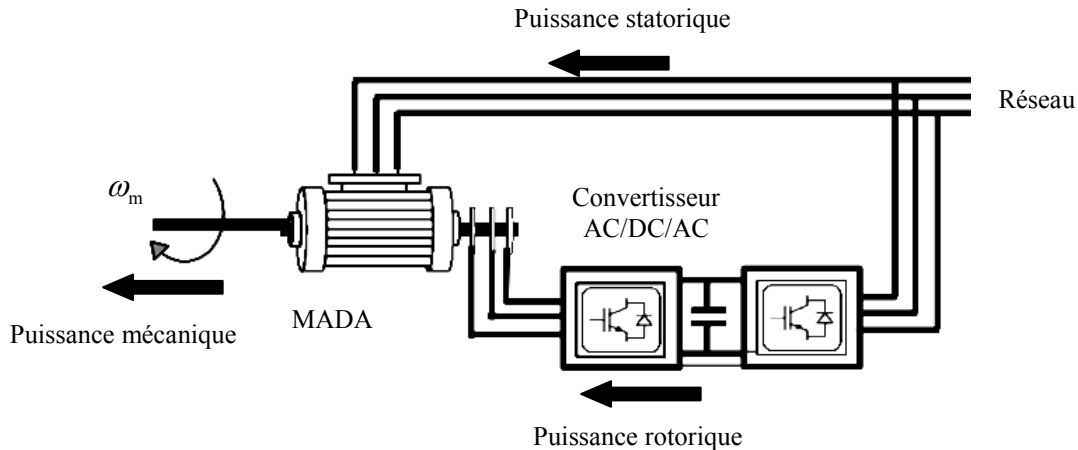


Figure I.10 : Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone [19].

On peut donc remarquer que la MADA a deux principaux avantages sur la machine à cage classique : la production de puissance électrique quelle que soit sa vitesse de rotation (hypo ou hyper synchronisme) et la récupération de la puissance de glissement.

I.3 Avantages et inconvénients de la MADA :

Les principaux avantages et inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation lors l'utilisation dans les différents domaines des vitesses variables [02, 10, 11, 16] :

I.3.1 Avantages De La MADA :

- Efficacité énergétique améliorée grâce à la possibilité de réguler la vitesse sur une large plage tout en maintenant un rendement élevé.
- Réduction de la consommation d'énergie réactive, voire capacité à en fournir, ce qui améliore l'efficacité globale du système.
- Réduction significative de la taille des convertisseurs de puissance, permettant des économies d'espace et de coûts d'installation.
- Flexibilité opérationnelle accrue, avec la capacité de fournir un couple constant sur une large plage de vitesses.
- Adaptabilité à diverses applications industrielles telles que la métallurgie, la traction, les applications de levage, la production d'énergie décentralisée, etc.
- 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) [16].

I.3.2 Inconvénients de la MADA :

Malgré ses avantages, la MADA présente des inconvénients liés principalement au système de bagues et de balais, tels que :

- Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente grâce à la présence du système bagues-balais ;
- Le surcoût engendré par la maintenance due à l'emploi d'un multiplicateur de vitesse et du système bagues-balais de la MADA, comparativement aux autres machines telles que: la machine synchrone à aimants permanents et la machine à réluctance variable ;
- L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs (redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) et par conséquent le prix. Pourtant certaines études prétendent le contraire [11].

I.4 Modélisation de la machine asynchrone double alimentation :

La modélisation des machines électriques tournantes requiert une compréhension approfondie à la fois de leur structure électrique, comprenant l'alimentation électrique, et de leur structure mécanique, incluant la masse en rotation, le couple de résistance et le frottement visqueux. Habituellement, la modélisation des machines asynchrones se fait à l'aide de la méthode des deux axes, qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour convertir un système triphasé réel en un système diphasé fictif.

I.4.1 Hypothèses simplificatrices :

Plusieurs hypothèses simplificatrices doivent être prises en compte et respectées pour élaborer des modèles mathématiques cohérents [03].

- L'entrefer constant.
- L'effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas prise en compte.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Les Pertes ferromagnétiques négligeables.
- De ce fait, tous les coefficients d'inductance propre sont constants et les coefficients d'inductance mutuelle ne dépendent que de la position des enroulements [20, 21].

I.4.2 Comportement de la machine asynchrone à double alimentation :

La machine asynchrone à double alimentation est composée :

- trois bobines statoriques (S_a , S_b , S_c) décalées les unes par rapport aux autres d'un angle de $(2\pi/3)$.
- trois bobines rotoriques identiques, réparties de manière similaire à celles du stator (R_a , R_b , R_c).

Dans l'espace électrique, la position des axes des phases statoriques et rotoriques, où l'angle électrique est égal à l'angle réel multiplié par le nombre (P) de paires de pôles par phase.

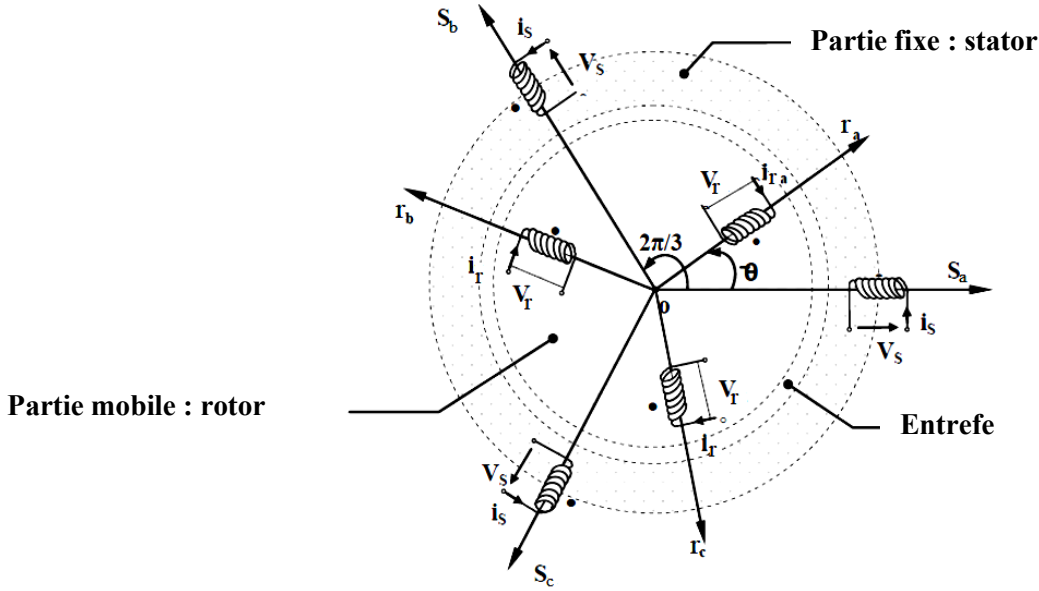


Figure I.11 : Représentation simplifiée de la MADA.

I.4.3 Modèle mathématique de la MADA :

I.4.3.1 Equations électrique :

La loi de Faraday et la loi d'Ohm établissent un lien entre les tensions appliquées sur les enroulements, les flux totalisés et les courants circulant à travers ces bobinages. En utilisant les conventions appropriées, les deux équations matricielles suivantes expriment les tensions sur les divers enroulements [22, 23]:

- pour les enroulements statoriques :

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (I.2)$$

- et pour les enroulements rotoriques :

$$V_r = R_r i_r + \frac{d\varphi_r}{dt} \quad (I.3)$$

Ou sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

De même pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Où :

R_s et R_r sont respectivement les résistances des enroulements statoriques et rotoriques.

V_s , V_r : les tensions simples statoriques et rotoriques.

i_s , i_r : les courants de phase statoriques et rotoriques.

φ_s , φ_r : les flux respectivement statoriques et rotoriques.

I.4.3.2 Equations magnétiques :

Les équations des flux magnétiques qui régissent la MADA sont :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s] \end{cases} \quad (I.6)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Où : , L_{rr} sont respectivement les inductances propres des phases statoriques et rotoriques.

M_s, M_r : les inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques.

$[M_{sr}] = [M_{rs}]$: la matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage stator-rotor qui est donnée par la formule (I.8) :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{\max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$M_{\max}$ est l'inductance mutuelle maximum entre une phase statorique et une phase rotorique.

A partir de l'équation (1.6), on obtient le système d'équations ci-dessous :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [[L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r]] \\ [V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [[L_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s]] \end{cases} \quad (I.9)$$

I.4.3.3 Equations mécanique :

L'équation mécanique de la machine est donnée comme suit :

$$C_{em} = C_r + f\Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.10)$$

Avec :

- C_{em} : le couple électromagnétique de la machine;
- C_r : le couple résistant;
- f : le coefficient de frottement visqueux de la MADA;
- Ω : la vitesse de rotation de l'axe de la MADA;
- J : l'inertie des parties tournantes.

L'expression générale du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{1}{2} p [i]^T \frac{d[L]}{dt} \cdot [i] \quad (I.11)$$

Avec :

$[i]$: Matrice de courant total :

$$[i] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc} \ i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T = \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Matrice inductance totale :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

P : Le nombre de pair de pôle ;

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 :

$$C_{em} = P \cdot [i_s]^T \cdot \frac{d}{dt} [M_{sr}] \cdot [i_r] \quad (I.14)$$

I.4.4 Modèle diphasé mathématique de la MADA :

Étant donné que le modèle de la machine dans le repère triphasé est très complexe, on utilise la transformation de Park pour le simplifier. Cette transformation peut être physiquement expliquée par la réduction de trois enroulements de la machine en seulement deux enroulements [24].

I.4.4.1 Description de la transformation de park :

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet le passage du système triphasé alternatif (repère a, b, c) à un système biphasé (repère (d, q)).

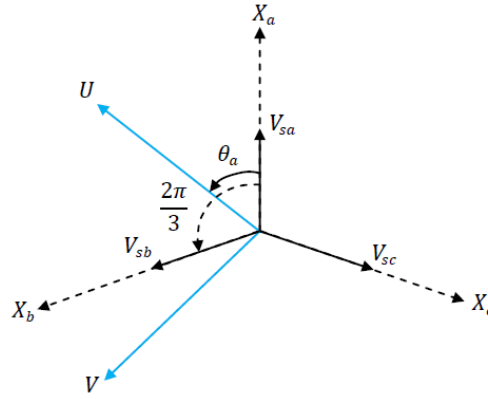


Figure (I.12): Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

θ_a : représente l'angle instantané entre la phase de l'axe X_a et l'axe U .

$w_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

Selon la figure (I.12) la projection du vecteur V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{sa} \cdot \cos \theta_a + V_{sb} \cdot \cos \left(\theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{sc} \cdot \cos \left(\theta_a - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \\ V_{sv} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{sa} \cdot \sin \theta_a + V_{sb} \cdot \sin \left(\theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{sc} \cdot \sin \left(\theta_a - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \end{cases} \quad (I.15)$$

Le terme $\sqrt{(2/3)}$ exprime le passage du système triphasé au système biphasé avec conservation

de puissance.

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (I.15) pour équilibrer la transformation.

$$V_{so} = \frac{1}{3}(V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (\text{I.16})$$

La composante homopolaire V_{so} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (I.15) et (I.16) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $[P(\theta_a)]$.

$$[P(\theta_a)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Les composantes triphasées sont obtenues à partir des variables biphasées (V_{su}, V_{sv}) comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

La matrice inverse de la transformation de Park est donnée par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

I.4.4.2 Cas particulier de la transformation de park :

Dans le cas particulier où $\theta = 0$, la transformation de Park devient soit la transformation de Clark, c'est une transformation triphasée biphasée définie par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

et son inverse est définie par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

Transformation de Concordia : C'est la transformation de Clarke normée, définie par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

et son inverse est définie par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

I.4.4.3 Modélisation de la MADA dans le repère de park :

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

Les expressions des flux dans la forme suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} & (a) \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} & (b) \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} & (c) \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} & (d) \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante :

$$\begin{aligned} C_e &= P [\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}] \\ C_e &= PM [i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}] \\ C_e &= \frac{PM}{L_s} [\varphi_{sq} i_{rd} - \varphi_{sd} i_{rq}] \\ C_e &= \frac{PM}{L_r} [\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}] \end{aligned} \quad (\text{I.28})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continues.

I.4.5 Modèle d'état de la MADA :

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation est décrit par l'équation d'état suivante :

$$[\dot{X}] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (\text{I.29})$$

Avec :

$[X] = [\varphi_{sd} \quad \varphi_{sq} \quad I_{rd} \quad I_{rq}]^T$: Vecteur d'état.

$[U] = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad V_{rd} \quad V_{rq}]^T$: Vecteur de commande.

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

B : Matrice de commande du système.

Telle que :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & \omega_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -\omega_s & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & -\beta\omega & -\delta & (\omega_s - \omega) \\ \beta\omega & \alpha & -(\omega_s - \omega) & -\delta \end{bmatrix}, [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

α, β et δ sont des constantes définies comme suit :

$$\alpha = \frac{M}{\sigma T_s L_s L_r}, \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \delta = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{T_s L_s L_r} \right), T_s = \frac{L_s}{R_s} \text{ et } T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

I.4.6 Résultats de simulation de la MADA :

Les résultats obtenus sont représentés par les figures suivantes :

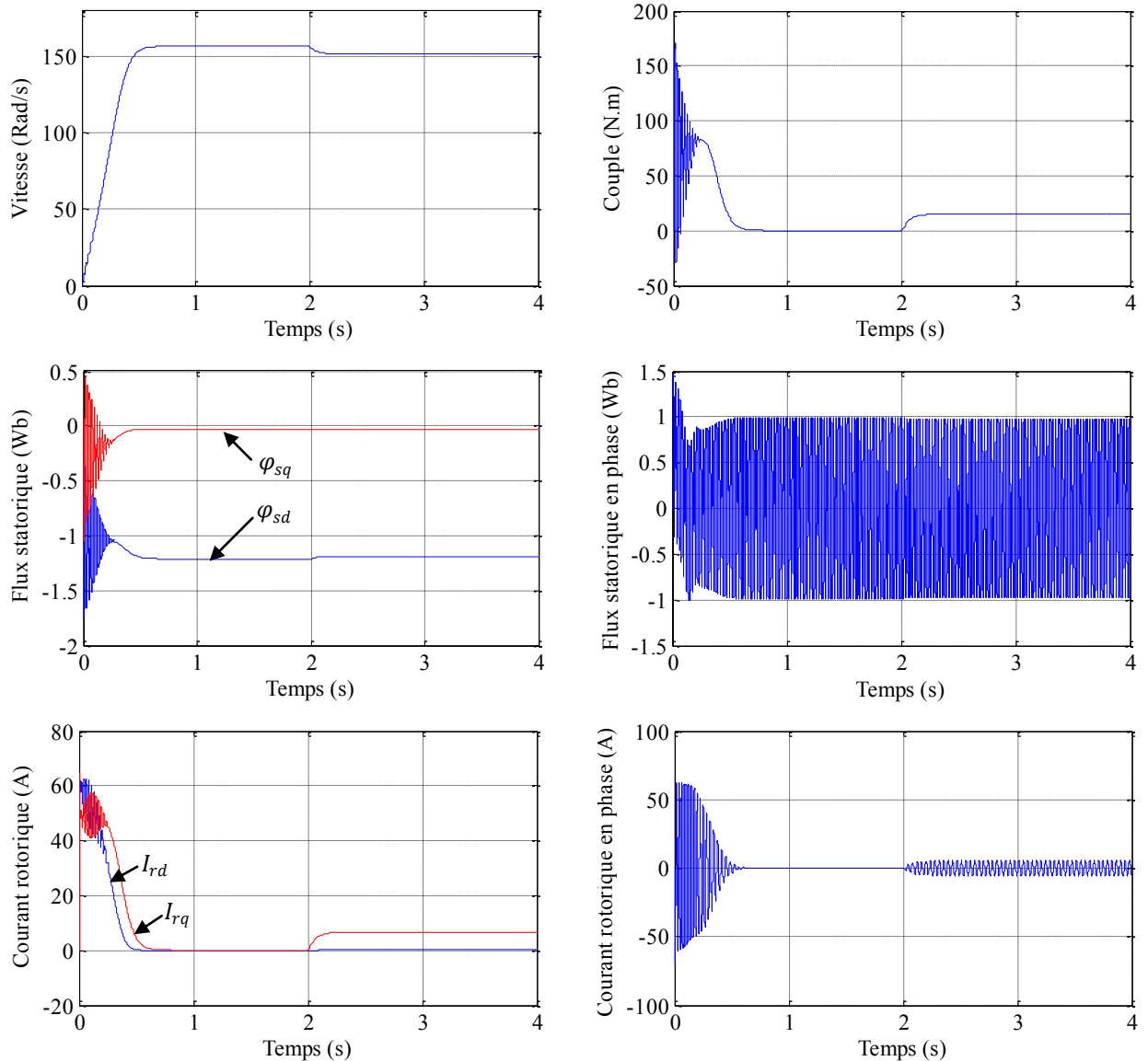


Figure (I.13) : Résultats de simulation de la MADA en charge ($C_r = 15$ N.m).

Initialement, la simulation débute par un démarrage à vide de la machine. Il est observé que le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine dès que celle-ci atteint son régime permanent. La figure (I.9) illustre le fonctionnement de la MADA lors du démarrage à rotor en court-circuit. Sans couple résistant, la vitesse atteint sa valeur finale d'environ 157 rad/s après un temps de réponse de 0.7 s, et l'évolution du couple électromagnétique montre une variation presque nulle en raison de la présence de frottements visqueux.

I.5 Modélisation du système d'alimentation :

Dans les applications nécessitant des variations de vitesse pour les moteurs asynchrones, les onduleurs de tension sont couramment employés. Lorsqu'ils sont alimentés par le réseau électrique, un système d'entraînement électrique comprend généralement:

- Un redresseur d'entrée,
- Un filtre passe-bas est intégré, comprenant un condensateur de capacité élevée, ce qui réduit l'ondulation de la tension U à l'entrée de l'onduleur, la rendant ainsi négligeable.
- Un onduleur de tension,
- Le moteur asynchrone.

I.5.1 La structure de la chaîne d'alimentation choisie :

La figure (I.14), illustre le schéma détaillé des convertisseurs assurant l'alimentation de la machine.

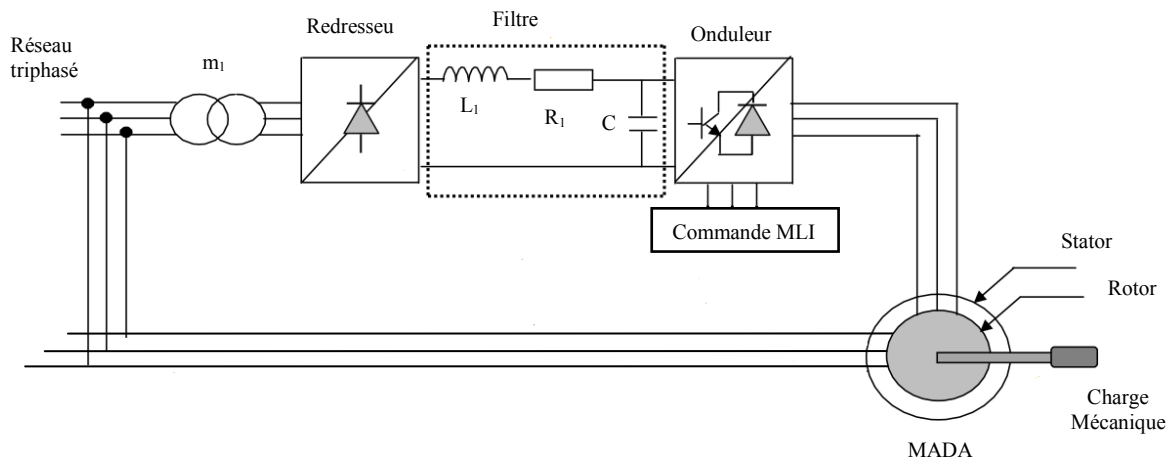


Figure I.14 : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine [14].

I.5.2 Modélisation du redresseur :

Le redresseur est un dispositif statique qui convertit l'énergie provenant d'une source alternative en une source continue. Il existe différents types de montages de redresseurs, et le choix dépend des performances recherchées [25].

Dans notre étude, nous nous concentrons exclusivement sur le redresseur triphasé à double alternance non commandé, utilisant des diodes comme composants. Ce redresseur est alimenté par un réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

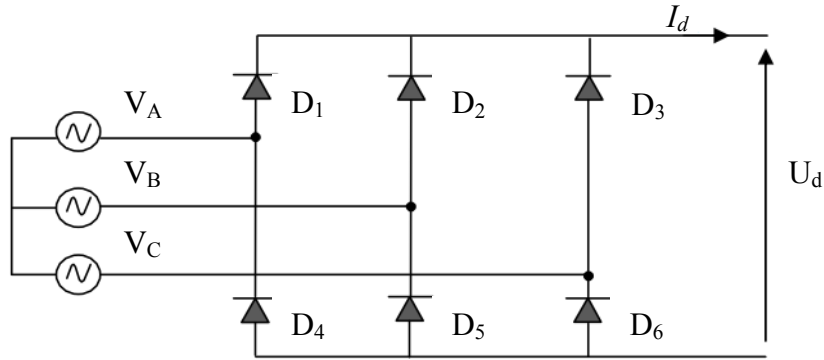


Figure I.15 : Représentation du redresseur triphasé à diodes [14].

Les diodes : D1, D2 et D3 sont à cathode commune, assurant l'allée du courant I_d .

Les diodes : D4, D5 et D6 sont à anode commune, assurant le retour du courant I_d .

Nous supposons que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, avec des tensions et une fréquence constantes. De plus, nous négligeons les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement et aux pertes dans les diodes [25]. Le redresseur est donc alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_A(t) = V_m \sin(wt) \\ V_B(wt) = V_m \sin\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_C(wt) = V_m \sin\left(wt + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

La tension à la sortie du redresseur est donnée par:

$$U_{red} = \text{Max}[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] - \text{Min}[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] \quad (\text{I.32})$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\overline{U_{red}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (\text{I.33})$$

Son facteur d'ondulation est donnée par :

$$k\% = \frac{U_{d \max} - U_{d \min}}{2\overline{U_d}} \quad (\text{I.34})$$

La tension redressée représentée par la figure (I.16) est :

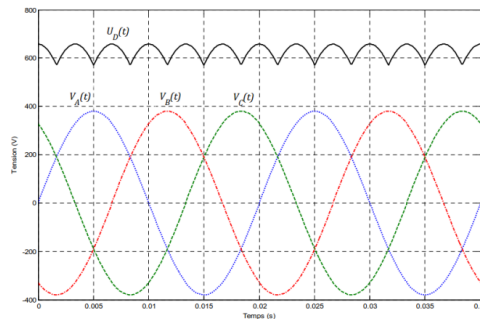


Figure (I.16): Représentation de la tension redressée.

1.5.3 Modélisation du filtre :

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas [25]. Le condensateur joue un rôle essentiel en fournissant une tension à peu près

constante à l'entrée de l'onduleur, et en absorbant le courant négatif renvoyé par la charge. Quant à l'inductance, elle contribue à maintenir le courant à peu près constant [26].

Les équations du filtre sont données par :

$$U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t) \quad (I.35)$$

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) \quad (I.36)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{U_{dc}}{U_d(t)} = \frac{U_{filtr\ ée}}{U_{redr\ éssé}} = \frac{1}{L.C.S^2 + R.C.S + 1} \quad (I.37)$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est [14] :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L.C}} = 2\pi.f_c \quad (I.38)$$

f_c : est la fréquence de coupure du filtre.

I.5.4 Modélisation de l'onduleur de tension :

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative. Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances.

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche (Figure I.17). 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 [25]. Les diodes D_{ij} ($ij=1, 2, 3$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors.

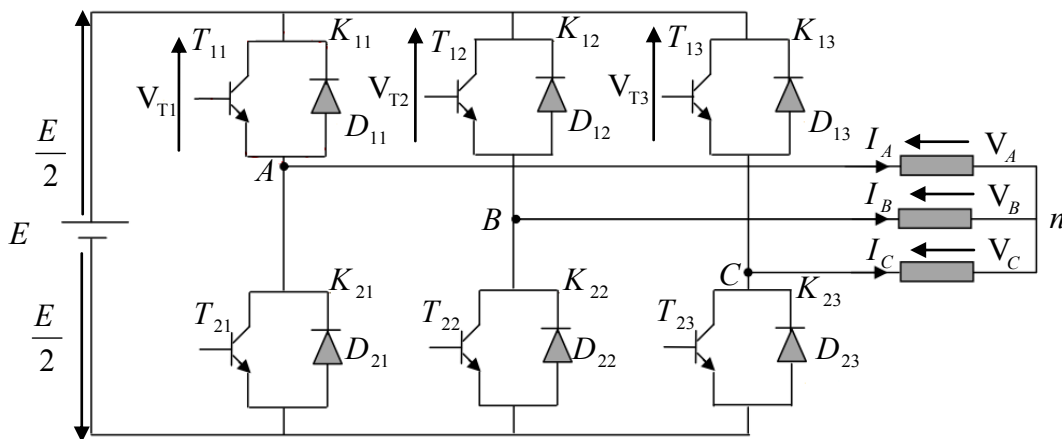


Figure (I.17) : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux [25].

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [24]. Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (I.18).

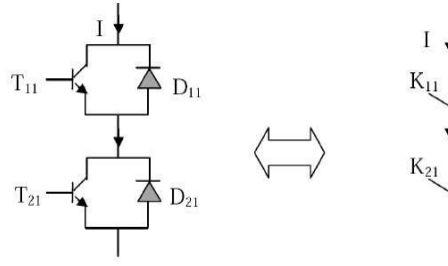


Figure (I.18) : Représentation d'un GTO [14].

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

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{On} \\ V_B = V_{BO} + V_{On} \\ V_C = V_{CO} + V_{On} \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

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

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

Donc :

$$V_{On} = \frac{-1}{3} (V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (\text{I.40})$$

On trouve le système triphasé comme suit :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3} V_{AO} - \frac{1}{3} V_{BO} - \frac{1}{3} V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3} V_{AO} + \frac{2}{3} V_{BO} - \frac{1}{3} V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3} V_{AO} - \frac{1}{3} V_{BO} + \frac{2}{3} V_{CO} \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

On peut écrire le système (I.41) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{I.42})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2} S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2} S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

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

On remplace (I.43) dans (I.42), on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.44})$$

I.5.5 Modélisation de la commande à modulation de largeur d'impulsion :

La de largeur d'impulsion, triangulo-sinusoïdale, est appelée également modulation intersectée puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [25].

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale [25]:

- L'indice de modulation 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 cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_p à la valeur crête V_r de la porteuse: $r = \frac{V_r}{V_p}$.

Le schéma de principe donnée par la figure (I.19) :

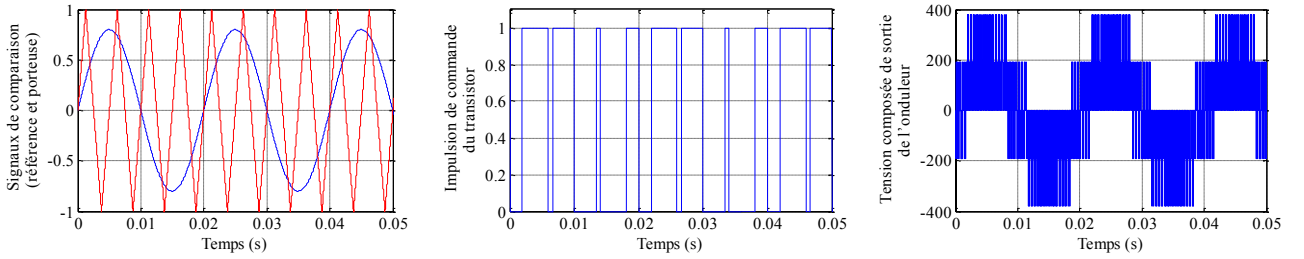


Figure (I.19): Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p , On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par [25] :

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) \\ x_2(t) = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) \end{cases} \quad \text{si} \quad \begin{cases} t \in \left[0, \frac{T_p}{2} \right] \\ t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

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

$$\begin{cases} V_{rA}(t) = V_r \sin 2\pi f_r t \\ V_{rB}(t) = V_r (\sin 2\pi f_r t - 2\pi/3) \\ V_{rC}(t) = V_r (\sin 2\pi f_r t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{I.46})$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S_1 , S_2 et S_3 des interrupteurs de l'onduleur. Ceux-ci sont donnés par l'équation (I.46) suivante [24]:

$$S_{123} = \begin{cases} 1 & \text{si } (V_{rABC} - x(t)) \geq 0 \\ -1 & \text{si } (V_{rABC} - x(t)) \leq 0 \end{cases} \quad (\text{I.47})$$

On note que la MLI permet une nette réduction des harmoniques des courants, en augmentant la fréquence de découpage. Elle permet aussi de repousser vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension ce qui facilite le filtrage ; comme elle permet aussi de faire varier le fondamental de la tension désirée [26].

I.6 Simulation de l'association MADA avec onduleurs a MLI :

On a considéré le fonctionnement de la MADA à vide ($C_r = 0$ N.m). À l'instant ($t = 2$ s), on applique une charge ($C_r = 15$ N.m), le rotor est alimenté par une tension de ($V_r = 12V$; $f_r = 5Hz$) à l'instant ($t=1$ s). On remarque (la figure (I.14)) que les oscillations au niveau tous les grandeurs sont augmentés par rapport la simulation précédente (figure (I.8)), Ceci est dû au nombre de fermetures les interrupteurs de l'onduleur MLI.

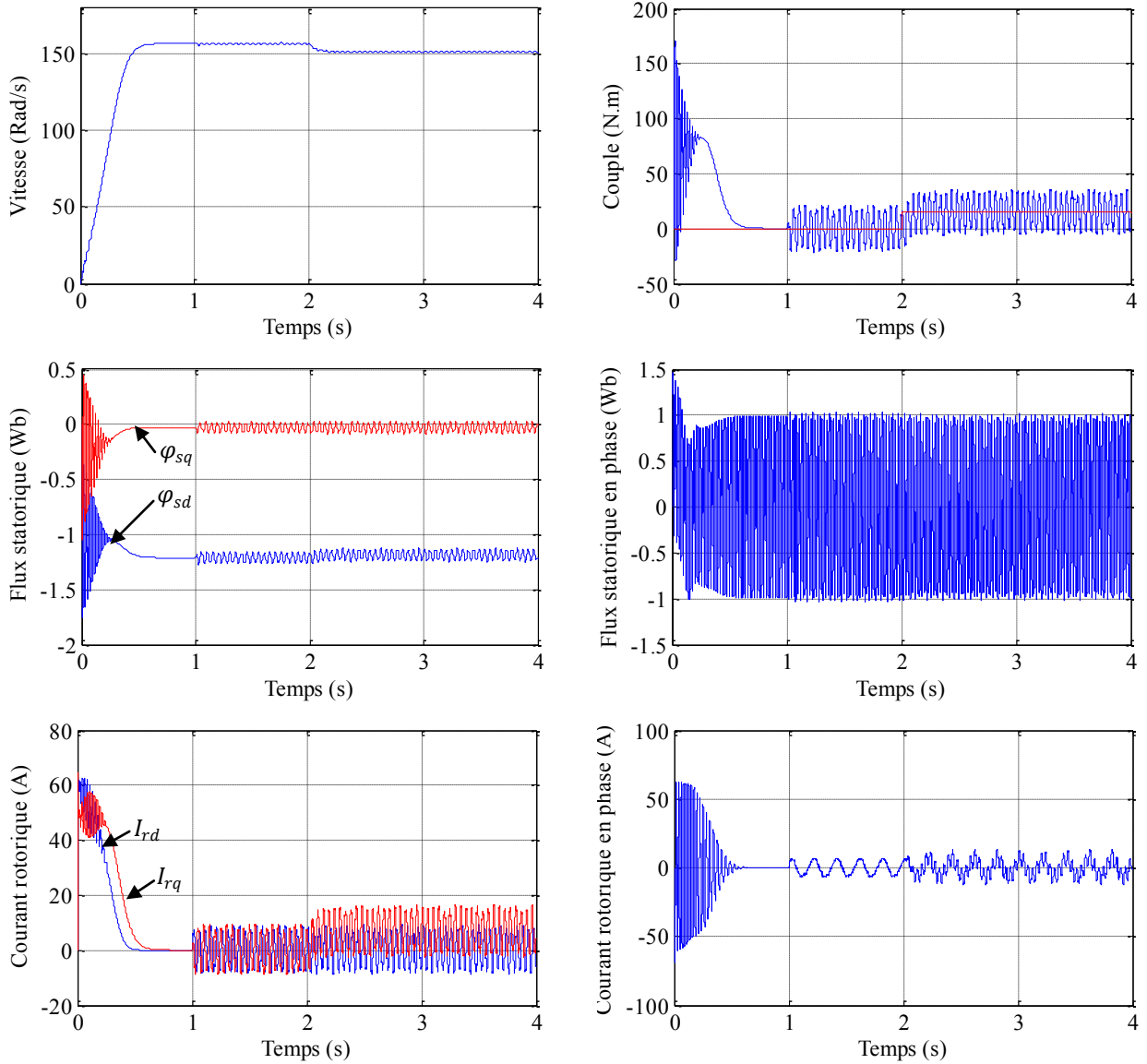


Figure (I.20) : Réponses du système avec ($V_r = 12V$; $f_r = 5Hz$).

I.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons introduit le modèle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) dans le référentiel de Park associé au champ tournant. Ce modèle a été élaboré en tenant compte de certaines simplifications hypothétiques nécessaires. Notre objectif principal était de concevoir un modèle en vue de la régulation de la machine.

Comme démontré par les résultats de simulation, et en raison de sa nature particulière, la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation présente des défis significatifs en termes de stabilité en boucle ouverte. Dans de tels cas, l'utilisation de régulations en boucle fermée, en particulier de type vectoriel, devient essentielle. Par conséquent, le prochain chapitre sera consacré à la commande vectorielle (découplée) de la MADA, offrant ainsi un comportement dynamique comparable à celui d'une machine à courant continu.

Chapitre II :
Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à
Double Alimentation

II.1 Introduction :

Pendant de nombreuses années, des travaux de recherche universitaires et industriels ont été menés pour résoudre le défi de la commande des machines asynchrones et pour établir une analogie avec les machines à courant continu. La complexité de la commande d'une machine asynchrone réside dans l'interdépendance entre les variables d'entrée, de sortie et les variables internes telles que le flux, le couple et la vitesse. Les approches de commande traditionnelles deviennent insuffisantes, en particulier dans les applications industrielles nécessitant un couple élevé à basse vitesse (comme la traction et le positionnement). Pour surmonter ces défis et obtenir des performances comparables à celles des machines à courant continu, Blaschke et Hasse ont introduit une méthode de commande appelée commande vectorielle (ou commande orientée champ). Grâce à cette technique de commande et aux progrès des systèmes numériques, de nombreuses applications utilisant des moteurs à courant continu ont été remplacées par des machines à courant alternatif, offrant ainsi des performances de réglage de vitesse plus rapides et précises.

Ce chapitre présente une étude sur la commande vectorielle des machines asynchrones à double alimentation (MADA) ainsi que les méthodes associées. Nous examinons ensuite la structure de la commande vectorielle directe des MADA, basée sur l'orientation du flux statorique, et les calculs nécessaires pour déterminer les paramètres des régulateurs utilisés. Enfin, nous concluons par la simulation de la commande des MADA en tenant compte de diverses contraintes.

II.2 Principe de la commande vectorielle :

La commande vectorielle vise à contrôler la machine asynchrone de manière similaire à une machine à courant continu à excitation indépendante, où il existe une dissociation naturelle entre la grandeur régulant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Cette dissociation permet d'obtenir une réponse rapide du couple, une large plage de réglage de la vitesse et une efficacité élevée sur une grande plage de charge en régime permanent.

Dans les applications nécessitant des performances dynamiques élevées, il est crucial d'agir directement sur le couple instantané. C'est facile à réaliser avec une machine à courant continu, où la force magnétomotrice de l'induit forme un angle droit avec l'axe du flux inducteur, indépendamment de la vitesse de rotation. Ainsi, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit. Si la machine est excitée séparément et que le flux inducteur est maintenu constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit. Cette configuration permet d'obtenir de bonnes performances dynamiques car le couple peut être contrôlé aussi rapidement que le courant d'induit.

En revanche, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge (non égal à 90°), entraînant des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillatoires. Pour atteindre une configuration similaire à celle d'une machine à courant continu, la technique de la commande vectorielle est introduite. L'idée, avancée par Blaschke et Hasse,

consiste à décomposer le vecteur des courants statoriques ou rotoriques en deux composantes : l'une produisant le flux et l'autre produisant le couple. Cela permet d'obtenir un angle de 90° entre les deux flux de la machine, créant ainsi une caractéristique similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée [03].

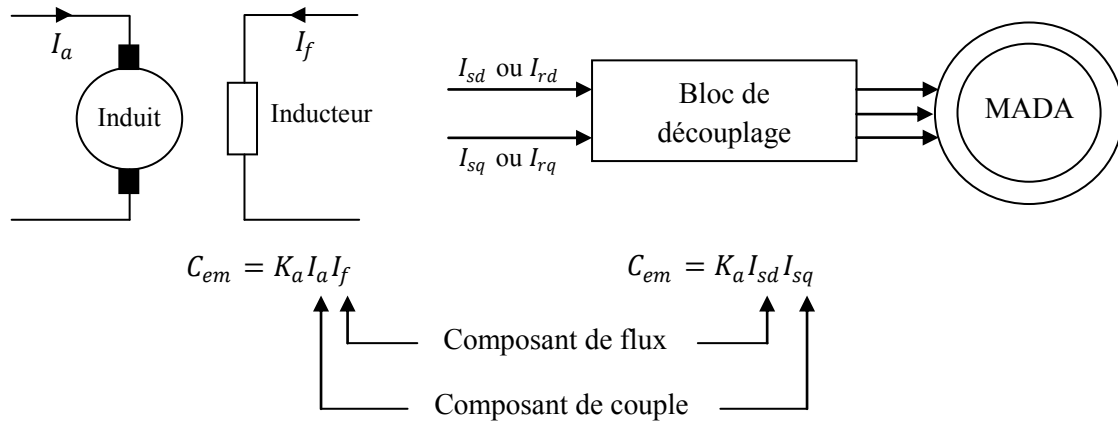


Figure II.1 : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC [14].

II.3 Variantes de la commande vectorielle :

La commande à flux orienté, appliquée aux moteurs électriques, vise à obtenir le mode de fonctionnement souhaité en positionnant de manière optimale les vecteurs de courant et les vecteurs de flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été proposées dans la littérature, et peuvent être classées comme suit [03]:

- Selon la source d'énergie :
 - Commande en tension (Voltage Source Inverter)
 - Commande en courant (Current Controlled Inverter)
- Selon les opérations désirées pour le flux :
 - Commande vectorielle de flux rotorique
 - Commande vectorielle de flux statorique
 - Commande vectorielle de flux d'entrefer (ou de flux magnétisant)
- Selon la détermination de la position du flux :
 - Directe par mesure ou observation du vecteur de flux (module, phase)
 - Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement

II.4 Application de la commande vectorielle à la MADA :

À la différence de la machine asynchrone à cage, où seuls les courants au stator sont accessibles pour la mesure, la machine asynchrone à bagues doublement alimentée offre l'avantage de permettre la mesure des courants des deux côtés. Par conséquent, cela permet de mieux les contrôler, offrant ainsi une flexibilité accrue dans sa commande [16]. La commande par orientation du flux implique le réglage du flux via une composante du courant et du couple via une autre composante. Pour cela, il est

nécessaire de choisir un système d'axes (d-q) et une stratégie de commande garantissant le découplage du couple et du flux [27].

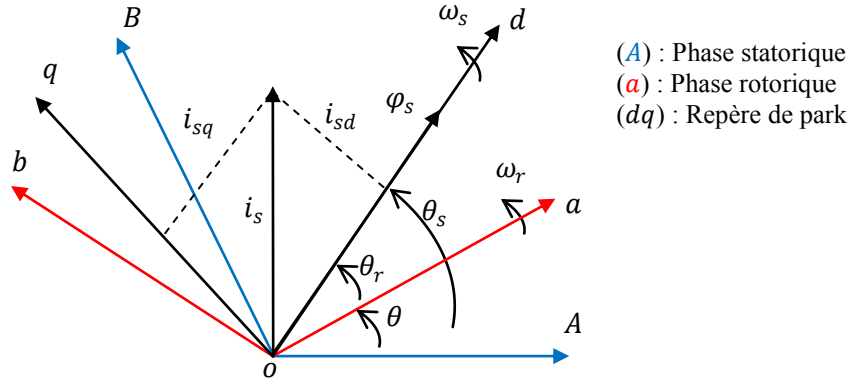


Figure II.2 : Illustration de l'orientation du flux statorique.

Prendre le courant statorique dans l'axe d nul, $i_{sd} = 0$, Le courant et la tension dans cet axe sont alors en phase $V_s = V_{sq}$ et $i_s = i_{sq}$ [28].

Par l'orientation du flux statorique on a :

$$\varphi_{sq} = 0 \Leftrightarrow \varphi_{sd} = \varphi_s \quad (\text{II.1})$$

Modélisent notre système en régime permanent de la façon suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

L'équation des flux statorique donne par remplace l'équation (II.1) dans l'équation (I.6), on trouve :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} i_{sd} = 0 \Rightarrow i_{rd} = \frac{\varphi_s}{M} \\ i_{sq} = -\frac{M}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

L'expression du couple électromagnétique :

$$C_e = P \frac{M}{L_s} (\varphi_{sq} i_{rd} - \varphi_{sd} i_{rq}) \quad (\text{II.4})$$

En remplaçant l'équation (II.1) dans (II.4) on trouve :

$$C_e = -P \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} i_{rq} = -P \frac{M}{L_s} \varphi_s i_{rq} \quad (\text{II.5})$$

Alors :

$$i_{rq} = -\frac{L_s}{PM} \frac{C_e}{\varphi_s} \quad (\text{II.6})$$

D'après les équations des flux statorique on aura :

$$\varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sd} - M i_{rd}) \quad (\text{II.7})$$

$$\varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \Rightarrow i_{sq} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sq} - M i_{rq}) \quad (\text{II.8})$$

De l'équation :

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \Leftrightarrow \omega_s = \left(V_{sq} + \frac{R_s M}{L_s} I_{rq} \right) / \varphi_s \quad (\text{II.9})$$

A partir l'équation (II.9) et l'équation (II.8), on trouve :

$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \quad (\text{II.10})$$

$$\frac{d\varphi_{sq}}{dt} = 0 = V_{sq} + \frac{M}{T_s} i_{rq} - \omega_s \varphi_{sd} \quad (\text{II.11})$$

En substituant l'équation (II.7) et l'équation (II.8) dans l'équation (I.6), on obtient les deux équations suivantes qui expriment la fonction du flux rotorique en fonction du flux statorique et du courant rotorique :

$$\varphi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} \quad (\text{II.12})$$

$$\varphi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sq} \quad (\text{II.13})$$

A travers les équations (II.10), (II.12) et (I.6), on trouve :

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rq} \quad (\text{II.14})$$

$$V_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rd} \quad (\text{II.15})$$

II.5 Structure de la commande vectorielle directe de la MADA :

Le schéma bloc de la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique de la machine asynchrone à double alimentation est illustré sur la figure ci-dessous.

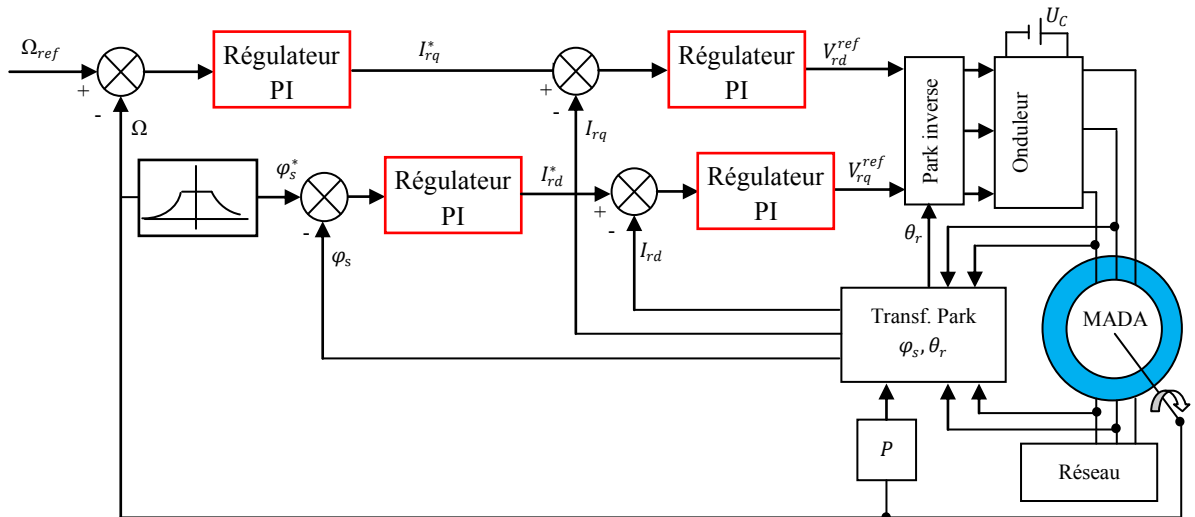


Figure II.3 : Schéma de principe de la commande vectorielle à flux statorique orienté de la MADA.

II.5.1 Bloc de défluxage :

Le fonctionnement de la machine demeure normal tant que les valeurs nominales (vitesse, puissance, couple) sont respectées. Toutefois, dépasser la vitesse nominale entraîne une surcharge de la machine au-delà de sa puissance nominale. Pour éviter cela, il est nécessaire de réduire le flux de la

machine à mesure que la vitesse dépasse sa valeur nominale, afin de maintenir une puissance constante (nominale). Cette opération est appelée défluxage.

En réduisant le flux de la machine, il devient possible de faire fonctionner celle-ci à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale tout en maintenant la puissance mécanique constante et égale à sa valeur nominale. Cela permet d'éviter la surcharge et la surchauffe de la machine. Pour ce faire, un flux de référence est imposé, tel que défini par [08]:

$$\begin{cases} \varphi_s = \varphi_{nom} & \text{si } |\omega| \leq \omega_{nom} \\ \varphi_s = \varphi_{nom} \frac{\omega_{nom}}{|\omega|} & \text{si } |\omega| > \omega_{nom} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Avec :

ω_{nom} : Vitesse nominale.

φ_{nom} : Flux statorique nominale.

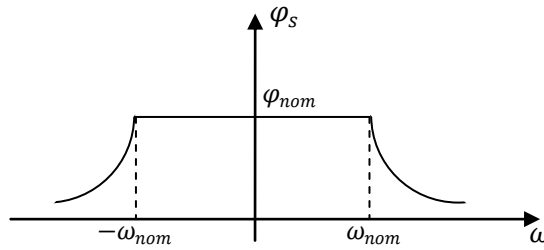


Figure II.4 : Profil du flux statorique de consigne (défluxage).

II.5.2 Principe du découplage par compensation :

En observant les équations (II.14) et (II.15), on constate la présence de deux termes de couplage entre l'axe d et l'axe q dans les équations de tension [19]. Ainsi, il est nécessaire de mettre en place un système de découplage en introduisant des termes de compensation :

$$E_d = \sigma L_r (\omega_s - \omega) i_{rq} \quad (\text{II.17})$$

$$E_q = \frac{M}{L_s} \omega \varphi_{sd} - \sigma L_r (\omega_s - \omega) i_{rd} \quad (\text{II.18})$$

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

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} \quad (\text{II.19})$$

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} \quad (\text{II.20})$$

II.6 Dimensionnement des régulateurs :

Pour régler les courants rotoriques, le flux statorique et la vitesse du système, nous optons pour l'utilisation de correcteurs de type Proportionnel-Intégral (PI) en raison de leur simplicité de mise en œuvre. Ce type de correcteur garantit une erreur statique nulle grâce à l'action intégrative, tandis que la rapidité de réponse est déterminée par l'action proportionnelle. Le calcul des paramètres des correcteurs est réalisé en utilisant le principe d'imposition des pôles [19].

II.6.1 Régulateur du courant I_{rd} :

Le régulateur prend en entrée le courant de référence I_{rd}^* et le mesure. Il agit sur la tension de référence V_{rd}^* . Maintenir ce courant à une valeur constante assure un flux statorique constant. Le schéma bloc de la régulation du courant est illustré dans la Figure II.5 [25].

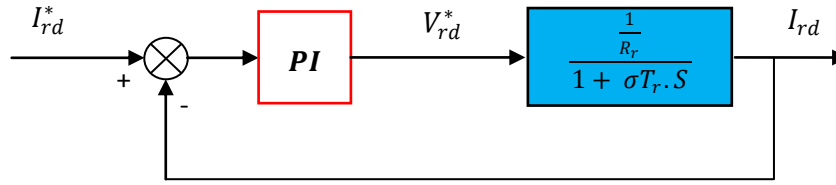


Figure II.5 : Schéma de régulation du courant I_{rd}^* .

La fonction de transfert en boucle ouverte (F.T.B.O) de la Figure II.5 :

$$FTBO(s)_{I_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r \cdot s} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} s + 1 \right) \frac{1}{1 + \sigma T_r s} \quad (\text{II.21})$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r \quad (\text{II.22})$$

Alors :

$$FTBO(s)_{I_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r \cdot s} \quad (\text{II.23})$$

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

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{II.24})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(s)_{I_{rd}} = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{K_{id}} s} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{II.25})$$

Donc :

$$\tau = \frac{R_r}{K_{id}} \quad (\text{II.26})$$

De l'expression (II.21) et (II.26) on a :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

II.6.2 Régulateur du courant I_{rq} :

Le schéma bloc de la régulation du courant I_{rq}^* est représenté par la Figure II.6

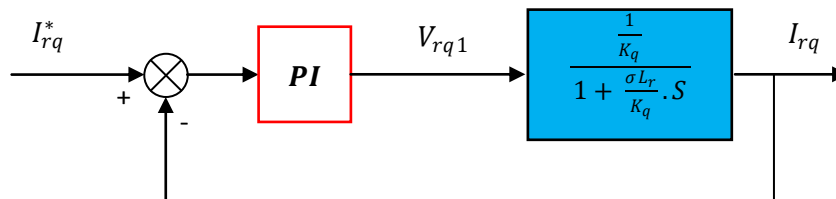


Figure II.6 : Schéma de régulation du courant I_{rq}^* .

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

Alors, nous trouvons :

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{K_q}{\tau} = \frac{R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}}{\tau} \\ K_{pq} = K_{iq} \frac{\sigma L_r}{K_q} = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

II.6.3 Régulateur du flux statorique :

Le schéma de la boucle de régulation de flux est donné par la figure II.7 :

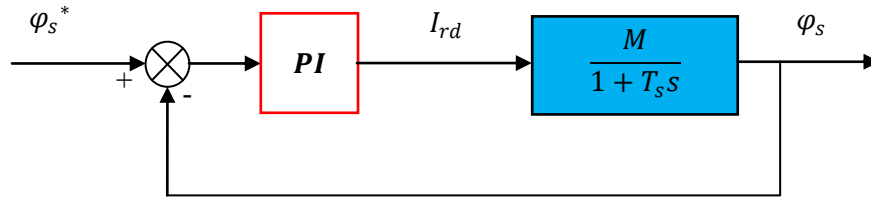


Figure II.7 : Schéma de régulation du flux statorique.

La compensation de pôle nous permet d'avoir la condition suivante :

$$T_s = \frac{k_{p\phi}}{k_{i\phi}} \quad (\text{II.29})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit maintenant comme suit :

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \tau_\phi s} \quad (\text{II.30})$$

Avec :

$$\tau_\phi = \frac{1}{MK_{i\phi}} \quad (\text{II.31})$$

A partir des conditions (II.29) et (II.23), les paramètres du régulateur de flux sont :

$$\begin{cases} k_{i\phi} = \frac{1}{M\tau_\phi} \\ k_{p\phi} = \frac{T_s}{M\tau_\phi} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

II.6.4 Régulateur de la 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:

$$C_e - C_r = f\Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \Rightarrow \omega = \frac{C_e - C_r}{f + Js} \quad (\text{II.33})$$

Le schéma fonctionnel simplifié du système de contrôle avec le régulateur PI est donné par la Figure II.8.

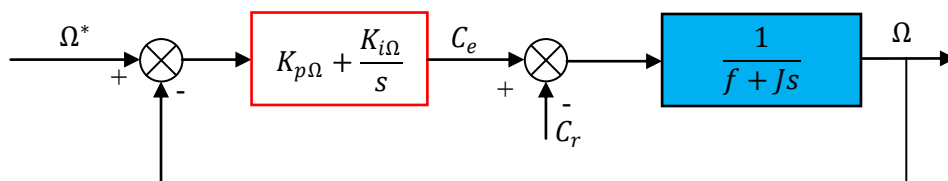


Figure II.8 : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

La détermination des paramètres du régulateur PI classique est basée sur l'équation mécanique du moteur, en effet cette équation à la forme suivante dans de la place.

$$C_e(s) - C_r(s) = (f + Js)\omega(s) \quad (\text{II.34})$$

Le bouclage de cette équation sur PI classique afin de commande la vitesse donne l'équation en poursuite suivante ($C_r(s) = 0$).

$$\omega(s) = \frac{(K_{p\Omega}s + K_{i\Omega})}{Js^2 + (K_{p\Omega} + f)s + K_{i\Omega}} \omega^*(s) \quad (\text{II.35})$$

En identifiant l'équation caractéristique de l'expression à la forme canonique

$$\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1 \quad (\text{II.36})$$

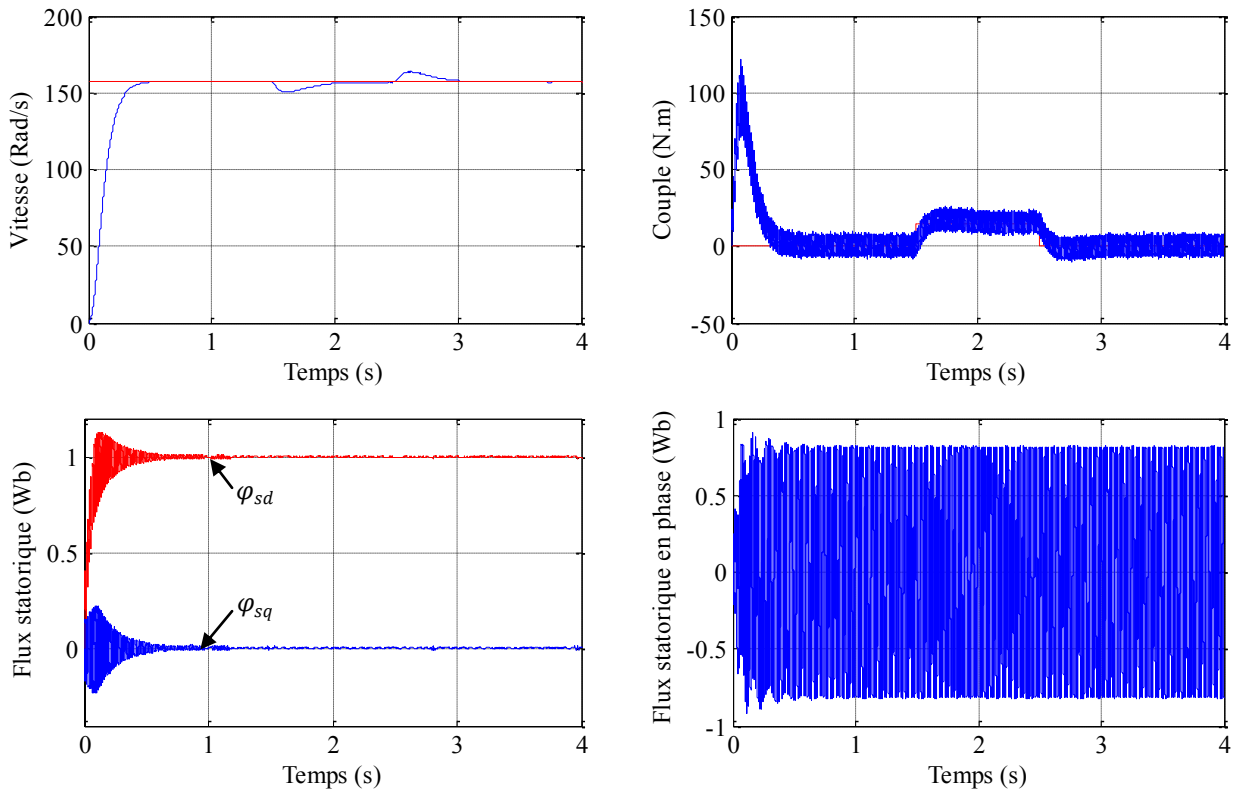
Nous avons à résoudre le système d'équation suivante :

$$\begin{cases} k_{i\Omega} = J\omega_n^2 \\ k_{p\Omega} = 2J\xi\omega_n - f \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

II.7 Simulation de la commande vectorielle de la MADA :

Nous avons effectué plusieurs séries de simulations numériques afin de mettre en évidence les propriétés ainsi que les limitations de la commande vectorielle. Ces simulations seront reproduites dans le prochain chapitre, dans des conditions identiques, pour permettre la comparaison des différentes stratégies de commande étudiées dans ce travail.

Les résultats des différents tests réalisés au moyen de simulations pour l'ensemble Onduleurs-MADA équipé de la commande vectorielle directe, sont présentés respectivement sur les figures. Dans ce test nous appliquerons un couple résistant à l'instant 1.5s et 2.5s (15 N.m).



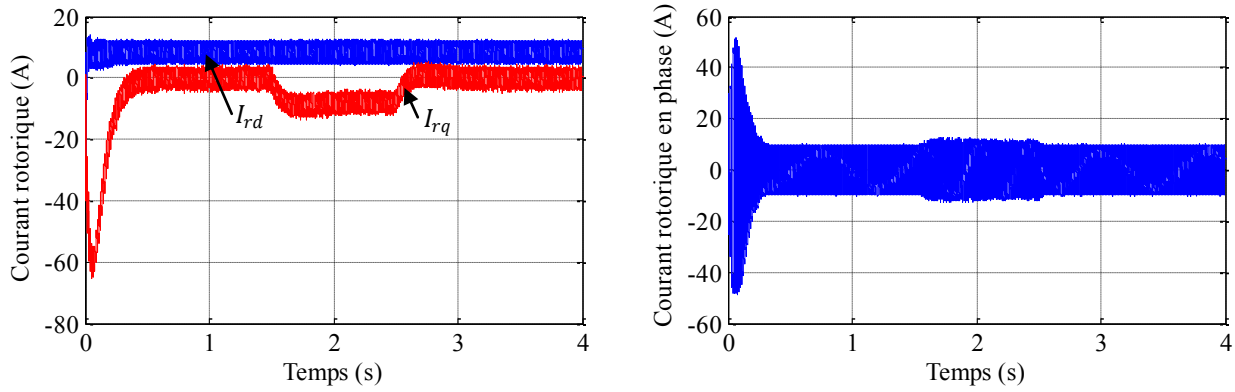


Figure II.9 : Test de robustesse pour une variation de couple résistant.

Le deuxième profil :

Dans ce test nous changeons le sens de rotation avec différentes valeurs afin d'observer la réponse du système à ces changements.

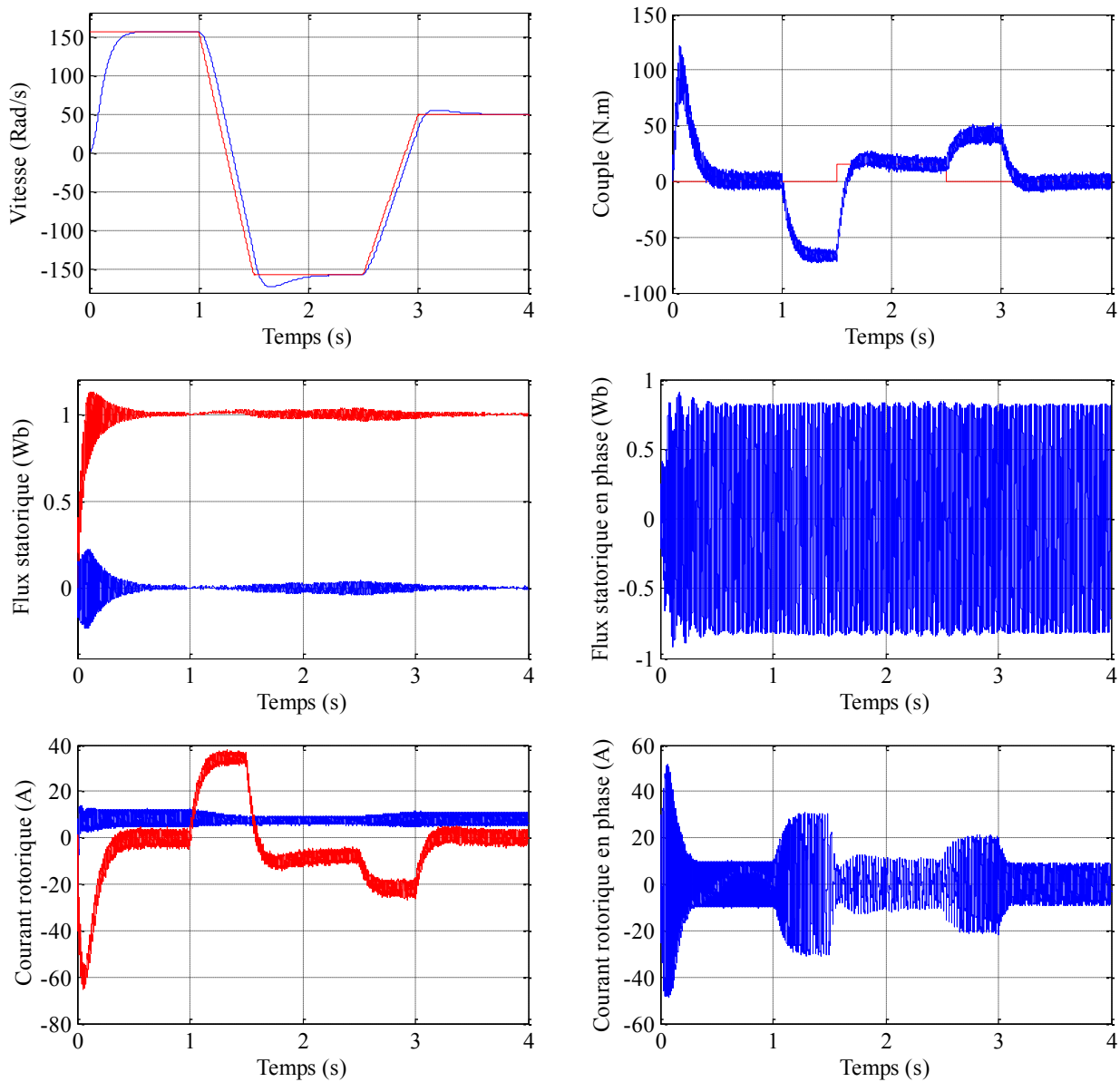


Figure II.10 : Test de robustesse pour la variation de sens de rotation.

Le troisième profil :

Dans ce test nous allons augmenter la résistance rotorique (R_r) et statorique (R_s) de +100%, nous notons les différences entre la résistance normale et la résistance augmentée.

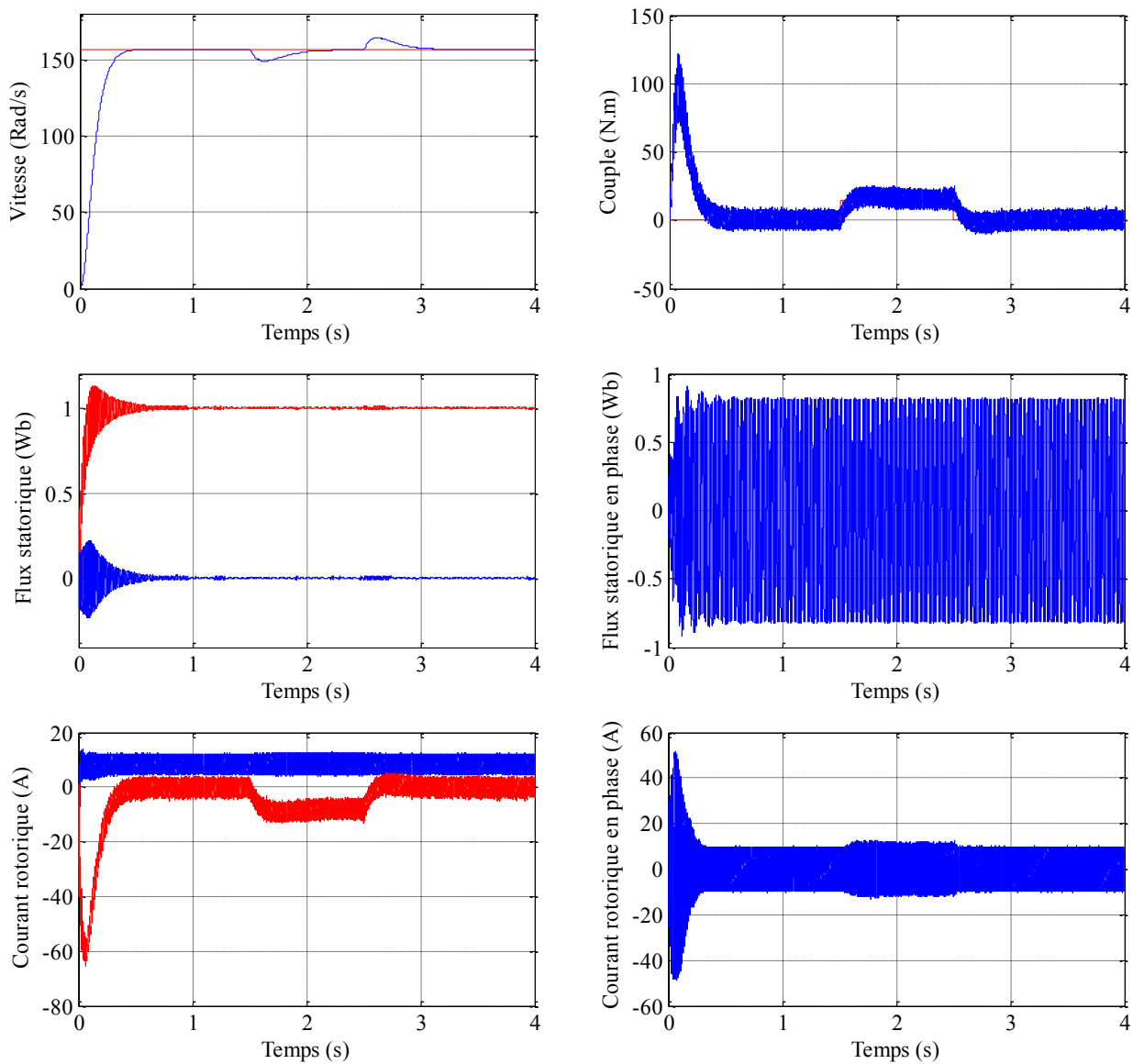
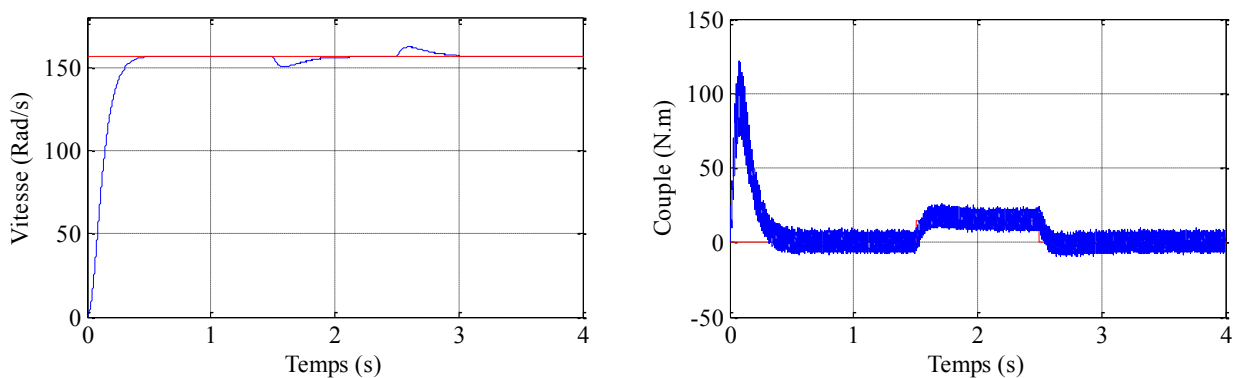


Figure II.11 : Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% de sa valeur nominale.

Le résultat de simulation pour le test de la résistance statorique (R_s) sera présenté dans la figure suivante :



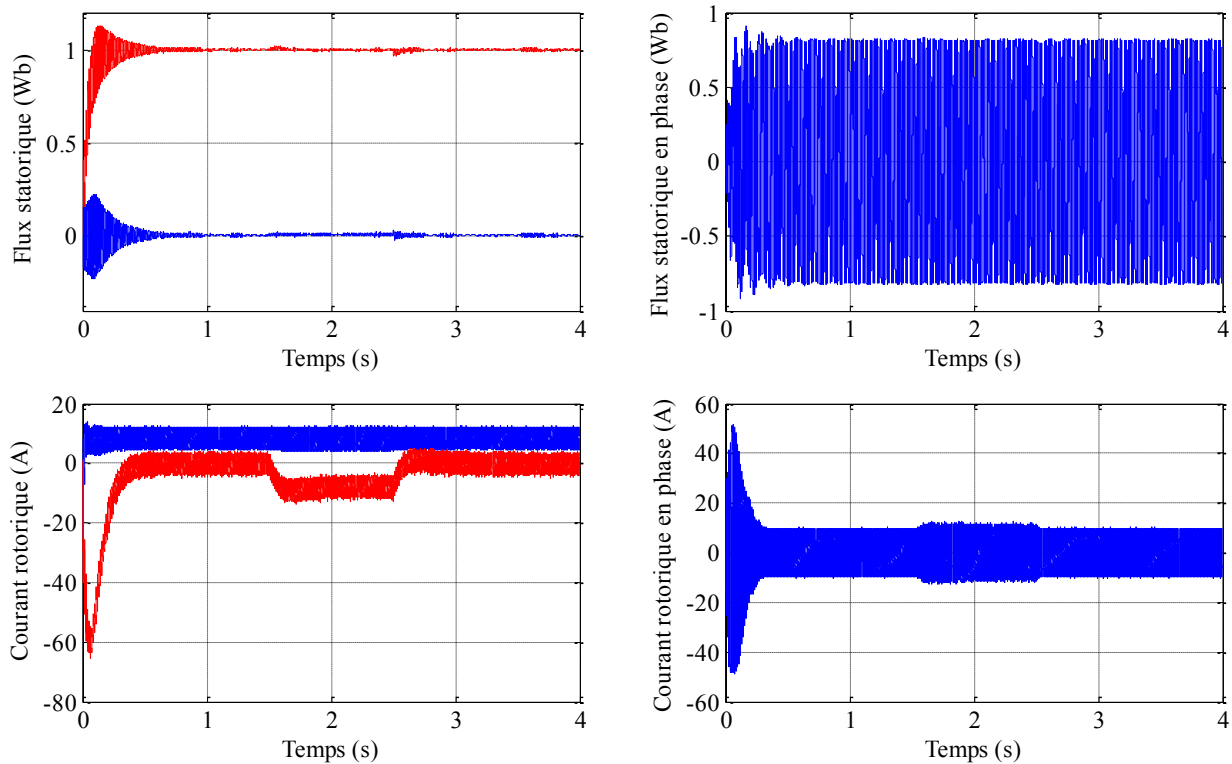


Figure II.12 : Test de robustesse pour une variation de R_s de +100% de sa valeur nominale.

II.7.1 Interprétation des résultats :

Les résultats de simulation mettent en évidence les avantages de la commande vectorielle associée à la structure de régulation de vitesse de type PI. Pour les différents profils, la vitesse de rotation suit de près sa référence, avec une faible erreur de poursuite. Une orientation excellente du flux statorique sur l'axe direct est observée, ce qui se traduit par un suivi parfait du couple électromagnétique par rapport au couple de référence.

Pendant les transitions de consignes, les changements de couple n'affectent pas l'orientation du flux de manière négative. Une bonne sensibilité est observée, avec un temps de réponse rapide pour la vitesse, notamment lors des inversions de rotation où des effets significatifs sur l'orientation et le couple électromagnétique sont remarqués, entraînant des modifications dans le sens de rotation par rapport aux autres tests.

Concernant la résistance statorique (R_s), sa variation améliore le temps de réponse de l'effet du couple sur la vitesse, mais aussi sa valeur. En revanche, pour la résistance rotorique (R_r), l'influence de sa variation est moins marquée.

II.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons introduit le principe de la commande vectorielle de la Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA). Ensuite, nous avons discuté d'une nouvelle approche permettant le découplage des courants de la MADA dans un repère tournant (d-q). Ce principe repose sur un découplage entrée-sortie par retour d'état, conduisant à des fonctions de transfert des courants

par rapport à leurs références, très simples. Le découplage proposé est suivi d'une commande par retour d'état de ces courants et de l'orientation du flux statorique, munie d'un régulateur PI classique. Des résultats de simulation ont été présentés.

Pour améliorer les performances obtenues par le régulateur PI classique, une autre technique de commande sera présentée et utilisée, à savoir la logique floue. Cette dernière occupe une place importante parmi les techniques de l'intelligence artificielle.

Le but du prochain chapitre est de présenter les aspects de la logique floue de type 1 et son application dans le réglage de la vitesse de la machine asynchrone à double alimentation à flux statorique orienté.

Chapitre III :
Commande Floue de la Machine Asynchrone à
Double Alimentation

III.1 Introduction :

Les techniques de l'intelligence artificielle sont de plus en plus utilisées pour résoudre les problèmes liés aux processus industriels, notamment dans le domaine du contrôle, de l'estimation et de l'identification des paramètres des systèmes variables. Parmi ces techniques, la logique floue trouve une application croissante dans le contrôle des machines à induction et dans l'adaptation de leur commande vectorielle [29].

Le but de ce chapitre est de fournir un bref rappel sur les ensembles flous ainsi qu'un aperçu général de la logique floue. Ensuite, nous aborderons le principe de conception d'un régulateur PI-floue, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone à double alimentation (MADA). Nous présenterons également les résultats de simulations numériques concernant le démarrage à vide, l'application d'un couple de charge, ainsi que des tests de robustesse tels que l'inversion de la vitesse de rotation et les variations paramétriques.

III.2 Principe de la logique floue :

Dans la théorie des ensembles conventionnels, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble, donc le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble ne peut être que nul ou égal à l'unité.

En revanche, dans la théorie des ensembles flous, un élément peut appartenir à un ensemble avec un degré d'appartenance variable. Ce degré d'appartenance peut prendre n'importe quelle valeur dans l'intervalle $[0,1]$.

La principale différence entre les deux théories réside dans la façon dont les ensembles sont définis. Dans la théorie classique, les contours des ensembles sont nets, tandis que dans la théorie des ensembles flous, les contours sont graduels ou flous, comme illustré dans la figure (III.1) [30].

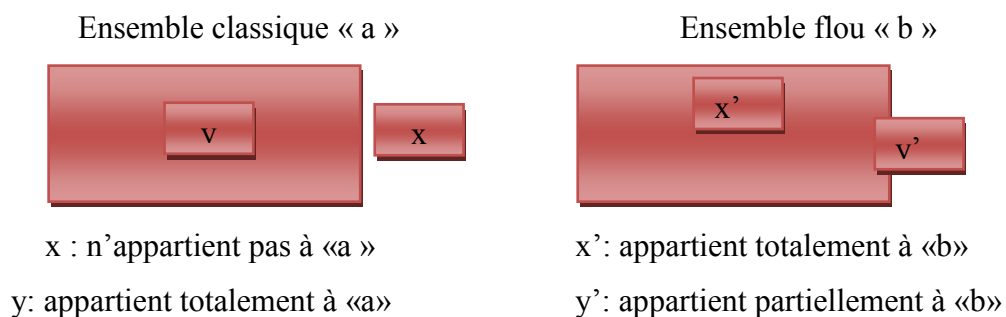


Figure III.1 : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.

III.3 Éléments de base de la logique floue :

Dans cette section, nous allons présenter de manière non exhaustive les éléments de base de la logique floue.

III.3.1 Variables linguistiques et ensembles flous :

La représentation peu précise d'une situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique est souvent réalisée à l'aide de termes relatifs ou vagues tels que "grand", "petit", "positif", "négatif", etc.

Ces termes flous appartiennent à ce qu'on nomme des ensembles flous, qui constituent les variables linguistiques. Pour pouvoir les manipuler numériquement (souvent normalisées sur un intervalle spécifique appelé univers de discours), il est essentiel de les définir mathématiquement en utilisant des fonctions d'appartenance. Ces fonctions indiquent dans quelle mesure les variables linguistiques correspondent à différents sous-ensembles flous de la même classe [31].

III.3.2 Fonctions d'appartenance :

Les ensembles flous ont l'avantage notable de représenter de manière mathématique les termes linguistiques fréquemment employés pour exprimer des connaissances expertes. Ces connaissances, souvent qualitatives, sont manipulées dans le cadre du raisonnement approximatif. Par conséquent, les ensembles flous agissent comme une interface entre les données numériques (quantitatives) et symboliques (linguistiques, qualitatives). Dans le domaine des applications électriques notamment, les fonctions d'appartenance utilisées pour décrire les sous-ensembles flous adoptent généralement des formes triangulaires, trapézoïdales ou gaussiennes. Cependant, il n'existe pas de règles universelles pour choisir la forme de la fonction d'appartenance [32].

- La fonction d'appartenance triangulaire : Elle est définie par trois paramètres a , b et c .

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & c \leq x \end{cases} \quad \text{ou} \quad \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (\text{III.1})$$

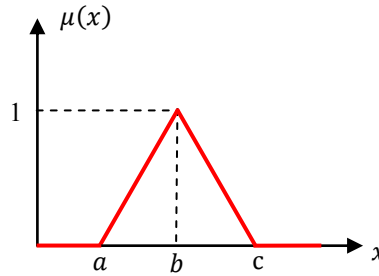


Figure (III.2) : Représentation de la fonction triangulaire.

- La fonction trapézoïdale : Elle est définie par quatre paramètres a , b , c et d .

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c \leq x \leq d \\ 0 & d \leq x \end{cases} \quad \text{ou} \quad \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (\text{III.2})$$

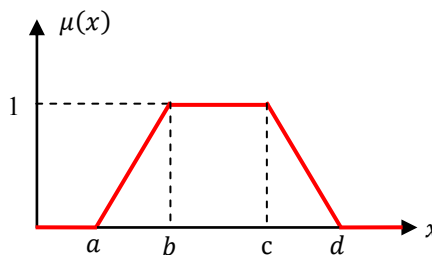


Figure (III.3) : Représentation de la fonction trapézoïdale.

- La fonction gaussienne : elle est définie par deux paramètres σ, x_0 .

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{III.3})$$

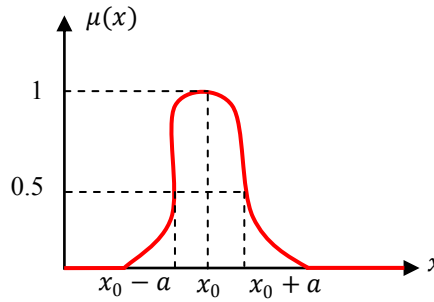


Figure (III.4) : Représentation de la fonction gaussienne.

III.3.3 Propriétés des ensembles flous :

Soit A un ensemble flou de x . On définit les caractéristiques suivantes propres à cet ensemble flou, (figure III.22) [142-145].

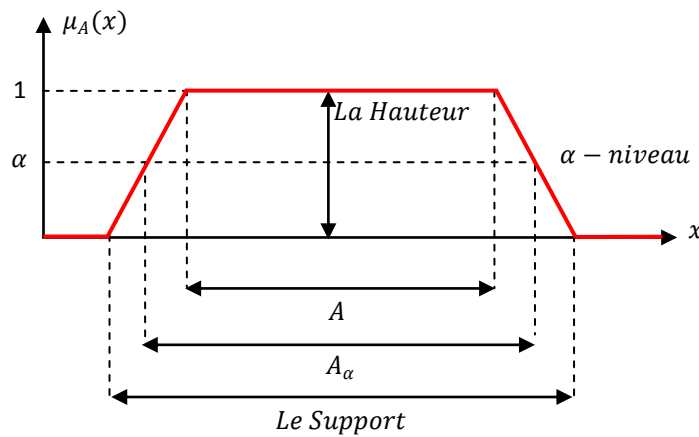


Figure (III.5) : Caractéristiques d'un ensemble flou.

- **Le Noyau :** le noyau d'un ensemble flou A est l'ensemble qui contient tous les éléments qui appartiennent sûr et certain à A ; leurs degrés d'appartenance sont égaux à 1. Quand le noyau est réduit à un point, celui-ci est appelé valeur modale. Il est donné par :

$$N(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{III.4})$$

- **Le Support :** le support est défini comme l'ensemble des valeurs du domaine X pour les quelles la fonction d'appartenance n'est pas nulle. Il est donné par :

$$S(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (\text{III.5})$$

- **La Hauteur :** c'est la valeur maximale de la fonction d'appartenance sur le domaine X qui est égale à 1. Il est donné par :

$$H(A) = \max(\mu_A(x) / x \in X) \quad (\text{III.6})$$

- **Le cardinal :** est définie par la somme des degrés d'appartenance :

$$|A| = \sum_{i=1}^n \mu_A(x_i) \quad (\text{III.7})$$

Pour un domaine continu, la cardinalité sera définie par :

$$|A| = \int_x \mu_A(x) dx \quad (\text{III.8})$$

- **Couple de niveau α** : On appelle *couple de niveau α* ou *α -coupe* de l'ensemble flou A les éléments qui possèdent un degré d'appartenance supérieur ou égal α . Le sous ensemble A_α de X défini par :

$$A_\alpha = \{x/\mu_A(x) \geq \alpha\} \quad x \in [0 \ 1] \quad (\text{III.9})$$

III.4 Structure générale d'un régulateur flou :

La plupart des contrôleurs flous développés suivent le schéma simple proposé par E. Mamdani. Ce schéma est représenté dans la figure III.6. Traditionnellement, un régulateur flou est divisé en quatre blocs [32] :

- Une interface de Fuzzification.
- Une base de connaissance.
- Une inférence floue.
- Une interface de Défuzzification.

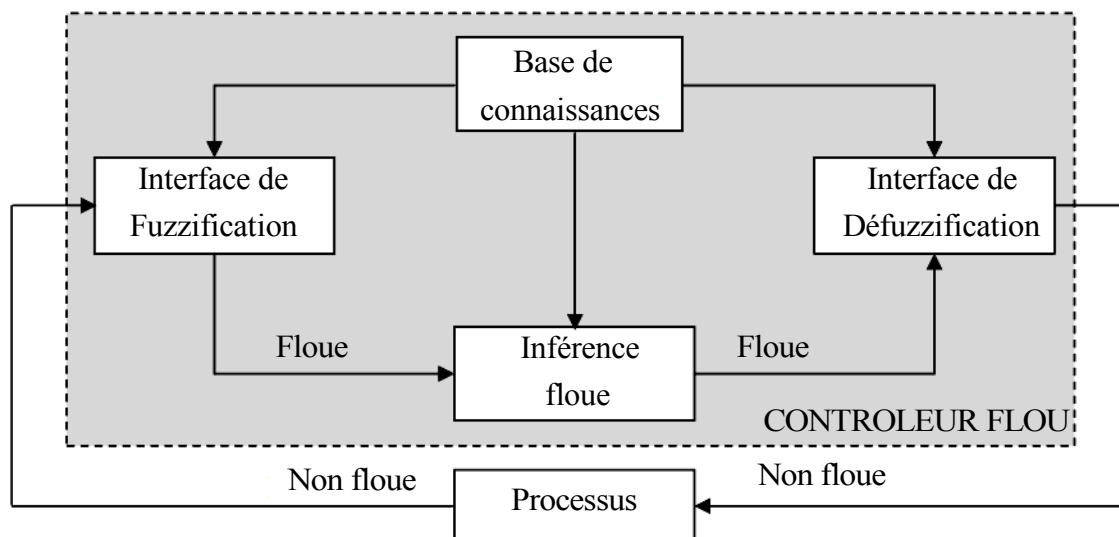


Figure III.6 : Structure interne d'un régulateur flou.

III.4.1 Interface de fuzzification :

Le processus de fuzzification accomplit les tâches suivantes : il définit les intervalles de valeurs pour les fonctions d'appartenance en fonction des valeurs des variables d'entrée ; il exécute une opération de fuzzification qui transforme les données d'entrée en valeurs linguistiques appropriées, pouvant être considérées comme les étiquettes des ensembles flous. Cette opération est généralement effectuée dans un domaine normalisé, souvent sur l'intervalle $[1, 1]$, afin de simplifier les calculs [33].

III.4.2 Base de connaissance :

Le module de base de connaissances intègre une expertise spécifique au domaine d'application et les résultats de commande anticipés. Il comprend à la fois une "base de données" et des "bases de règles linguistiques (floues) de commande".

- La base de données effectue des définitions qui sont nécessaires pour établir les règles de commande et manipuler les données floues dans un RLF ;

- La base de règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques.

III.4.3 Inférence floue :

L'inférence floue consiste à établir la relation entre les entrées et les sorties en utilisant la logique floue, fournissant ainsi une base pour la prise de décision par le système flou. Ce processus fait appel à des concepts tels que les fonctions d'appartenance, les opérateurs flous et les règles floues, comme expliqué dans les sections précédentes [29]. Pour décrire explicitement l'inférence, on utilise une série de règles, chacune ayant une condition précédée de "SI" et une conclusion ou une action précédée de "ALORS".

La stratégie d'ajustement dépend principalement des inférences adaptées qui relient les grandeurs mesurées, les variables d'entrée (converties en variables linguistiques via la fuzzification), à la variable de sortie [34]. Il existe plusieurs façons de décrire les règles d'inférence [35]:

- Linguistiquement : On écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant, SI (la température est élevée ET la vitesse est faible) ALORS la tension est grande positive OU SI (la température est moyenne ET la vitesse est faible) ALORS la tension est positive
- Symboliquement : Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

Exemple :

Si T est F ET V est F Alors U = Z, **Ou** Si T est M ET V est F Alors U = P, **Ou**

Si T est E ET V est F Alors U = GP, **Ou** Si T est F ET V est E Alors U = Z, **Ou**

Si T est M ET V est E Alors U = Z, **Ou** Si T est E ET V est E Alors U = P.

Où :

T : température, V : vitesse. U : tension, E : élevée, M : moyenne, F : faible, Z : zéro, P : positif, GP : grand positif.

- Par matrice d'inférence : Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées (température : T et vitesse : V). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Exemple :

U		T		
		F	M	E
V	F	Z	P	GP
	E	Z	Z	P

Tableau III.1 : Matrice d'inférence floue.

Nous présentons les trois méthodes d'inférence les plus usuelles, [35, 36] :

1. Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani) : Cette approche utilise l'opérateur "ET" en utilisant la fonction "Min" pour combiner les conditions de chaque règle, puis l'opérateur "OU" en utilisant la fonction "Max" pour combiner les conclusions de toutes les règles. Cette méthode est appelée méthode Max-Min ou "implication de Mamdani", en référence à la façon dont elle réalise les opérateurs "ALORS" et "OU" de l'inférence. Prenons l'exemple précédent où seulement deux règles sont activées :

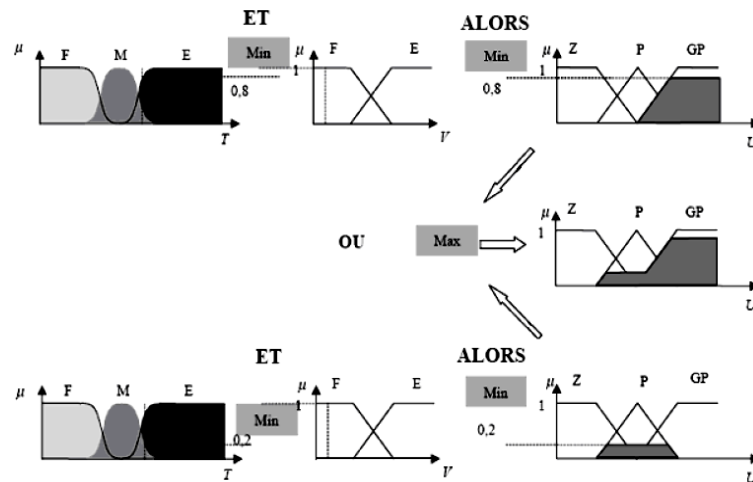


Figure III.7 : Exemple d'inférence Max-Min

La variable T est classée comme "Élevée" avec un degré d'appartenance de 0,8 et "Moyenne" avec un degré d'appartenance de 0,2. La vitesse V est qualifiée de "Faible" avec un degré d'appartenance de 1.

2. Méthode d'inférence max-produit (Méthode de Larsen) : La nouvelle approche diffère de la méthode précédente dans la façon dont la conclusion "ALORS" est réalisée. Dans cette méthode, le produit est utilisé, tel qu'illustré dans la figure III.9.

Il est notable que les fonctions d'appartenance partielles adoptent ici la même forme que la fonction d'appartenance dont elles sont dérivées, mais multipliées par un facteur d'échelle vertical qui correspond au degré d'appartenance obtenu via l'opérateur "ET".

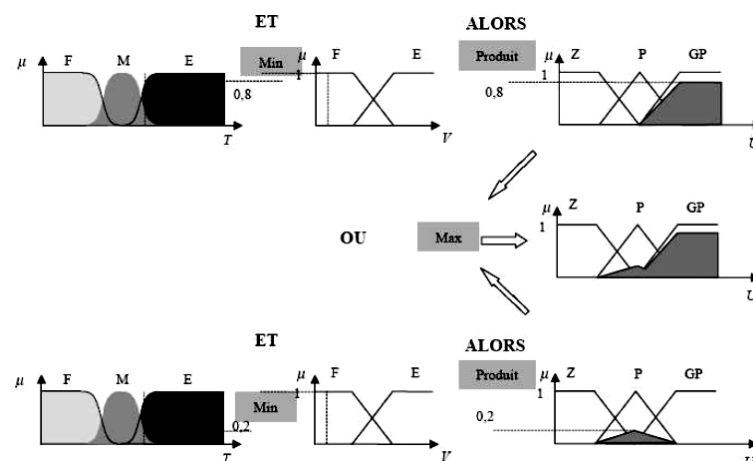


Figure III.8 : Exemple d'inférence Max-Produit.

3. Méthode d'inférence somme-produit (Méthode de Sugeno) : Dans ce cas, l'opérateur "ET" est réalisé par le produit, de même que la conclusion "ALORS". Cependant, l'opérateur "OU" est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence. D'autres méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode Max-Min est de loin la plus utilisée à cause de sa simplicité.

III.4.4 Interface De Défuzzification :

À cette étape, l'objectif est de convertir la valeur linguistique issue du régulateur flou en une valeur numérique. Trois méthodes différentes sont distinguées : celle du maximum, qui correspond à un seul point situé au milieu de la zone activée avec l'indice le plus fort ; celle de la moyenne des maxima ; et enfin celle du centre de gravité, également appelée méthode du centroïde.

La défuzzification par la méthode du centre de gravité est la plus répandue. Son approche consiste à traiter graphiquement les aires associées aux fonctions d'appartenance des termes linguistiques des conclusions $\mu_{Ri}(x_r)$, formant ainsi $\mu_{res}(x_r)$. Ces aires sont pondérées par le degré de vérité de chaque règle. Par conséquent, il est logique d'associer la valeur numérique de la sortie à l'abscisse du centre de gravité de la surface formée par l'union de ces aires, $\mu_{res}(x_r)$. L'abscisse du centre de gravité de $\mu_{res}(x_r)$ est donnée par l'expression suivante :

$$x_{Gr} = \frac{\int_{-1}^1 x_r \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int_{-1}^1 \mu_{res}(x_r) dx_r} \quad (III.10)$$

Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de défuzzification devient long et coûteux en temps de calcul [34].

III.5 Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue :

III.5.1 Avantages [36] :

- Le modèle mathématique non requis.
- La possibilité d'implémenter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus.
- La maîtrise de systèmes à régler avec un comportement complexe.
- L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non linéaire).
- L'emploi possible aussi pour des processus rapides (grâce à des processus dédiés).
- La disponibilité de systèmes de développement efficaces.
- La disponibilité des systèmes de développement efficaces, soit pour micro-processeur ou PC (solution logiciel), soit pour les circuits intégrés (processeurs dédiés, fuzzy processors, solution matérielle).

III.5.2 Inconvénients [37] :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage.
- Les règles doivent être disponibles.

- L'approche artisanale et non systématique.
- Aucune méthode formelle pour l'ajustement.
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable).
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférences contradictoires possible).

III.6 Application de la commande par la logique floue à la MADA :

Nous allons simuler le comportement du MADA avec l'onduleur rotorique contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) à deux niveaux. Notre objectif est d'élaborer diverses stratégies de contrôle en se basant sur l'écart entre une consigne prédéfinie et la sortie effective du système, qui représente la vitesse de rotation de la machine et sa variation. Le schéma bloc de la commande floue de la machine asynchrone à double alimentation à flux statorique orienté est illustré par la figure ci-dessous.

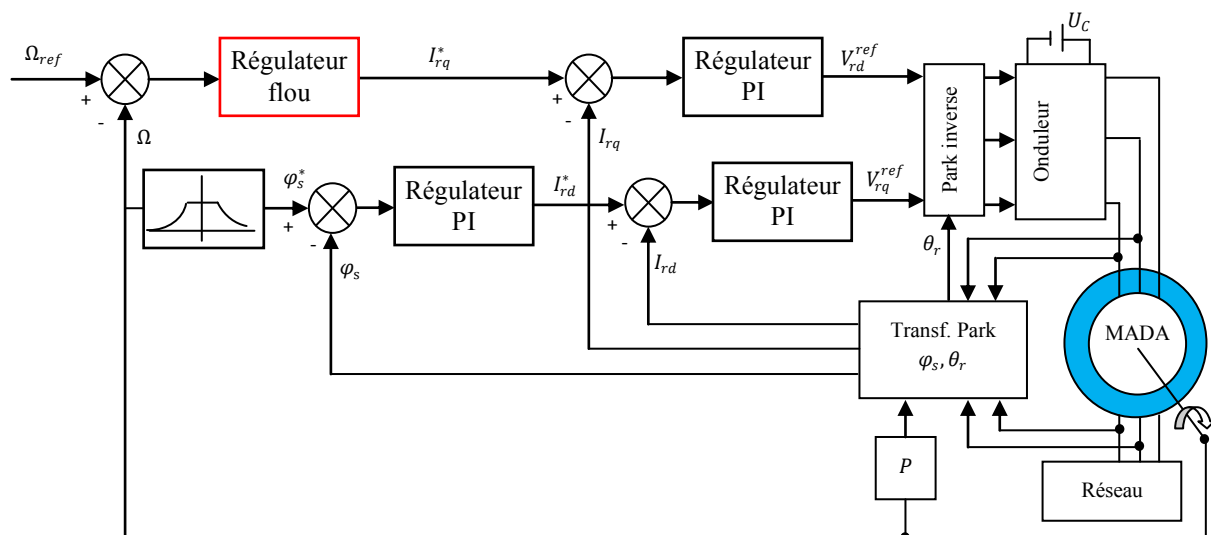


Figure (III.9) : Schéma bloc de la structure de commande floue de la MADA.

III.6.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse :

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électriques exige les choix des paramètres suivants :

- Choix des variables linguistiques ;
- Choix des fonctions d'appartenance ;
- Choix de la méthode d'inférence ;
- Choix de la stratégie de défuzzification ;

Pour les systèmes mono variables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système).

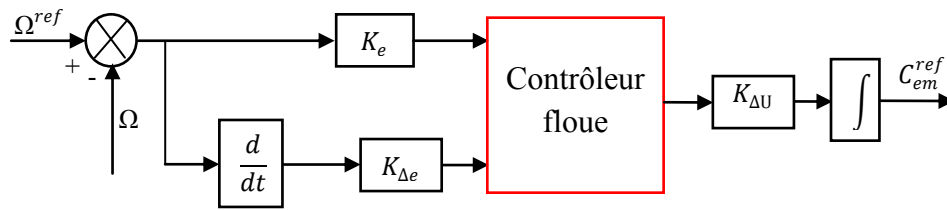


Figure (III.10) : Schéma synoptique d'un régulateur PI-flou de vitesse.

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

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

$$e = \Omega^{ref} - \Omega \quad (III.11)$$

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

$$\Delta e = \frac{de}{dt} \approx \frac{e(t+1) - e(t)}{\Delta t} \quad (III.12)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple Electromagnétique.

K_e , $K_{\Delta e}$ et $K_{\Delta u}$ sont des gains de normalisation qui peuvent être constants (ou même variables).

Le système de régulation floue (contrôleur flou) se compose essentiellement :

- Bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps.
- Facteurs d'échelle K_e , $K_{\Delta e}$ et $K_{\Delta u}$: qui sont des gains de normalisation et dénormalisation. Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et l'amélioration des performances dynamiques et statiques ciblées du système à régler.
- Bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenances, nous avons opté pour les formes triangulaire.

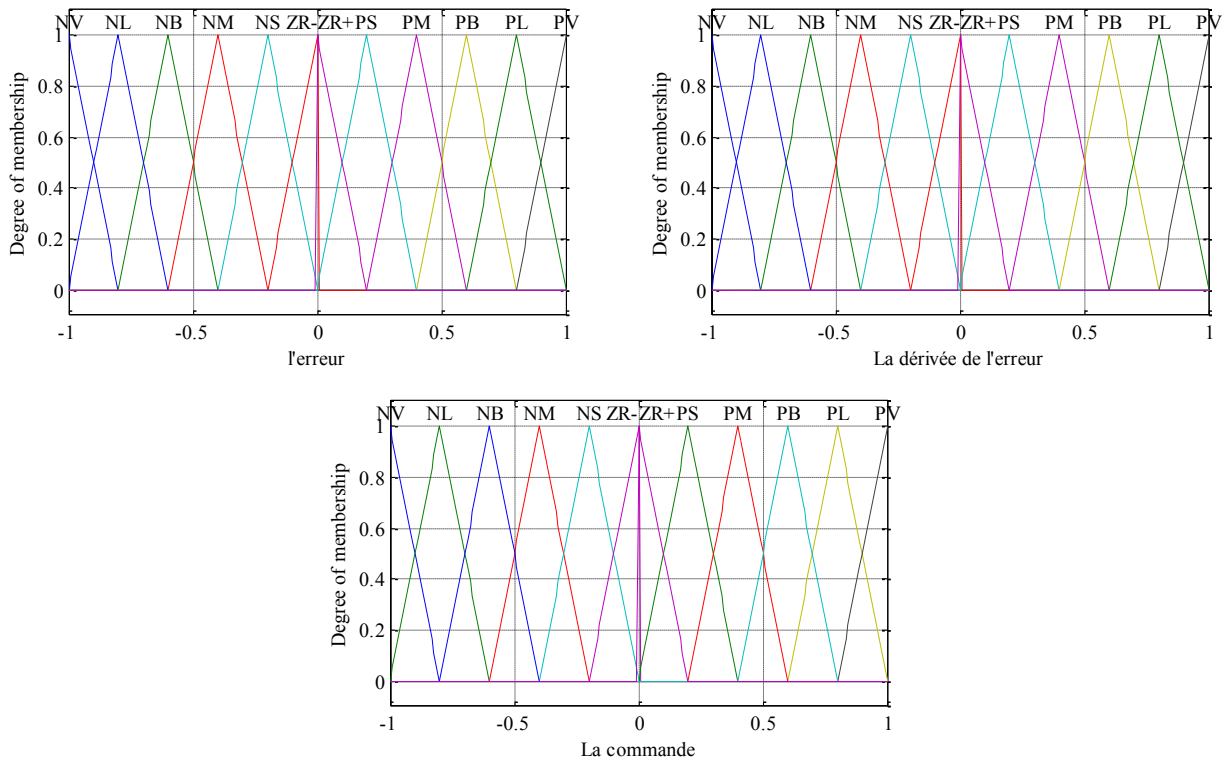


Figure III.11 : Fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.

- Base des règles : En analysant le fonctionnement du système en boucle fermée de la vitesse à partir des expériences, nous pouvons définir les règles de commande qui lient la sortie aux entrées. Comme nous l'avons observé, il existe sept ensembles flous, ce qui entraîne quarante-neuf combinaisons possibles de ces entrées, et donc quarante-neuf règles. Ces règles peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

Tableau (III.2) : Table des règles de décision pour le contrôleur floue proposé.

La commande		Erreur											
		NV	NL	NB	NM	NS	ZR-	ZR+	PS	PM	PB	PL	PV
Dérivé de l'erreur	NV	NV	NV	NV	NV	NV	NV	NV	NL	NB	NM	NS	ZR-
	NL	NV	NV	NV	NV	NV	NV	NL	NB	NM	NS	ZR-	ZR+
	NB	NV	NV	NV	NV	NV	NL	NB	NM	NS	ZR-	ZR+	PS
	NM	NV	NV	NV	NV	NL	NB	NM	NS	ZR-	ZR+	PS	PM
	NS	NV	NV	NV	NL	NB	NM	NS	ZR-	ZR+	PS	PM	PB
	ZR-	NV	NV	NL	NB	NM	NS	ZR-	ZR+	PS	PM	PB	PL
	ZR+	NV	NL	NB	NM	NS	ZR-	ZR+	PS	PM	PB	PL	PV
	PS	NL	NB	NM	NS	ZR-	ZR+	PS	PM	PB	PL	PV	PV
	PM	NB	NM	NS	ZR-	ZR+	PS	PM	PB	PL	PV	PV	PV
	PB	NM	NS	ZR-	ZR+	PS	PM	PB	PL	PV	PV	PV	PV
	PL	NS	ZR-	ZR+	PS	PM	PB	PL	PV	PV	PV	PV	PV
	PV	ZR-	ZR+	PS	PM	PB	PL	PV	PV	PV	PV	PV	PV

- Bloc de défuzzification de la variation de la commande. Les sorties du mécanisme d'inférence qui sont des variables floues doivent être reconverties en des grandeurs réelles de sorties pour que le système puisse les utiliser. Dans cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie est obtenue en employant la méthode du centre de gravité.

III.7 Résultats de simulation :

Nous avons entrepris une série de simulations pour analyser le fonctionnement du contrôleur flou intégré à l'ensemble MADA et onduleurs, doté de la commande vectorielle directe. Les simulations envisagées sont similaires à celles effectuées dans le chapitre précédent.

III.7.1 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge

Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (III.28). Nous constatons après ces résultats que la variation de la charge influencée légèrement sur la vitesse et les courants de commande, le couple électromagnétique et la vitesse suit sa consigne, ainsi le découplage entre le flux et le couple est toujours réalisé.

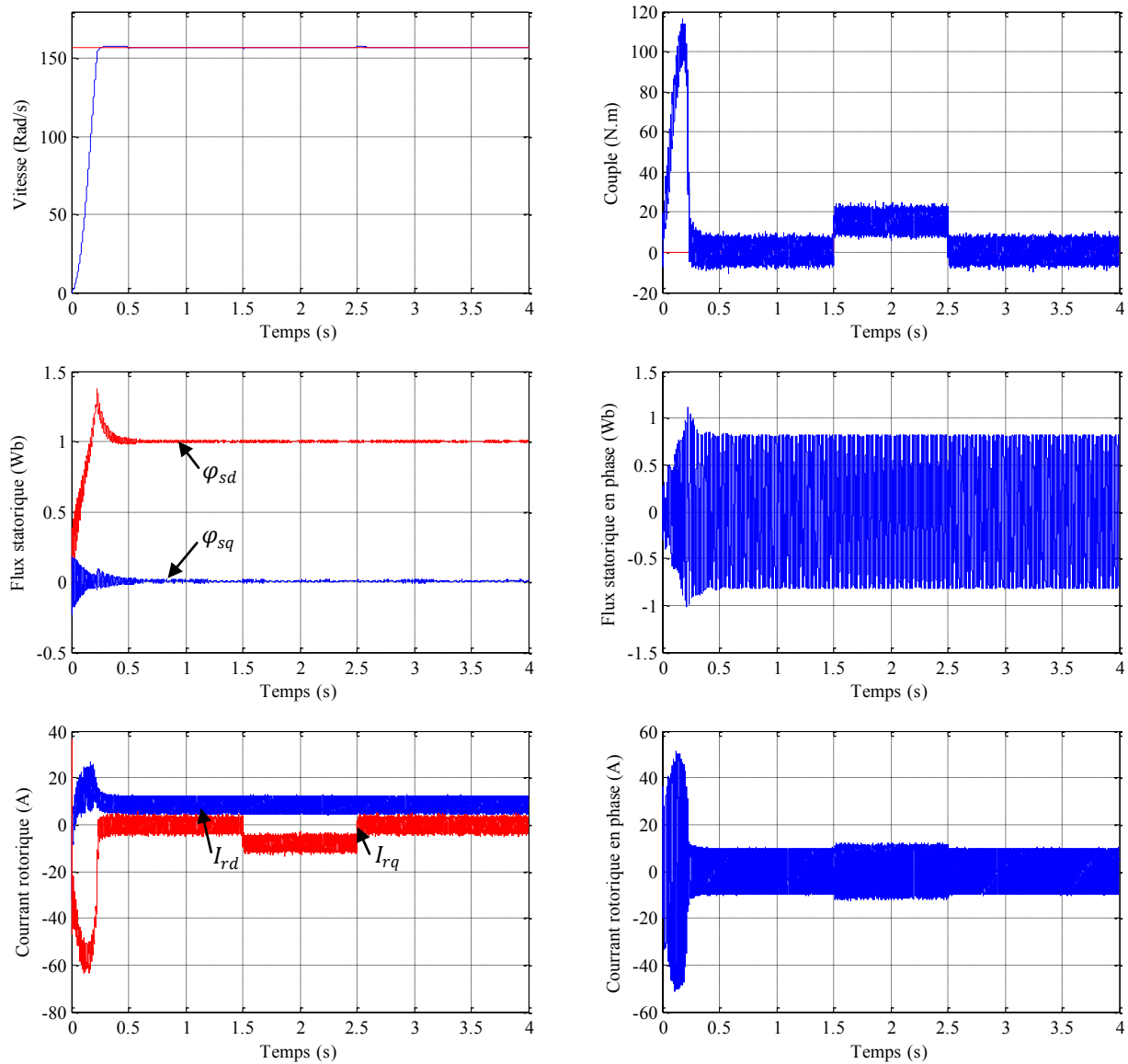
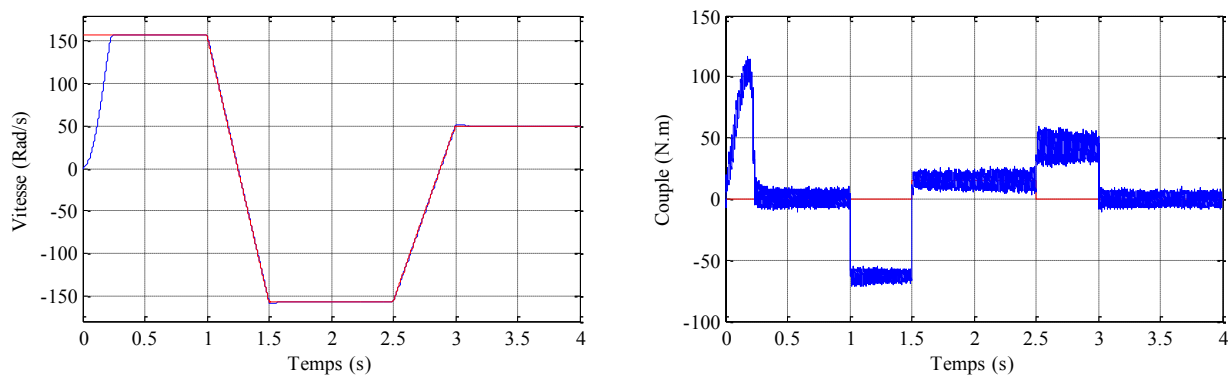


Figure (III.12) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

III.7.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

Afin de tester la robustesse de cette commande vis-à-vis d'une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse 157 rad/s à (-157rad/s) puis à une faible vitesse de 50 rad/s. On constate que le découplage persiste toujours ce qui montre la robustesse de cette commande face à de larges variations de la vitesse.



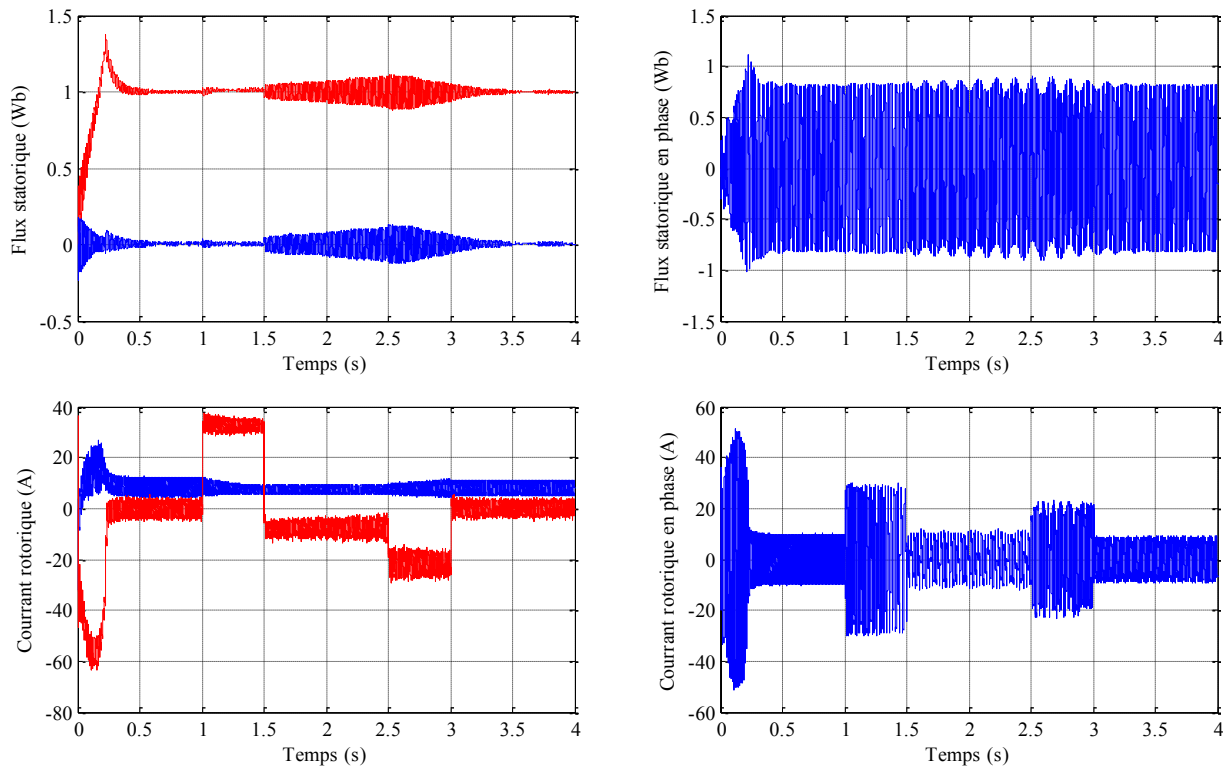
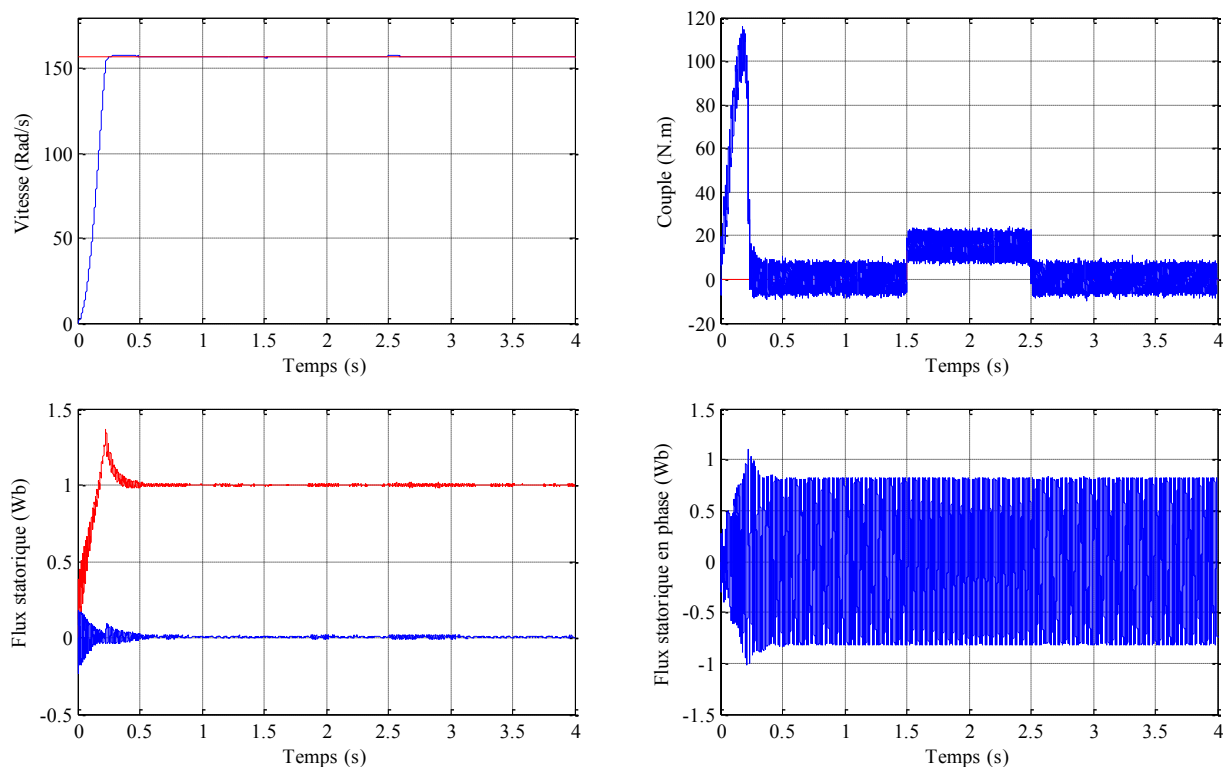


Figure (III.13) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

III.7.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique

Dans cet essai, on a fait varier la résistance rotorique de 100% de sa valeur nominale, la figure (III.14) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statorique. D'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique, ce qui montre la robustesse de la commande proposée face à ces variations.



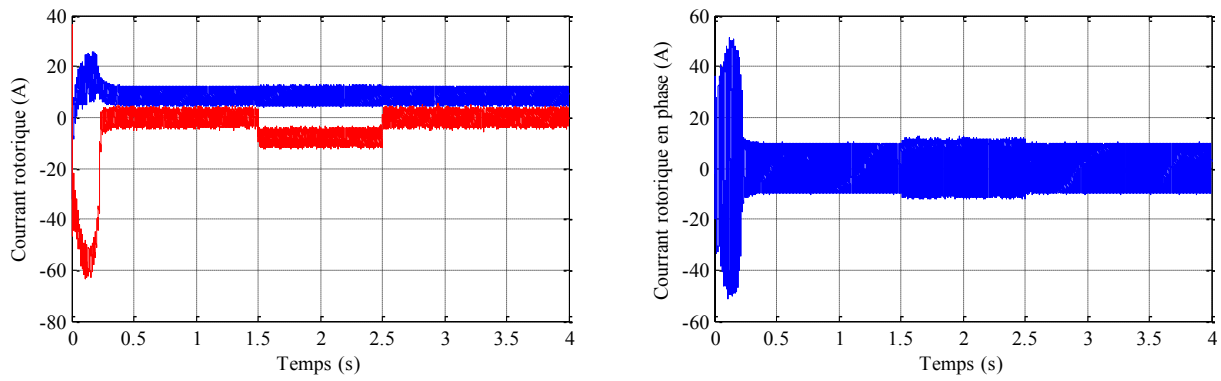


Figure (III.14) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

III.7.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique

Dans ce test de robustesse de la commande, variation de R_s de +100% de sa valeur nominale, appliquée entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats montrent que la variation de R_s ne présente aucun effet sur les courbes de vitesse et de flux.

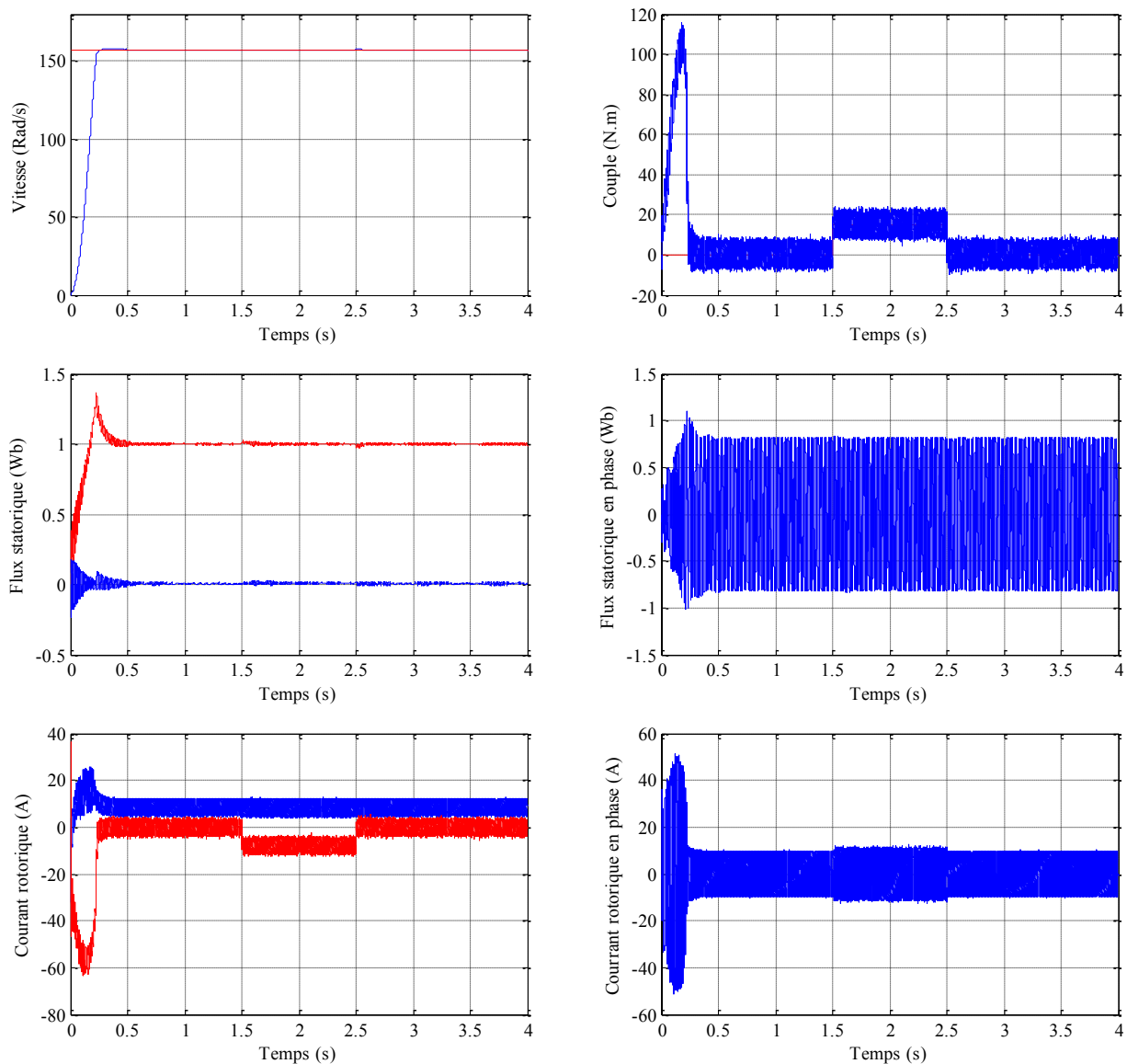


Figure (III.15) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

III.7.5 Interprétations :

Les résultats obtenus démontrent que le contrôleur flou présente d'excellentes performances, non seulement en termes de poursuite mais aussi de régulation. Il assure un suivi très précis de la vitesse de référence, avec une erreur statique nulle. Comparé à la structure PI, le contrôleur flou montre une erreur de poursuite nettement inférieure, soulignant ainsi son adaptation optimale à la commande.

Il est également observé que l'orientation du flux statorique est parfaitement réalisée et que les perturbations sont efficacement rejetées. L'approche floue se distingue également par les meilleures performances en ce qui concerne les écarts de vitesse et les temps de rejet.

L'analyse de l'évolution des réponses de la vitesse de rotation face aux variations paramétriques met en évidence la supériorité du contrôleur flou. Malgré ces variations, son comportement en termes de poursuite et de régulation reste remarquable, en particulier en ce qui concerne la vitesse, les variations de résistance statorique et rotorique ont un impact minime sur la vitesse. La variation de l'inductance rotorique affecte à la fois la vitesse et l'orientation du flux, notamment pendant les phases transitoires et les perturbations.

III.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principaux concepts théoriques de la logique floue, puis décrit une structure de commande basée sur cette logique, en explicitant les notions de fuzzification, d'inférences floues et de défuzzification. Ensuite, nous avons réalisé la synthèse et l'évaluation d'un contrôleur de type PI flou avec douze sous-ensembles de type "Mamdani".

Les tests de simulation ont démontré que l'approche floue présente un comportement satisfaisant en régulation et en poursuite. Sa supériorité par rapport au contrôleur conventionnel de type PI a été confirmée par une amélioration de la dynamique, un meilleur rejet des perturbations et une plus grande robustesse face aux variations de résistances rotorique et statorique.

Conclusion générale

L'intérêt pour la machine asynchrone à double alimentation (MADA) ne cesse de croître en raison de ses avantages par rapport aux autres types de machines à vitesse variable. Son utilisation en tant qu'aérogénérateur ou moteur dans la chaîne de conversion électromécanique a connu une croissance remarquable ces dernières années. Malgré ses nombreux avantages, la commande de la MADA demeure complexe en raison de son modèle mathématique non linéaire et fortement couplé. Ainsi, le sujet principal consiste à développer une commande non linéaire robuste en utilisant des techniques intelligentes pour améliorer ses performances, telles que la réduction des oscillations et la capacité à entraîner des charges à vitesses variables.

Ce travail de mémoire se concentre principalement sur l'étude, la modélisation et la commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). Pour ce faire, différentes techniques de commande ont été examinées et validées par simulation sur la MADA, notamment la commande vectorielle et la commande par mode de glissement (SMC). Cependant, ces techniques présentent encore des limitations et des inconvénients. C'est pourquoi, dans le cadre de cette étude, une approche de commande hybride combinant le mode glissant et la logique floue a été développée.

Pour atteindre les objectifs de cette étude, le manuscrit est divisé en trois chapitres distincts :

Le premier chapitre de cette étude (état de l'art) s'est penché sur une analyse théorique de la machine asynchrone à double alimentation, examinant ses différents modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients, ainsi que l'évaluation des performances de cette machine et des diverses techniques de commande. Pour une meilleure compréhension de la machine, la première partie du deuxième chapitre a abordé la modélisation de la MADA et de son alimentation, en utilisant le modèle équivalent de Park avec des hypothèses simplificatrices, validé par simulation.

Dans la deuxième chapitre, la technique de commande vectorielle a été appliquée à la MADA pour surmonter les défis liés à son réglage, garantissant le découplage entre le flux et le couple électromagnétique tout en améliorant la dynamique de la vitesse. L'association de la commande vectorielle avec un régulateur de vitesse de type PI classique a permis d'obtenir de bonnes performances, bien que ce dernier puisse perdre en robustesse face aux perturbations externes et aux variations paramétriques. Pour remédier à cela, l'alimentation du rotor de la MADA a été réalisée par un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), tandis que le stator était alimenté directement par le réseau.

Dans le troisième chapitre, afin d'améliorer les performances du système et de surmonter les limitations de la commande classique, telles que la faible robustesse de la commande vectorielle et sa sensibilité aux variations paramétriques, une approche de commande robuste appelée commande par la logique floue a été étudiée. Les résultats ont montré que cette technique apporte des améliorations significatives par rapport au régulateur classique PI, offrant de bonnes performances statiques et dynamiques, un rejet rapide et quasi-total des perturbations, ainsi qu'une meilleure précision de suivi.

Toutefois, la conception de nouvelles méthodes de commande robustes est un sujet ouvert pour obtenir de très bonnes performances. En conclusion, nous proposons quelques perspectives de notre travail, qui se traduisent par :

- Reprendre l'étude présentée en représentant une étude comparative entre la commande vectorielle, la commande proposée par la logique floue à 12 variables linguistiques et d'autres commandes telles que : la commande par mode de glissant, la commande par backstepping, ...etc. ;
- Utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs de tension utilisé, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique ;
- Application des autres techniques de commande à savoir : la commande hybride backstepping-floue type 2, la commande par mode glissant d'ordre supérieur, commande hybride glissante-backstepping, ..., etc.

Références bibliographiques

- [01] 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, June 2003.
- [02] A. Talha, M.O. Mahmoudi, D. Beriber et E.M. Berkouk. « Study and control of two-level PWM rectifiers-clamping bridge-two three-level NPC VSI cascade, Application to double stator induction machine », IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004, pp. 3894-3899.
- [03] S. Drid, « Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation : théorie et expérimentation », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [04] 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.
- [05] J.B. Ekanayake, L. Holdsworth, X.G. Wu et N. Jenkins. « Comparison of fixed speed and doubly fed induction wind turbines during power system disturbances », IEE Proc.-Generation, Transmission and Distribution, Vol. 150, No. 3, May 2003, pp. 343-352.
- [06] F. Labrique et G. Segulier. « Les convertisseurs de l'électronique de puissance », Tome 1 et Tome 2, Ed. DUNOD, 1989.
- [07] M. Pinard. « Commande Electronique des Moteurs Electriques », Ed. DUNOD, Série EEA, 2004.
- [08] 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.
- [09] M. Ruviaro, F. Rüncoş, N. Sadowski, I. M. Borges, "Analysis and Tests Results of a Brushless Doubly Fed Induction Machine with Rotary Transformer", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Early Access, 2011.
- [10] B. Hopfenspeger et D.J. Atkinson, « Doubly-fed a.c. machines: classification and comparison », European Conference on Power. Electronics And Applications (EPE), Gras, 2001.
- [11] P-E. Vidal, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [12] A. Dendouga, « Contrôle des puissances actives et réactive de la machine asynchrone a double alimentation (DFIM) », Thèse De Doctorat En Science En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [13] A. Meroufel, « Contrôle De La Machine Asynchrone ». Polycopie De Cours, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [14] S.A.E. Arjdoun, «Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2010.
- [15] 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.
- [16] G. Salloum, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [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] Y. Bekakra. « Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées », Mémoire de Magister, Centre Universitaire d'El-Oued, Algérie, 2010.
- [19] A. Zemmit. « Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, Université de Biskra, Algérie, 2014.
- [20] F. Poitiers, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.

- [21] N. Abu-tabak. « Stabilité dynamique des systèmes électriques multimachines : modélisation, commande, observation et simulation ». Thèse de Doctorat, École Centrale de Lyon 2008.
- [22] F. Merrahi. « Alimentation et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (Application à l'énergie éolienne) », Mémoire de magister, Ecole Nationale polytechnique, Algérie, 2007.
- [23] R. Abdessamad et M. Kadjoudj. « Modélisation des machines électriques », Presse de l'université de Batna, Algérie, 1997.
- [24] H. V. D. Broeck, H. Skudelny, and G. Stanke, « Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors, » in IEEE – IAS Conf. Rec., 1986, pp.244-251.
- [25] G. Segulier, « Convertisseurs De l'Electronique De Puissance: La Conversion Alternative-Continue », vol.1, 3ème éditions, Technique et Documentation Lavoisier, Paris, 2006.
- [26] M. Abid, « Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI », Thèse de doctorat d'état en Electrotechnique, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [27] H. Tamrabet, « Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone », Thèse de magister de l'université de Batna, 2006.
- [28] DJ. Khodja, « commande des convertisseurs électromécaniques », Polycopie De Cours, Master1 ,ISE ,Université de M'sila , Algérie, 2012.
- [29] A. Kheldoun, « Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté », Thèse de doctorat de l'université de Boumerdès, 2007.
- [30] A. Mechernene, " Commande Neuro-Floue Adaptative pour la Régulation de Vitesse d'un Moteur Asynchrone", Mémoire de Magister, Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique d'Oran, Algérie, 2008.
- [31] Z. Zouaoui "Commande des convertisseurs statiques DC/DC Par la logique floue", Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2007.
- [32] K. Kouzi, “Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine a induction sans transducteur rotatif,” Thèse de doctorat de l'université de Batna 2008.
- [33] N. Khengaoui et N. khengaoui «Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation». Mémoire master , Université de KASDI MERBAH ouargla, Algérie,2014
- [34] M. Bouharkat, “Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique,” Thèse de doctorat de l'université de Batna, 2006.
- [35] L. Baghli, “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques,” Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [36] R. Mahadoui, “Diagnostic industriel par neuro-flou -application à un système de production,” Thèse de magister de l'université de Batna 2008.
- [37] M. Abid, « Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI », Thèse de doctorat d'état en Electrotechnique, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.

ANNEXE

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

1 Paramètres nominales

$P_n = 4 \text{ KW}$	Puissance nominale.
$v/U = 220/380V \quad 50Hz$	Tension nominale.
$i/I = 15/8.6A$	Courant nominale.
$\Omega_n = 1440 \text{ tr/min}$	Vitesse nominale.
$P = 2$	Nombre de paires de pôles.

2 Paramètres électriques

$R_s = 1.2 \Omega$	Résistance du stator.
$R_r = 1.8 \Omega$	Résistance du rotor.
$L_s = 0.1554 \text{ H}$	Inductance du stator.
$L_r = 0.1568 \text{ H}$	Inductance du rotor.
$M = 0.15 \text{ H}$	Inductance Mutuelle.

3 Paramètres mécaniques

$J = 0.2 \text{ Kg.m}^2$	Moment d'inertie.
$f = 0.001 \text{ N.m.s/rd}$	Coefficient de frottement.

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme Master Académique en ELECTROMECHANIQUE

Thème:

Nouvelle conception de contrôleur PI robuste basé sur floue à 12 variables linguistiques pour le moteur asynchrone à double alimentation

Par: KECHAT Abbes

CHERFAOUI Ziad

Résumé:

Le sujet de ce travail portait sur une idée principale représentée dans la recherche d'une commande non linéaire robuste pour la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par l'utilisant des techniques intelligences (logique floue type 1 à 12 variables linguistiques) afin d'améliorer les performances de cette commande (réduction des oscillations, entraînement des charges a vitesse variable,....).

Des simulations sont effectuées pour valider la commande proposée qui combine entre la commande vectorielle et la logique floue à 12 variables linguistiques. Enfin, les résultats montrés que la technique de logique floue à des meilleures performances par rapport à la technique de contrôle vectoriel. ceci est fait en améliorant le temps de réponse, la dérivation et en réduisant les ondulations de flux et le couple électromagnétique.

Mots clés:

Machine asynchrone à double alimentation (MADA), Commande vectorielle, logique floue à 12 variables linguistiques

Abstract:

The subject of this work focuses on a main idea represented in the search for a robust non-linear control for the dual-supply asynchronous machine (MADA) by using intelligence techniques (fuzzy logic type 1 to 12 linguistic variables) in order to improve the performance of this control (reduction of oscillations, driving of loads at variable speed, etc.).

Simulations are carried out to validate the proposed control which combines vector control and fuzzy logic with 12 linguistic variables. Finally, the results showed that the fuzzy logic technique has better performance compared to the vector control technique. this is done by improving response time, bypass and reducing flux ripple and electromagnetic torque.

Keywords:

Doubly-fed induction machine (DFIM), vector control, fuzzy logic with 12 linguistic variables.

ملخص:

ركز موضوع هذا العمل على فكرة رئيسية تتمثل في البحث عن تحكم قوي غير خطي للآلة غير المتزامنة ثنائية العرض (MADA) باستخدام تقنيات الذكاء (المنطق المضيب من النوع 1 إلى 12 متغير لغوي) بهدف تحسين الأداء. أداء هذا التحكم (تقليل التذبذبات، قيادة الأحمال بسرعات متغيرة، وما إلى ذلك).

تم إجراء عمليات المحاكاة للتحقق من صحة التحكم المقترح الذي يجمع بين مكافحة ناقلات الأمراض والمنطق الضبابي مع 12 متغيرًا لغويًا. وأخيرًا أظهرت النتائج أن تقنية المنطق المضيب لديها أداء أفضل مقارنة بتقنية مكافحة المتجهات. ويتم ذلك عن طريق تحسين وقت الاستجابة والتجاوز وتقليل التموج التدفق وعزم الدوران الكهرومغناطيسي.

الكلمات المفتاحية:

ماكينة لاتزامنية ثنائية التغذية، تحكم متجه، منطق غامض مع 12 متغيرا لغويا.